



**HAL**  
open science

# Conception et développement de dispositifs hyperfréquences à reconfiguration rapide à partir de matériaux à transition isolant-métal (MIT) : application au dioxyde de vanadium (VO<sub>2</sub>)

Mohammad-Nikhian Sadiq

## ► To cite this version:

Mohammad-Nikhian Sadiq. Conception et développement de dispositifs hyperfréquences à reconfiguration rapide à partir de matériaux à transition isolant-métal (MIT) : application au dioxyde de vanadium (VO<sub>2</sub>). Electronique. Université de Bretagne Occidentale, 2019. Français. NNT : . tel-02613957v1

**HAL Id: tel-02613957**

**<https://theses.hal.science/tel-02613957v1>**

Submitted on 20 May 2020 (v1), last revised 13 Nov 2020 (v2)

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

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

# THÈSE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE  
DE BRETAGNE OCCIDENTALE  
COMUE UNIVERSITÉ BRETAGNE LOIRE  
ÉCOLE DOCTORALE N° 601  
*Mathématiques et Sciences et Technologies  
de l'Information et de la Communication*  
Spécialité : *Électronique*

Par

**Mohammad Nikhian SADIQ**

**Conception et développement de dispositifs hyperfréquences à reconfiguration rapide à partir de matériaux à transition isolant-métal (MIT) : application au dioxyde de vanadium ( $VO_2$ )**

Thèse présentée et soutenue à Brest le 19 Décembre 2019  
Unité de recherche : Lab-STICC, UMR CNRS 6285

## Rapporteurs avant soutenance :

Valérie VIGNERAS  
Gaëtan PRIGENT

Professeure des Universités  
Maître de Conférences HDR

IMS  
LAAS CNRS

## Composition du Jury :

Président : Xavier CASTEL  
Examineurs : Valérie VIGNERAS  
Gaëtan PRIGENT  
Aurelian CRUNTEANU  
Emmanuel PISTONO  
Paul LAURENT  
Dir. de thèse : Gérard TANNÉ  
Co-dir. de thèse : Marc LE ROY

Professeur des Universités  
Professeure des Universités  
Maître de Conférences HDR  
Directeur de Recherche CNRS  
Maître de Conférences HDR  
Maître de Conférences  
Professeur des Universités  
Maître de Conférences

IETR  
IMS  
LAAS CNRS  
XLIM  
RFIC-Lab  
Lab-STICC  
Lab-STICC  
Lab-STICC

## Invités :

Frédéric DUMAS-BOUCHIAT  
Noham MARTIN  
André PERENNEC

Maître de Conférences HDR  
Maître de Conférences  
Maître de Conférences HDR

IRCER  
Lab-STICC  
Lab-STICC



# THÈSE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE  
DE BRETAGNE OCCIDENTALE  
COMUE UNIVERSITÉ BRETAGNE LOIRE  
ÉCOLE DOCTORALE N° 601  
*Mathématiques et Sciences et Technologies  
de l'Information et de la Communication*  
Spécialité : *Électronique*

Par

**Mohammad Nikhian SADIQ**

**Conception et développement de dispositifs hyperfréquences à reconfiguration rapide à partir de matériaux à transition isolant-métal (MIT) : application au dioxyde de vanadium (VO<sub>2</sub>)**

Thèse présentée et soutenue à Brest le 19 Décembre 2019  
Unité de recherche : Lab-STICC, UMR CNRS 6285

## Rapporteurs avant soutenance :

Valérie VIGNERAS  
Gaëtan PRIGENT

Professeure des Universités  
Maître de Conférences HDR

IMS  
LAAS CNRS

## Composition du Jury :

Président : Xavier CASTEL  
Examineurs : Valérie VIGNERAS  
Gaëtan PRIGENT  
Aurelian CRUNTEANU  
Emmanuel PISTONO  
Paul LAURENT  
Dir. de thèse : Gérard TANNÉ  
Co-dir. de thèse : Marc LE ROY

Professeur des Universités  
Professeure des Universités  
Maître de Conférences HDR  
Directeur de Recherche CNRS  
Maître de Conférences HDR  
Maître de Conférences  
Professeur des Universités  
Maître de Conférences

IETR  
IMS  
LAAS CNRS  
XLIM  
RFIC-Lab  
Lab-STICC  
Lab-STICC  
Lab-STICC

## Invités :

Frédéric DUMAS-BOUCHIAT  
Noham MARTIN  
André PERENNEC

Maître de Conférences HDR  
Maître de Conférences  
Maître de Conférences HDR

IRCER  
Lab-STICC  
Lab-STICC







---

*Ne crains pas l'échec. Ce n'est pas  
l'échec, mais le manque d'ambition  
qui est un crime. Avec des objectifs  
élevés, l'échec peut être glorieux.*

---

---

**BRUCE LEE**

---



# REMERCIEMENTS

---

---

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance (Lab-STICC, UMR CNRS 6285).

Je remercie vivement Dr. Valérie VIGNERAS, Professeure des Universités à l'IMS, pour m'avoir fait l'honneur d'avoir rapporté ce travail.

J'adresse mes sincères remerciements à Dr. Gaëtan PRIGENT, Maître de Conférences à LAAS CNRS, pour l'honneur qu'il m'a fait d'accepter d'être rapporteur de ce travail. Par ailleurs, je lui suis reconnaissant pour les nombreux conseils qu'il a prodigués depuis mon arrivée à l'INP-ENSEEIH et de m'avoir motivé à poursuivre en thèse.

Je souhaite aussi remercier Dr. Xavier CASTEL, Professeur des Universités à l'IETR, de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse.

J'adresse également mes remerciements à Dr. Emmanuel PISTONO, Maître de Conférences au RFIC-Lab, d'avoir accepté de participer à mon jury de thèse.

J'exprime ma profonde gratitude à Dr. Aurelian CRUNTEANU, Directeur de Recherche CNRS à XLIM, et Dr. Frédéric DUMAS-BOUCHIAT, Maître de Conférences à l'IRCER, de m'avoir fait l'honneur de participer à mon jury de thèse. J'ai été honoré et ravi de pouvoir travailler à leur côté dans le cadre du projet ANR MUFRED. Leurs grandes expériences dans leur domaine respectif m'ont permis d'apprendre très rapidement durant nos nombreux échanges virtuels et physiques.

Je remercie profondément Dr. Paul LAURENT, Dr. Noham MARTIN et Dr. André PÉRÉNNÉC, tous trois Maître de Conférences au Lab-STICC, de l'encadrement qu'ils ont réalisé au cours de cette thèse. Les échanges ont été nombreux et précieux. Leur disponibilité, leur patience et leur bonne humeur, parmi leurs nombreuses qualités, m'ont permis d'apprécier le travail réalisé ensemble.

Je ne saurais remercier suffisamment Dr. Gérard TANNÉ, Professeur des Universités au Lab-STICC, et Dr. Marc LE ROY, Maître de Conférences au Lab-STICC, d'avoir respectivement dirigé et codirigé ma thèse. Je leur suis reconnaissant de m'avoir fait confiance tout au long de cette thèse et lors des réunions avec le consortium MUFRED, de leur encouragement lors de nos longues attentes dans les aéroports de France et durant mes moments

## Remerciements

---

de doutes. Leurs nombreux conseils et leur rigueur scientifique m'ont permis d'évoluer et de mener à bien cette thèse.

Pour finir, je tiens à saluer et remercier toutes les personnes qui ont rendu ce séjour à Brest agréable. Parmi eux, je remercie le noyau dur (et très joyeux) des doctorants : Norbert, Julien, Nathan, Sarra, Fabien, Jefferson ; les autres membres du laboratoire : Jessica, Annaïg, Azar, Vincent, Éric, Emanuel ; mes amis de longue date : Loïc, Aurore, Yann et les plus récents mais tout aussi importants : Debora, Marie et Raphaël.

# TABLE DES MATIÈRES

---

---

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 - Contexte et problématique.....</b>	<b>5</b>
Résumé.....	5
1. Contexte .....	7
2. ANR MUFRED .....	8
2.1. Objectifs et défis du projet.....	8
2.2. Organisation du projet .....	11
2.2.1. Présentation des partenaires.....	11
2.2.2. Organisation et management.....	12
2.3. Impacts attendus du projet .....	14
2.3.1. Impacts scientifiques et techniques .....	14
2.3.2. Impacts sociétaux et économiques.....	15
3. Objectifs de la thèse .....	15
Bibliographie .....	17
<b>Chapitre 2 - État de l'art des dispositifs RF accordables .....</b>	<b>19</b>
Résumé.....	19
1. Présentations des éléments d'accords .....	21
1.1. Semi-conducteurs .....	21
1.1.1. Diode PIN .....	21
1.1.2. Transistor FET .....	22
1.2. MEMS RF.....	24
1.3. Matériaux agiles.....	27
1.3.1. Ferroélectrique .....	27
1.3.2. Ferromagnétique .....	28
1.3.3. Cristaux liquides.....	29
1.3.4. Matériaux à changement de phase .....	30

---

1.4. Comparaison des techniques .....	31
<b>2. Dispositifs accordables .....</b>	<b>33</b>
2.1. Commutateurs RF.....	33
2.1.1. Présentation .....	33
2.1.2. Commutateurs RF à base de diodes PIN .....	35
2.1.3. Commutateurs RF à base de transistors FET.....	37
2.1.4. Commutateurs RF à base de MEMS RF.....	38
2.1.5. Comparaison des temps de commutation.....	39
2.2. Déphaseurs reconfigurables .....	40
2.2.1. Présentation .....	40
2.2.2. Déphaseurs à base de diodes PIN.....	41
2.2.3. Déphaseurs à base de transistors FET.....	43
2.2.4. Déphaseur à base de MEMS RF.....	45
2.2.5. Synthèse de l'état de l'art des déphaseurs .....	47
2.3. Réseaux d'antennes reconfigurables .....	48
2.3.1. Présentation .....	48
2.3.2. Réseaux d'antennes à base de diodes PIN.....	51
2.3.3. Réseaux d'antennes à base de transistors FET .....	53
2.3.4. Réseaux d'antennes à base de MEMS RF .....	53
<b>3. Conclusion .....</b>	<b>55</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>56</b>
<b>Chapitre 3 - Matériaux à transition isolant-métal.....</b>	<b>65</b>
Résumé.....	65
1. Introduction des matériaux agiles pour la commutation.....	67
2. État de l'art des matériaux MIT .....	67
3. Les oxydes de vanadium .....	69
3.1. Généralités .....	69
3.2. Le dioxyde de vanadium VO <sub>2</sub> .....	70
3.2.1. Présentation générale .....	70
3.2.2. Structure cristallographique .....	71
3.2.3. Propriétés électriques .....	71
3.2.4. Propriétés optiques et mécaniques .....	73
3.2.5. Commandes d'activation.....	74

3.3. Quelques applications du dioxyde de vanadium .....	75
3.3.1. Fenêtres intelligentes à base de VO <sub>2</sub> .....	75
3.3.2. Capteurs à base de VO <sub>2</sub> .....	77
3.3.3. Commutateurs et filtres à base de VO <sub>2</sub> .....	78
3.3.4. Antennes à base de VO <sub>2</sub> .....	82
3.3.5. Déphaseurs à base de VO <sub>2</sub> .....	83
<b>4. Méthodes de dépôts.....</b>	<b>84</b>
4.1. Ablation par laser impulsionnel .....	85
4.2. Dépôts chimiques en phase vapeur .....	87
<b>5. Étude préliminaire d'intégration du VO<sub>2</sub> dans des dispositifs élémentaires .....</b>	<b>89</b>
5.1. Présentation des dispositifs élémentaires à concevoir .....	89
5.1.1. Commutateurs RF à base de VO <sub>2</sub> .....	89
5.1.2. Stubs reconfigurables à base de VO <sub>2</sub> .....	91
5.1.3. Polarisation des motifs de VO <sub>2</sub> .....	92
5.1.4. Cahier des charges et dimensionnement des dispositifs.....	93
5.2. Réalisation .....	96
5.3. Résultats expérimentaux par commande électrique .....	97
5.3.1. Commutateur RF série.....	98
5.3.2. Stub CO-CO.....	100
<b>6. Commande optique et temps de commutation .....</b>	<b>102</b>
6.1. Manipulation.....	102
6.2. Temps de commutation .....	103
6.3. Difficultés rencontrées.....	106
<b>7. Conclusion.....</b>	<b>107</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>108</b>
<b>Chapitre 4 - Conception d'un réseau phasé d'antennes reconfigurable à base de VO<sub>2</sub>.....</b>	<b>115</b>
Résumé .....	115
<b>1. Structuration du démonstrateur .....</b>	<b>117</b>
1.1. Présentation générale .....	117
1.2. Choix des topologies .....	118

1.2.1. Éléments rayonnants.....	118
1.2.2. Éléments déphasants.....	119
1.2.3. Réseau d'alimentation.....	120
1.2.4. Éléments de jonction .....	121
<b>2. Étude et conception des dispositifs.....</b>	<b>121</b>
2.1. Déphaseur 2-bits reconfigurable à base de VO <sub>2</sub> .....	122
2.1.1. Commutateur SPST.....	123
2.1.2. Commutateur SP4T .....	128
2.1.3. Déphaseur à lignes commutées.....	131
2.2. Réseau d'antennes .....	134
2.2.1. Antenne unitaire.....	135
2.2.2. Mise en réseau 2 × 4 éléments.....	137
2.2.3. Dépointage de faisceau .....	140
2.3. Réseau d'alimentation .....	142
2.3.1. Étage antenne .....	143
2.3.2. Étage de sortie.....	144
2.3.3. Étage d'entrée.....	145
2.3.4. Réseau d'alimentation 1 → 4 .....	146
2.4. Réseau phasé.....	147
<b>3. Fabrication et expérimentation par commande électrique .....</b>	<b>148</b>
3.1. Fabrication : étape et masque.....	148
3.2. Expérimentations : difficultés rencontrées.....	153
<b>4. Perspectives des travaux menés.....</b>	<b>156</b>
4.1. Perspectives à court terme : améliorations .....	156
4.2. Perspectives à moyen terme : optimisations.....	157
4.2.1. Optimisation des performances du commutateur.....	157
4.2.2. Écartement des motifs de VO <sub>2</sub> pour une commande optique.....	158
4.2.3. Report des éléments reconfigurables à base de VO <sub>2</sub> .....	159
4.2.4. Augmentation de la précision et du nombre d'états de dépointage .....	161
4.3. Perspectives à long terme : intégration .....	164
<b>5. Conclusion .....</b>	<b>167</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>168</b>
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>171</b>

---

<b>Annexes</b> .....	<b>179</b>
Annexe I : Antennes.....	181
Annexe II : Déphaseur SIW.....	183
<b>Communications</b> .....	<b>187</b>



# TABLE DES FIGURES

---

---

<b>Figure 1.1</b> : Vues d'artiste : (A) réseau phasé et (B) réseau réflecteur reconfigurables par commande optique (proposés lors de l'appel à projet ANR) .....	9
<b>Figure 1.2</b> : Niveaux de maturité technologique (TRL) .....	10
<b>Figure 1.3</b> : Diagramme de PERT du projet MUFRED .....	13
<b>Figure 2.1</b> : Diode PIN, schématisation du fonctionnement en polarisation (A) directe et (B) inverse .....	22
<b>Figure 2.2</b> : Modèle d'un transistor FET avec un canal de conduction (A) de type N et (B) de type P .....	23
<b>Figure 2.3</b> : Représentation des deux catégories de MEMS RF (A) ohmique (contact métal/métal) et (B) capacitif (contact métal/diélectrique).....	25
<b>Figure 2.4</b> : Représentation des deux états du MEMS RF ohmique (A) état haut (absence de commande d'actionnement) et (B) état bas (en présence de commande d'actionnement) .....	26
<b>Figure 2.5</b> : Représentation des deux états du MEMS RF capacitif (A) état haut (absence de commande d'actionnement) et (B) état bas (en présence de commande d'actionnement) .....	26
<b>Figure 2.6</b> : Évolution du cycle d'hystérésis permittivité – champ électrique en fonction de la température [20].....	27
<b>Figure 2.7</b> : Schéma d'un cycle d'hystérésis de l'aimantation en fonction du champs magnétique [32] .....	29
<b>Figure 2.8</b> : Modification des propriétés structurales et intrinsèques des matériaux à changement de phase [4].....	30
<b>Figure 2.9</b> : Principe de changement de phase amorphe-cristallin réversible par un stimulus (impulsion) [4] .....	31
<b>Figure 2.10</b> : Schéma électrique équivalent d'un commutateur idéal à l'état (A) OFF, (B) ON et (C) d'un commutateur RF réel .....	33
<b>Figure 2.11</b> : Schéma d'un commutateur RF en configuration (A) série et (B) parallèle .....	35
<b>Figure 2.12</b> : Photographie du (A) SPST et (B) SPDT. Performances du SPST : (C) pertes d'insertion et (D) isolation. Performances du SPDT : (E) pertes d'insertions et (F) isolation [67] .....	36
<b>Figure 2.13</b> : SPDT en MMIC à base de Diode PIN en GaN (A) photographie et (B) performances RF [68] .....	36
<b>Figure 2.14</b> : SPST à base de FET CMOS (A) photographie et (B) ses performances RF [70] .....	37

<b>Figure 2.15</b> : SPDT à base de FET HMET [71] .....	37
<b>Figure 2.16</b> : SPST à base de MEMS RF [74].....	38
<b>Figure 2.17</b> : (A) SPST et (B) SP4T réalisés à base de MEMS dans [75].....	38
<b>Figure 2.18</b> : SP7T réalisé à base de MEMS [76] .....	39
<b>Figure 2.19</b> : Caractéristiques fréquentielles d'un déphaseur à déphasage relatif constant : (A) phase, (B) déphasage relatif et (C) TPG.....	40
<b>Figure 2.20</b> : Caractéristiques fréquentielles d'un déphaseur à retard de phase : (A) phase, (B) déphasage relatif et (C) TPG .....	41
<b>Figure 2.21</b> : Déphaseur 4-bits à lignes commutées : (A) topologie, (B) pertes d'insertion et (C) déphasage relatif [77] .....	42
<b>Figure 2.22</b> : Déphaseur 5-bits MMIC : (A) topologie, (B) photographie du circuit, (C) pertes d'insertion et (D) déphasage relatif [78] .....	43
<b>Figure 2.23</b> : Photographie du déphaseur (A) en réflexion reconfigurable [79] et (B) 7-bits [80] .....	43
<b>Figure 2.24</b> : Déphaseur 4-bits à base de FET : (A) photographie, (B) pertes d'insertion et (C) déphasage relatif [82].....	44
<b>Figure 2.25</b> : Déphaseur 6-bits à base de FET SiGe : (A) photographie, (B) pertes d'insertion et (C) déphasage relatif [83].....	45
<b>Figure 2.26</b> : Déphaseur 4-bits en réflexion (RTPS) à base de FET : (A) photographie, (B) pertes d'insertion et (C) phase [84] .....	45
<b>Figure 2.27</b> : (A) Illustration d'une cellule déphaseuse unitaire dans son état passant et son état retardé et comparaison simulation (pointillé) mesure (plein) dans l'état (B) passant, (C) retardé d'une cellule déphaseuse de 45° et (D) phase de la structure [85].....	46
<b>Figure 2.28</b> : Photographie du déphaseur 2-bits en réflexion utilisant des MEMS [86] .....	46
<b>Figure 2.29</b> : Schéma du principe de fonctionnement d'un réseau transmetteur [91].....	48
<b>Figure 2.30</b> : Schéma du principe de fonctionnement d'un réseau phasé [91].....	49
<b>Figure 2.31</b> : Schéma du principe de fonctionnement d'un réseau réflecteur [91].....	49
<b>Figure 2.32</b> : Illustration des méthodes de contrôle de déphasage des cellules déphaseuses : (A) modification de la taille des éléments rayonnants, (B) ajout de stubs, (C) ajout d'une fente et (D) rotation de l'élément rayonnant [92] .....	50
<b>Figure 2.33</b> : Illustration de (A) la cellule déphaseuse 2-bits, (B) couche de transmission, (C) couche de polarisation de la partie de transmission, (D) couche de connexion DC au plan de masse, (E) couche de polarisation de la partie réception, (F) couche de réception, (G) phase de $S_{21}$ en simulation de la cellule unitaire 2-bits et (H) diagramme de rayonnement du réseau transmetteur à 196 éléments unitaires [103].....	52

<b>Figure 2.34</b> : Photographie de la cellule déphaseuse 3-bits à dipôles [109].....	53
<b>Figure 2.35</b> : Fonctionnement du réseau réflecteur « true time delay » à base de ligne de transmission évasée à encoche [111] .....	54
<b>Figure 2.36</b> : Cellule composée de pseudo-anneaux et de MEMS permettant un déphasage sur une game de phase de $360^\circ$ [112] .....	54
<b>Figure 3.1</b> : Les différents oxydes métalliques présentant une transition isolant-métal et leur température de transition [9].....	68
<b>Figure 3.2</b> : Quelques oxydes de vanadium et leurs propriétés électriques en fonction de la température [17].....	70
<b>Figure 3.3</b> : Diagramme de phase des oxydes de vanadium [9].....	70
<b>Figure 3.4</b> : Structures cristallographiques du $\text{VO}_2$ (A) monoclinique à basse température et (B) rutile à haute température [19] .....	71
<b>Figure 3.5</b> : Illustration de l'évolution des propriétés électriques du $\text{VO}_2$ en fonction de la température.....	72
<b>Figure 3.6</b> : Dépendance de la transmission optique du $\text{VO}_2$ en fonction de la longueur d'onde [24] pour différentes températures .....	73
<b>Figure 3.7</b> : Variation de la transmission optique du $\text{VO}_2$ en fonction de la température [24] pour une longueur d'onde donnée.....	73
<b>Figure 3.8</b> : Variation du module de Young pour différentes longueurs d'une poutre de $\text{VO}_2$ en fonction de la température [25].....	74
<b>Figure 3.9</b> : Caractéristique courant vs. tension aux bornes d'un commutateur RF réalisé à l'aide de $\text{VO}_2$ [31] .....	75
<b>Figure 3.10</b> : Principe de fonctionnement de la fenêtre intelligente à base de $\text{VO}_2$ réalisée à l'aide de cellules solaires (SC), de couches permettant de guider la lumière (LGL) et d'un milieu de faible indice de réflexion (DP) [38] .....	76
<b>Figure 3.11</b> : (A) Photographie du film de $\text{VO}_2$ déposé sur une fenêtre, (B) dépendance thermique de la transmittance en fonction de la longueur d'onde, (C) hystérésis de la transmittance en fonction de la température et (D) photographie d'un modèle de maison régulée en température [39] .....	76
<b>Figure 3.12</b> : (A) Caractéristique I-V du dispositif sans aucune contrainte, (B) Caractéristique I-V pour différentes contraintes de tension et compression et (C) schéma de la transition de phase M1 et M2 sous contrainte de tension et compression [48].....	78
<b>Figure 3.13</b> : (A) Schéma du commutateur RF en ligne coplanaire dans ses configurations parallèle (haut) et série (bas), (B) paramètre $S_{21}$ du commutateur parallèle et (C) du commutateur série [31] .....	78

<b>Figure 3.14</b> : (A) Vue de coupe, (B) performances RF et (C) schéma équivalent du commutateur large bande de VO <sub>2</sub> [49].....	79
<b>Figure 3.15</b> : (A) Layout du filtre passe bande reconfigurable, (B) zoom sur l'élément d'accord, (C) paramètres S d'insertion et (D) de réflexion du filtre [50].....	80
<b>Figure 3.16</b> : (A) Schéma du filtre stop bande à base de VO <sub>2</sub> , (B) photographie du filtre réalisé et (C) sa réponse fréquentielle RF [51] .....	81
<b>Figure 3.17</b> : (A) Vue de coupe et des faces supérieure et inférieure, (B) photographie et (C) performances du filtre SIW à base de commutateurs de VO <sub>2</sub> [54].....	82
<b>Figure 3.18</b> : (A) Schéma de l'antenne « bowtie » reconfigurable à base de VO <sub>2</sub> , (B) paramètres S d'adaptation de l'antenne et (C) diagramme de rayonnement en gain [55].....	82
<b>Figure 3.19</b> : (A) Schéma de l'antenne avec le placement du motif de VO <sub>2</sub> et (B) Paramètres S d'adaptation [56] .....	83
<b>Figure 3.20</b> : (A) Schéma d'une cellule déphasante à base de VO <sub>2</sub> , (B) déphasage réalisé par 1, 2 et 6 cellules déphasantes cascades et (C) paramètres S correspondants [58] .....	84
<b>Figure 3.21</b> : Photographies du dispositif expérimental développé au sein du laboratoire IRCER (à Limoges).....	85
<b>Figure 3.22</b> : (A) Schéma de principe de fonctionnement de l'ablation par laser impulsif (source schéma IRCER) et (B) photo du plasma généré dans la chambre de dépôt .....	86
<b>Figure 3.23</b> : Illustration de la géométrie d'une ligne coplanaire CPW .....	90
<b>Figure 3.24</b> : Vue de dessus des commutateurs RF à base de VO <sub>2</sub> en configuration (A) série et (B) parallèle.....	90
<b>Figure 3.25</b> : Vue de dessus des stubs RF reconfigurables à base de VO <sub>2</sub> en configuration (A) CO-CO et (B) CO-CC .....	91
<b>Figure 3.26</b> : Zoom sur la polarisation électrique du motif de VO <sub>2</sub> au niveau du stub CO-CO	92
<b>Figure 3.27</b> : Dimensions (en μm) des commutateurs RF en configuration (A) série et (B) parallèle .....	94
<b>Figure 3.28</b> : Dimensions (en μm) des stubs reconfigurables (A) CO-CO et (B) CO-CC .....	94
<b>Figure 3.29</b> : Paramètres S en simulation des commutateurs RF en configuration (A) série avec un gap de 5 μm, (B) parallèle avec une largeur de VO <sub>2</sub> de 10 μm et des stubs reconfigurables (C) CO-CC et (D) CO-CO avec un gap de de VO <sub>2</sub> de 5 μm .....	95
<b>Figure 3.30</b> : Kit TRL (A) « Thru », (B) « Reflect open », (C) « Reflect short » et (D) « Line » .....	95
<b>Figure 3.31</b> : Photographie de la réalisation sur saphir R (crédit photo XLIM).....	97
<b>Figure 3.32</b> : Vue de la destruction de la couche de VO <sub>2</sub> sur les commutateurs RF parallèles..	97

<b>Figure 3.33</b> : (A) Photographie des pointes GSG posées sur le commutateur RF série et (B) schéma du principe de commande électrique du motif de VO <sub>2</sub> .....	98
<b>Figure 3.34</b> : Comparaison des paramètres S en mesure et en rétro-simulation des commutateurs RF séries avec un gap de VO <sub>2</sub> de (A) 5 μm et (B) 30 μm, courbes caractéristiques I-V correspondantes pour (C) 5 μm et (D) 30 μm .....	99
<b>Figure 3.35</b> : Variation (A) des pertes et (B) de la puissance électrique d'activation en fonction de la longueur du gap de VO <sub>2</sub> .....	99
<b>Figure 3.36</b> : (A) Photographie de la pointe externe DC et (B) schéma de principe de polarisation du motif de VO <sub>2</sub> .....	100
<b>Figure 3.37</b> : Comparaison des paramètres S en mesures et en rétro-simulation du stub CO-CO avec un gap de 5 μm .....	101
<b>Figure 3.38</b> : Photographies des manipulations avec laser réalisées à TRT : (A) le laser et ses objectifs au-dessus de la station sous pointes, (B) zoom sur la station sous pointes, (C) oscilloscope et (D) bagues de ferrites .....	103
<b>Figure 3.39</b> : Tension mesurée aux bornes de la résistance pour différentes énergies avec une excitation laser à la longueur d'onde NIR.....	104
<b>Figure 3.40</b> : Comparaison avec différents modèles pour le commutateur RF série avec un gap de VO <sub>2</sub> de 10 μm.....	104
<b>Figure 3.41</b> : (A) photographie de l'aspect bleuté du VO <sub>2</sub> ayant subi aucune impulsion, (B) dégradation visible du VO <sub>2</sub> après plusieurs impulsions.....	106
<b>Figure 4.1</b> : Schématisation par blocs d'un réseau phasé.....	118
<b>Figure 4.2</b> : Vue d'artiste du démonstrateur.....	118
<b>Figure 4.3</b> : Schématisation de l'attribution des déphaseurs pour le réseau phasé à 2 × 4 éléments .....	120
<b>Figure 4.4</b> : Schématisation du réseau d'alimentation 1 → 4 .....	120
<b>Figure 4.5</b> : Généralisation d'un déphaseur n-bits TTD à lignes commutées basé sur un SPnT avec n le nombre d'états et D <sub>max</sub> le déphasage maximal souhaité.....	122
<b>Figure 4.6</b> : Design du commutateur SPST par étape : (A) étape 1, (B) étape 2, (C) étape 3 et (D) étape 4.....	123
<b>Figure 4.7</b> : Design du commutateur SPST (étape 5).....	124
<b>Figure 4.8</b> : Schéma équivalent du réseau de polarisation .....	125
<b>Figure 4.9</b> : Paramètres RF simulés lors des 5 étapes de conception du commutateur SPST à l'état ON (VO <sub>2</sub> dans son état métallique) : (A) coefficients de réflexion et (B) pertes d'insertion .....	125

---

<b>Figure 4.10</b> : Paramètres RF simulés du commutateur SPST à l'étape 2 dans ses deux états ON et OFF.....	126
<b>Figure 4.11</b> : Paramètres RF simulés du commutateur SPST dans ses deux états ON et OFF	127
<b>Figure 4.12</b> : Design du commutateur SP4T à base de VO <sub>2</sub> avec son réseau de polarisation ..	128
<b>Figure 4.13</b> : Cartographie du champ E dans les 5 configurations possibles : (A) état 0, (B) état 1, (C) état 2, (D) état 3 et (E) état 4.....	129
<b>Figure 4.14</b> : Performances simulées du SP4T dans son état 1 : (A) cartographie du champ E, (B) coefficients de réflexion, (C) pertes d'insertion et (D) coefficients d'isolation des ports de sortie.....	130
<b>Figure 4.15</b> : Performances simulées du SP4T dans son état 2 : (A) cartographie du champ E, (B) coefficients de réflexion, (C) pertes d'insertion et (D) coefficients d'isolation des ports de sortie.....	130
<b>Figure 4.16</b> : Principe du déphaseur 2-bits (pas de 90°).....	131
<b>Figure 4.17</b> : Design du déphaseur 2-bits à lignes commutées à 4 états .....	132
<b>Figure 4.18</b> : Cartographie du champ E pour le déphaseur 2-bits dans ses 4 états : (A) de référence 0° (cadre rouge), (B) 90° (cadre bleu), (C) 180° (cadre vert) et (D) 270° (cadre orange).....	133
<b>Figure 4.19</b> : Performances simulées du déphaseur 2-bits dans ses 4 états : (A) coefficient de réflexion, (B) pertes d'insertion et (C) déphasage relatif.....	134
<b>Figure 4.20</b> : Schéma d'une antenne unitaire patch avec une excitation CPW par fente en anneau rectangulaire : (A) vue de dessus, (B) vue de dessous et (C) vue en coupe.....	135
<b>Figure 4.21</b> : (A) Antenne patch avec excitation CPW optimisée, (B) le diagramme de rayonnement en gain réalisé à 28 GHz, (C) coefficient de réflexion, (D) directivité et gain réalisé dans les plans E et H à 28 GHz.....	136
<b>Figure 4.22</b> : Co-polarisation et cross-polarisation de l'antenne unitaire : (A) en plan E et (B) en plan H.....	137
<b>Figure 4.23</b> : Réseau 2 × 4 d'antennes unitaires avec une excitation CPW .....	138
<b>Figure 4.24</b> : Diagramme de rayonnement en gain réalisé du réseau 2 × 4.....	138
<b>Figure 4.25</b> : (A) Coefficients de réflexion de chacune des antennes du réseau 2 × 4 et (B) gain réalisé et directivité dans les plans E et H .....	139
<b>Figure 4.26</b> : Co-polarisation et cross-polarisation du réseau 2 × 4 : (A) en plan E et (B) en plan H.....	139
<b>Figure 4.27</b> : Diagramme de rayonnement et dépointage de faisceau dans le plan H pour le cas 1 (rouge), le cas 2 (vert) et le cas 3 (bleu).....	141
<b>Figure 4.28</b> : Schéma du circuit d'excitation des antennes .....	142

<b>Figure 4.29</b> : Diviseur de puissance de $50 \Omega$ vers du $50 \Omega$ .....	143
<b>Figure 4.30</b> : Paramètres S de l'Étage d'Antenne .....	144
<b>Figure 4.31</b> : Paramètres S de l'Étage de Sortie.....	145
<b>Figure 4.32</b> : Paramètres S de l'Étage d'Entrée .....	145
<b>Figure 4.33</b> : Design du réseau d'alimentation $1 \rightarrow 4$ en technologie CPW.....	146
<b>Figure 4.34</b> : Paramètres S du réseau d'alimentation $1 \rightarrow 4$ en technologie CPW : (A) pertes d'insertion, (B) coefficients de réflexion et (C) niveaux d'isolation entre les ports de sortie ..	147
<b>Figure 4.35</b> : (A) Modification des ports d'accès par l'ajout d'une transition et (B) SP4T modifié pour une caractérisation en station sous pointes .....	149
<b>Figure 4.36</b> : Kit TRL à 28 GHz : (A) Thru, (B) Reflect open, (C) Reflect short et (D) Line. 150	
<b>Figure 4.37</b> : Échantillon de réalisation sur substrat saphir .....	151
<b>Figure 4.38</b> : Différents niveaux de masque lors de la fabrication micro-électronique .....	152
<b>Figure 4.39</b> : Mise en évidence de la dégradation des différentes couches de matériaux sur l'échantillon .....	153
<b>Figure 4.40</b> : Photographies des pointes de mesure et de polarisation : (A) disposition des pointes et (B) zoom sur le commutateur SPST lors de sa caractérisation .....	154
<b>Figure 4.41</b> : Arrachement de la métallisation dû aux pointes GSG de mesures RF : (A) avant et (B) après placement .....	155
<b>Figure 4.42</b> : Destruction de la capacité de polarisation : (A) avant et (B) après placement de la pointe DC .....	155
<b>Figure 4.43</b> : Suppression de la capacité MIM de polarisation et remplacement par un plot de polarisation seul : (A) avant et (B) après .....	156
<b>Figure 4.44</b> : Schémas de principe de la modification possible de la capacité inter-digitée entre les accès CPW et le motif de $VO_2$ dans le but de réduire les pertes d'insertion dues au $VO_2$ : (A) cas d'une grande surface en vis-à-vis et (B) faible surface en vis à vis.....	158
<b>Figure 4.45</b> : Modification possible du contact entre les accès CPW et le motif de $VO_2$ .....	159
<b>Figure 4.46</b> : Réalisation de commutateur SPST sur saphir encastré dans l'architecture des dispositifs RF .....	160
<b>Figure 4.47</b> : Cartographie des champs électrique dans les deux états du déphaseur 1-bit : (A) état de référence et (B) état de déphasage $45^\circ$ .....	161
<b>Figure 4.48</b> : Performances en simulation du déphaseur 1-bit à base de $VO_2$ : (A) paramètres S et (B) déphasage relatif .....	162
<b>Figure 4.49</b> : Introduction de pertes supplémentaires de compensation dans le chemin de référence du déphaseur 1-bit .....	163

<b>Figure 4.50</b> : Performances en simulation du déphaseur 1-bit à base de VO <sub>2</sub> compensé : (A) paramètres S et (B) déphasage relatif.....	164
<b>Figure 4.51</b> : Différentes configurations en SIW pour réaliser un déphasage : (A) par post métalliques [14], (B) par via rempli d'air [15] et (C) par fente surfaciques [16].....	165
<b>Figure 4.52</b> : Utilisation de diodes PIN afin de réaliser un déphaseur SIW reconfigurable à base de fentes [19].....	165
<b>Figure C.1</b> : Interactions aux cours de cette thèse avec les partenaires du consortium.....	177
<b>Figure A.1</b> : Dimensionnement du réseau d'antennes sur un substrat carré.....	181
<b>Figure A.2</b> : Géométrie du déphaseur SIW à 4 fentes : (A) vue de profil et (B) vue de dessus.....	183
<b>Figure A.3</b> : Illustrations des différentes configurations de fentes : (A) aucune fente active, (B) fentes 1 et 4 actives, (C) fentes 2 et 3 actives et (D) 4 fentes actives.....	184
<b>Figure A.4</b> : Activation et désactivation des fentes par des motifs de VO <sub>2</sub> .....	185
<b>Figure A.5</b> : Performances RF du déphaseur SIW à 4 fentes : (A) adaptation, (B) pertes d'insertion et (C) déphasage relatif.....	185

# TABLE DES TABLES

---

---

<b>Table 2.1:</b> Comparaison entre les différentes technologies d'accordabilité en RF .....	32
<b>Table 2.2:</b> Comparaison des temps de commutation des éléments d'accords usuels [13] .....	39
<b>Table 2.3:</b> Comparaison de différents déphaseurs à l'état de l'art utilisant les diodes PIN, des transistors FET et des MEMS RF .....	47
<b>Table 3.1:</b> Température de transition isolant-métal de différents oxydes de vanadium [15], [16] .....	69
<b>Table 3.2:</b> Paramètres du dépôt du VO <sub>2</sub> par PLD réalisé à l'IRCER .....	86
<b>Table 3.3:</b> Différents paramètres donnés par les partenaires XLIM et IRCER pour optimiser en simulation les premiers démonstrateurs élémentaires.....	93
<b>Table 3.4:</b> Cahier des charges des dispositifs.....	94
<b>Table 3.5:</b> Dimensions du Kit TRL réalisé et déphasage obtenu par la longueur de ligne supplémentaire du dispositif « Line » .....	96
<b>Table 3.6:</b> Résistivités et conductivités correspondantes (mesurées à XLIM par la méthode des 4 pointes) de la couche de VO <sub>2</sub> (déposée par PLD à l'IRCER) .....	96
<b>Table 3.7:</b> Variation lors du passage de la transition d'isolant à métal pour différentes valeurs de gap de VO <sub>2</sub> des différents paramètres observés .....	100
<b>Table 3.8:</b> Différents paramètres donnés par les partenaires XLIM et IRCER pour optimiser en simulation les premiers démonstrateurs élémentaires.....	101
<b>Table 3.9:</b> Extraction des temps de commutation par l'utilisation d'un modèle pour le commutateur RF série avec un gap de 10 µm.....	105
<b>Table 3.10:</b> Comparaison des temps de commutation selon les éléments d'accords [1] .....	105
<b>Table 4.1:</b> Cahier des charges du réseau d'antennes reconfigurable à base de VO <sub>2</sub> .....	117
<b>Table 4.2:</b> Paramètres de simulation sur HFSS (fréquence et matériau).....	122
<b>Table 4.3:</b> Dimensions de la ligne de transmission CPW de 50 Ω à 28 GHz et valeurs des conductivités du VO <sub>2</sub> dans ses deux états .....	124
<b>Table 4.4:</b> Bilan des pertes introduites par les différents éléments constituant le commutateur SPST de longueur L à 28 GHz.....	126
<b>Table 4.5:</b> Bilan des performances du commutateur SPST à 28 GHz.....	127
<b>Table 4.6:</b> Dimensions des lignes de transmission constituant le déphaseur 2-bits .....	132
<b>Table 4.7:</b> Performances RF simulées du déphaseur 2-bits à 28 GHz .....	134

<b>Table 4.8:</b> Dimensions de l'antenne unitaire patch avec une excitation CPW par fente en anneau rectangulaire .....	136
<b>Table 4.9:</b> Comparaison des différentes performances du réseau $2 \times 4$ lors du dépointage.....	142
<b>Table 4.10:</b> Dimensions des lignes CPW d'impédances $50 \Omega$ et $70,7 \Omega$ .....	143
<b>Table 4.11:</b> Dimensions des longueurs de lignes constituant l'Étage d'Antenne.....	143
<b>Table 4.12:</b> Dimensions des longueurs de lignes constituant l'Étage de Sortie .....	144
<b>Table 4.13:</b> Dimensions des longueurs de lignes constituant l'Étage d'Entrée.....	145
<b>Table 4.14:</b> Estimation des performances du circuit d'alimentation complet .....	148
<b>Table 4.15:</b> Dimensions de la transition CPW pour les ports d'accès.....	150
<b>Table 4.16:</b> Dimensions du kit TRL à 28 GHz.....	150
<b>Table 4.17:</b> Comparaison des performances RF simulées du déphaseur 1-bit dans le cas non compensé et dans le cas compensé.....	164
<b>Table C.1:</b> Détails des interactions aux cours de cette thèse avec les partenaires du consortium .....	178
<b>Table A.1:</b> Dimensions dans le cas d'un réseau d'antennes à 28 GHz sur substrat saphir.....	182
<b>Table A.2:</b> Récapitulatif des différents paramètres et de la géométrie du déphaseur SIW .....	183
<b>Table A.3:</b> Performances RF simulées du déphaseur SIW à 12,5 GHz.....	186

# **INTRODUCTION GENERALE**



Le domaine de l'électronique radiofréquence, tout particulièrement celui des télécommunications civiles et des applications militaires (système de surveillance, radar de détection, communications, ...) impose sur le front-end RF des contraintes très fortes pour tendre vers un système unique, multifonctionnel et ou multistandard. Ainsi, la demande toujours croissante en termes de fonctionnalités, tout en maintenant un coût contraint, contribue à l'émergence de technologies innovantes dédiées à la réalisation de systèmes électroniques qualifiés « d'intelligents » (« smart systems ») notamment grâce à leur reconfigurabilité ou à l'agilité qu'ils peuvent présenter. Cette agilité fait l'objet de multiples recherches dans le domaine des hyperfréquences et peut porter sur différents paramètres du système (fréquence, bande passante, diagramme de rayonnement, direction de pointage, etc.).

Les défis imposés par les nouvelles applications, telles que les prochaines générations de télécommunications (applications 5G) et la montée en fréquence des applications mais aussi les front-ends des radars de prochaine génération, requièrent alors des systèmes électroniques présentant de faibles pertes avec une agilité très rapide (par exemple pour une commutation entre les différentes normes pour les télécommunications ou une rapidité de l'acquisition de l'information dans le cadre des applications radars). Cette rapidité, tant recherchée par les applications de haut débit notamment, implique alors l'utilisation de commutateurs ayant des temps de transition très faibles (de l'ordre de la nanoseconde). Afin de répondre à ces besoins d'agilité, le domaine des microondes fait appel à diverses approches basées sur des composants de types semi-conducteurs (diodes PIN, transistors FET, etc.), MEMS (« Micro-Electrical-Mechanical Systems ») ou à des matériaux agiles (ferroélectrique, ferromagnétique, cristaux liquides et matériaux à changement de phase, entre autres).

Dans ce contexte, le projet MUFRED (« Microwave Ultra-Fast Reconfigurable Electronics Devices »), financé par l'Agence Nationale de Recherche (ANR), tente de répondre au défi de l'agilité en hyperfréquence par l'utilisation d'un matériau clé : le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ). Ce matériau fait partie des matériaux à transition de phase dont la transition isolant-métal (« Metal-Insulator Transition » (MIT)) peut être activée par différentes commandes (thermique, électrique et/ou optique). Il présente surtout la possibilité de transiter très rapidement entre ses deux états (métal et isolant). La finalité de ce projet réside dans l'étude et la réalisation de démonstrateurs faisant office de « preuve de concept », en l'occurrence un réseau d'antennes phasé reconfigurable et un réseau d'antennes réflecteur, dans lesquels la reconfigurabilité est assurée grâce au  $\text{VO}_2$  commandé électriquement dans un premier temps puis optiquement pour obtenir une commutation ultra-rapide.

Afin de remplir cet objectif, le projet MUFRED regroupe un consortium de laboratoires (IRCER, LMGP, XLIM, IETR et Lab-STICC) et d'industriels (Thalès RT et TE-OX) travaillant sur de vastes domaines allant des matériaux aux dispositifs radiofréquences en passant par le domaine de l'optique.

Ainsi, cette thèse, réalisée au Lab-STICC (Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance, UMR CNRS 6285, à Brest) au sein de l'équipe DIM (Dispositifs et Interfaces Multi-physiques) du pôle MOM (Microondes, Optoélectronique et Matériaux), s'intègre entièrement dans le projet MUFRED et est financée par l'ANR. Ses objectifs sont d'étudier, de concevoir et de proposer des dispositifs radiofréquences reconfigurables à base de  $\text{VO}_2$ . Cette thèse s'intéressera tout particulièrement à l'étude et à la réalisation des différents blocs (*i.e.* circuits RF/hyperfréquences) nécessaire à la conception d'un démonstrateur final de réseau d'antennes phasé reconfigurable.

Ce manuscrit décrit les travaux réalisés au cours de cette thèse selon une structuration en quatre chapitres. Le premier chapitre est consacré à la présentation du contexte dans lequel le projet MUFRED a été initié. Les défis et les problématiques y sont exposés. De plus, les différents acteurs, intervenants et leurs rôles au sein du projet sont présentés, de même que l'organisation générale du projet. Finalement, ce Chapitre 1 détaille les objectifs de la thèse et son articulation au sein du projet MUFRED.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des dispositifs hyperfréquences accordables. Il commence par présenter les différentes méthodes et moyens utilisés habituellement pour faire de la reconfiguration dans le domaine des hyperfréquences. Il se poursuit par la présentation des différentes fonctions étudiées dans cette thèse, à savoir les commutateurs RF, les déphaseurs et les réseaux d'antennes (phasés et réflecteurs), utilisant les méthodes préalablement présentées.

Le troisième chapitre est voué à l'étude des matériaux à transition isolant-métal (MIT). Une présentation générale en est faite suivie d'une focalisation sur le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ). Ses caractéristiques et ses propriétés sont présentées. Quelques applications concrètes utilisant le dioxyde de vanadium et présentes dans la littérature sont également détaillées. Les méthodes de dépôts du  $\text{VO}_2$  utilisées dans le cadre du projet MUFRED sont décrites. Et pour finir une étude préliminaire de dispositifs RF simples utilisant ces matériaux est faite. Cette étude permet de comprendre le fonctionnement du  $\text{VO}_2$ , sa caractérisation RF et son intégration au sein des dispositifs hyperfréquences plus complexes.

Le quatrième et dernier chapitre est dédié à l'étude et à la conception du démonstrateur du projet MUFRED. Pour cela, sur la base des résultats de l'étude préliminaire du Chapitre 3, des commutateurs hyperfréquence sont réalisés. Ces derniers composants sont des blocs élémentaires nécessaires à la conception de déphaseurs reconfigurables à base de  $\text{VO}_2$ . Finalement, les différentes fonctions nécessaires à l'élaboration d'un réseau d'antennes phasé reconfigurable sont étudiées et conçues.

# CHAPITRE 1 - CONTEXTE ET PROBLEMATIQUE

## RÉSUMÉ

---

La montée en fréquence des différentes applications de télécommunication, due à l'allocation de nouvelles bandes de fréquences et la nécessité de proposer à des consommateurs une multitude de services à consulter simultanément, implique de concevoir des dispositifs électroniques toujours plus performants et plus rapides. Pour tenter de répondre à cette problématique, le projet MUFRED (« Microwave Ultra-Fast Reconfigurable Electronics Devices »), financé par l'Agence National de Recherche (ANR), a été proposé.

Ce chapitre présente le contexte dans lequel s'inscrit ce projet. Les objectifs y sont détaillés, tels qu'ils ont été proposés lors de l'appel à projet de l'ANR, ainsi que les différents acteurs amenés à intervenir au fil de ce travail. Finalement, les objectifs spécifiques à cette thèse seront définis.

**Mots-clés** : *MUFRED, contexte, problématique, dioxyde de vanadium, objectifs, défis, organisation, preuve de concept.*



## 1. CONTEXTE

Les systèmes de communication sans fils évoluent vers des systèmes multifonctionnels permettant aux utilisateurs de se connecter et de jouir simultanément des nombreux services proposés. Afin de répondre aux différents besoins nécessaires pour ces connexions, les systèmes dans leur ensemble, de la partie radio « front-end » jusqu'aux modules de traitement de signal, doivent s'adapter aux différentes normes régissant le domaine des télécommunications. Ainsi, la réduction du poids de l'électronique embarquée, tout en assurant une compacité volumique et une intégration à faible coût, est un défi majeur pour les futurs systèmes électroniques et ce quelques soient les domaines d'applications (télécommunications militaires et civiles, radars, guerres électroniques, satellites, etc.). Ces futurs systèmes électroniques, appelés « smart systems » ou encore systèmes reconfigurables, devront réaliser des opérations indépendantes et reconfigurables avec une efficacité et une auto-optimisation en temps réel de leurs performances.

Dans cette optique, les commutateurs microondes sont des éléments de base clés dans la conception de dispositifs radiofréquences (RF) reconfigurables tels que, entre autres, des filtres, des amplificateurs de puissance et de réception, des oscillateurs locaux, des réseaux d'adaptation d'impédances pour les antennes, et également des antennes réseaux. En effet, les antennes reconfigurables, ayant le potentiel de modifier leur diagramme de rayonnement et/ou leurs fréquences de fonctionnement, sont un des défis importants pour la prochaine décennie. D'importants efforts de recherche sont réalisés, tant au niveau national qu'international, afin d'étudier les performances de tels dispositifs reconfigurables dans des applications avancées de télécommunications et détections militaires et civiles. Ces applications nécessitent des performances remarquables, notamment de faibles pertes d'insertion, un fonctionnement ultra-large bande et des éléments de commutation ultra-rapides.

Actuellement, dans le domaine des microondes, le caractère agile des différentes fonctions est majoritairement réalisé à l'aide des composants semi-conducteurs ou de MEMS. Ces éléments, bien qu'assurant de bonnes performances, présentent des inconvénients majeurs tels que des temps de commutation limités pour les MEMS qui sont de l'ordre de la microseconde pour les plus performants ou le risque de comportement non-linéaire des semi-conducteurs en fonctionnement large-bande et/ou pour des puissances élevées. Par ailleurs, l'activation de ces éléments de commutation requiert de nombreuses commandes électriques pouvant venir complexifier l'architecture des dispositifs, augmenter leur encombrement et leurs pertes et dégrader leur vitesse de traitement. Ainsi, dans cette optique, différents matériaux agiles font l'objet d'études avancées car leurs propriétés physiques et électriques peuvent être modifiées en utilisant des commandes externes (électrique, pression, optique, thermique, etc.).

En particulier, parmi ces matériaux, le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ) qui fait partie des matériaux à transition de phase (« Metal-Insulator Transition (MIT) Material ») est étudié dans le cadre du projet ANR MUFRED, dans lequel s'inscrit cette thèse, pour son potentiel d'intégration, ses performances ultra-large bande et ses temps de commutation très prometteurs.

## 2. ANR MUFRED

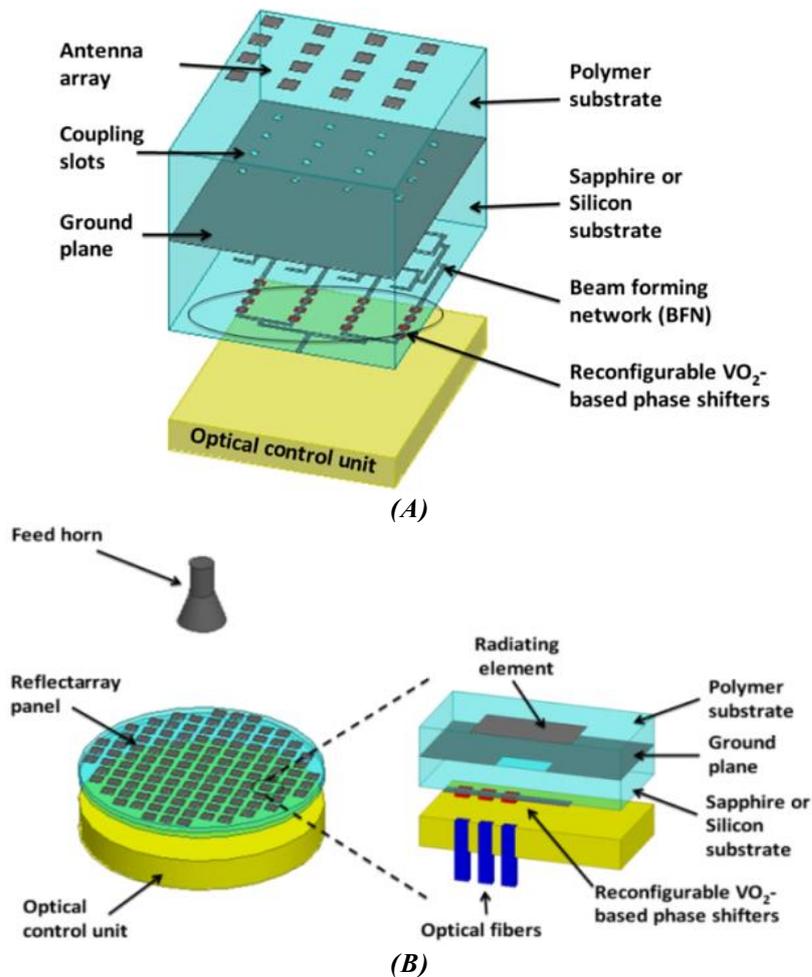
Le projet intitulé MUFRED pour « Microwave Ultra-Fast Reconfigurable Electronics Devices » est un projet financé par l'Agence National de Recherche (ANR) qui tente de répondre aux Grands Défis Sociétaux (défi 7 : « Sociétés de l'information et de la communication ») définis dans le cadre de la Stratégie Nationale de Recherche (SNR), faisant partie intégrante du plan d'action 2016 [1]. Ce projet réunit un consortium de 5 laboratoires et de 2 industriels et s'articule autour du dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ) dont les performances, notamment en termes de temps de commutation seront optimisées.

### 2.1. OBJECTIFS ET DEFIS DU PROJET

---

Le projet MUFRED a pour but de démontrer les capacités uniques des matériaux MIT, notamment du  $\text{VO}_2$ , en profitant des avantages de la transition par commande optique, dans la fabrication de nouveaux composants électroniques ultra-rapides pour des applications de télécommunications radiofréquences et microondes. Plusieurs objectifs scientifiques et techniques ont donc été définis :

- objectif 1 : une meilleure compréhension des propriétés physiques des états métallique et isolant (conductivité et mobilité électronique) des films minces en contrôlant leur orientation structurale et du rôle de la structure/microstructure de  $\text{VO}_2$  en couches minces dans la transition.
- objectif 2 : intégration du  $\text{VO}_2$  dans des technologies planaires existantes ou nouvelles pour la fabrication des dispositifs RF (commutateurs ou autres) à commande électrique et/ou optique.
- objectif 3 : obtenir le contrôle total de la transition électronique par absorption photonique et/ou par injection électronique de porteurs de charges dans le but d'atteindre des temps de commutation courts (100 ps à 100 ns) et comprendre les principaux mécanismes de relaxation en utilisant des sondes de spectroscopie THz.
- objectif 4 : exploiter les propriétés uniques du  $\text{VO}_2$  afin de démontrer des preuves de concepts pertinentes à savoir des dispositifs RF reconfigurables ultra-rapides (circuits, antennes) et d'exploiter des concepts avancés de ces dispositifs (réseaux phasés et réflecteurs, Figure 1.1)



**Figure 1.1 :** Vues d'artiste : (A) réseau phasé et (B) réseau réflecteur reconfigurables par commande optique (proposés lors de l'appel à projet ANR)

Pour mener à bien ces objectifs, les partenaires du projet MUFRED ont identifié 4 principaux challenges à relever.

La principale difficulté consiste à comprendre la dynamique de changement de phase de tels matériaux et ainsi d'en recueillir, de manière la plus complète, des informations quant au contrôle de la transition et de la relaxation de l'état excité. Le projet porte ainsi sur la dynamique des matériaux MIT et la capacité à contrôler la transition par absorption de photons. De plus, l'amélioration des propriétés électriques du  $\text{VO}_2$ , que ce soient dans son état isolant ou son état métallique, permettra d'améliorer les performances RF des différents dispositifs à concevoir. Ces améliorations des propriétés électriques intrinsèques du matériau (augmentation de la conductivité électrique à l'état métallique et donc de la mobilité des porteurs) pourront se faire par un contrôle précis de la stoechiométrie du matériau et de l'orientation structurale microscopique (orientation/désorientation grain à grain). L'utilisation de couches de buffers (couches tampons) peut alors être envisagée comme une potentielle solution pour un dépôt sur des substrats de saphir.

La deuxième difficulté consiste à contrôler pleinement la croissance 2D du  $\text{VO}_2$  sur des substrats de type semi-conducteur tels que le silicium (Si) afin de rendre cette technologie

compatible avec la technologie CMOS (nécessaire pour différentes applications). Le choix des couches tampons et la première étape de croissance seront alors cruciaux. De plus, la qualité cristalline du matériau et ses propriétés de semi-conducteur à basse température vont influencer l'absorption optique. L'introduction de défauts (contrôlés) devrait alors permettre d'ajouter des états électroniques dans la bande interdite du VO<sub>2</sub> modifiant ainsi les propriétés optiques.

La troisième difficulté consiste à introduire, de manière sélective, ces défauts dans la structure du dioxyde de vanadium afin d'en contrôler les propriétés électriques et de permettre une excitation du mode de phonons autour de 6 THz, un mode qui permettrait de maintenir l'état métallique du VO<sub>2</sub> [2].

Finalement, la quatrième difficulté consiste à démontrer la reconfigurabilité ultra-rapide des dispositifs RF dans lesquels le VO<sub>2</sub> doit être contrôlé localement mais aussi lors de sa répartition sur des substrats de grandes tailles pour une plus grande homogénéité des motifs de VO<sub>2</sub> qui vont en résulter. La commande optique est privilégiée pour l'obtention du caractère ultra-rapide de l'accordabilité. Cependant, une solution complémentaire (et de repli) sera réalisée par l'utilisation de la commande électrique. Ces solutions permettront alors d'envisager l'intégration des commandes optiques dans des dispositifs RF innovants, originaux et performants.

Le projet MUFRED a un niveau de maturité technologique d'indice assez bas. En effet, il tente de montrer des preuves de concept du caractère ultra-rapide de la reconfiguration de dispositifs à base de VO<sub>2</sub> avec une validation en laboratoire. Il se situe alors au niveau TRL 3-4 (Figure 1.2).



*Figure 1.2 : Niveaux de maturité technologique (TRL)*

---

## 2.2. ORGANISATION DU PROJET

---

Comme précédemment mentionné, le projet MUFRED réunit un consortium de 7 partenaires composés de 5 laboratoires (IRCER, LMGP, XLIM, IETR et LAB-STICC) et de 2 industriels (TRT et TE-OX).

### 2.2.1. PRESENTATION DES PARTENAIRES

---

L'équipe d'IRCER (Institut de Recherche sur les Céramique, à Limoges) concentre ses recherches dans le domaine des interactions optiques, notamment laser, avec les matériaux. Elle développe des connaissances importantes à propos des simulations numériques des phénomènes intervenants dans les interactions laser-matériaux et des fabrications expérimentales de matériaux nano-composites avancés (dépôt de couches minces par ablation par laser pulsé (PLD) et synthèse de matériaux nano structurés). De plus, l'équipe d'IRCER possède une grande expérience dans la caractérisation morphologique, structurale, optique et électrique des matériaux.

Le LMGP (Laboratoire des Matériaux et du Génie Physique, à Grenoble) est une unité de recherche commune au CNRS (Centre National de la Recherche Scientifique) et à Grenoble INP située sur le site de MINATEC. Leur cœur de recherche est dédié aux sciences des matériaux, notamment la synthèse, le traitement et la caractérisation physique et structurale des matériaux fonctionnels. Durant plusieurs années, en complément des activités traditionnelles de recherche sur les matériaux fondamentaux, le laboratoire a mis à profit son expérience de la synthèse des matériaux pour développer une très forte activité de recherche dans le traitement des dépôts.

TRT (Thales Research and Technology, à Palaiseau) accompli un travail pionnier dans les domaines les plus avancés de l'optique, de l'optoélectronique, des composants électroniques destinés à des applications micro-ondes, de leur intégration et packaging. Leur compétence s'étend de l'élaboration de matériaux à l'intégration dans des démonstrateurs appropriés, en passant par la modélisation, le traitement, les tests de validation, l'assemblage et le conditionnement des composants. Ces nombreuses compétences permettent alors la validation des technologies étudiées avant leur diffusion aux divisions opérationnelles de Thales Groupe (tels que Thales Systèmes Aéroportés et Thales Alenia Space dans le cadre du projet MUFRED).

L'équipe d'XLIM (à Limoges) est multidisciplinaire et possède de grandes expériences dans les domaines couverts par le projet MUFRED (matériaux à transition de phase, conception, réalisation et fabrication des dispositifs RF, micro-électronique et systèmes optoélectroniques). L'équipe a déjà une expérience de l'intégration du VO<sub>2</sub> dans les dispositifs fonctionnant à hautes fréquences (allant des RF au THz) par la conception de démonstrateurs incluant des

commandes thermiques ou électriques (tels que des commutateurs, des filtres et des limiteurs de puissance).

Le Lab-STICC (Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance, à Brest) est un laboratoire de recherche publique affilié au CNRS avec une expertise de recherche se résumant à « communication et décision : du capteur à la connaissance ». Le pôle MOM (Microondes, Optoélectronique et Matériaux) du Lab-STICC est impliqué dans le cadre du projet MUFRED. Une des principales compétences du pôle porte sur la conception des circuits reconfigurables tout en modélisant le comportement des matériaux et des commutateurs à l'aide de logiciels de conception hyperfréquences.

L'IETR (Institut d'Électronique et Télécommunications de Rennes, à Rennes) est un laboratoire de recherche publique affilié au CNRS avec une expertise dans la conception d'antennes, des systèmes et architectures microondes, des communications numériques, de la télédétection et du traitement de signal et d'image. L'équipe SRC (Systèmes Rayonnants Complexes), parmi les 10 équipes composant l'IETR, est celle impliquée dans le cadre du projet MUFRED et est une des plus importantes équipes en Europe travaillant dans le domaine des systèmes d'antennes au niveau académique.

TE-OX (Technology Oxides, à Rueil-Malmaison) est une start-up qui vise à développer, fabriquer et commercialiser de nouveaux dispositifs électroniques ultra-rapides (commutation dans la nanoseconde) en exploitant la nature rapide de la transition de phase dans les systèmes à forte corrélation et qui étend ses activités aux dispositifs électroniques à base d'oxydes. La start-up se positionne sur les marchés de niches dans les domaines de la défense, de l'aéronautique, du spatial, de l'automobile et des communications mobiles. TE-OX est une interface entre la recherche fondamentale, l'innovation et l'exploitation industrielle.

Le projet MUFRED comptabilise au sein de son équipe pas moins d'une trentaine de professionnels (techniciens, ingénieurs d'étude, ingénieurs de recherche, doctorants, maîtres de conférences, professeurs et chercheurs CNRS). Il regroupe ainsi des compétences multidisciplinaires à même d'aboutir aux différents objectifs fixés.

### **2.2.2. ORGANISATION ET MANAGEMENT**

---

Le projet MUFRED est divisé en plusieurs ensembles de travail (« Work Package » (WP)). Le diagramme de PERT, proposé à la Figure 1.3, précise les différents WPs ainsi que les partenaires qui en sont responsables. Les indications temporelles sont données en mois et sont référencées par rapport à la date  $T_0$  de commencement (8 décembre 2016) du projet MUFRED.

Le WP1, dirigé par IRCER, traite de la coordination du projet (incluant l'analyse des risques et d'éventuelles solutions alternatives), de la répartition des propriétés intellectuelles au sein des partenaires du consortium et de la diffusion des différents résultats obtenus. Une

attention particulière est apportée à l'exploitation des résultats afin de préparer de futurs développements au-delà de ce projet.

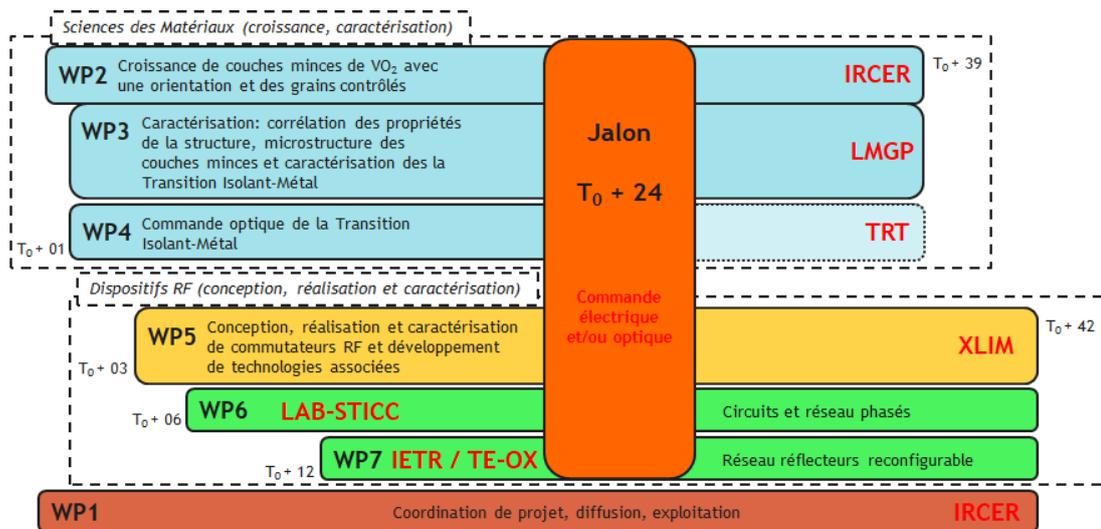


Figure 1.3 : Diagramme de PERT du projet MUFRED

Le WP2, dirigé à nouveau par l'IRCER, concerne la croissance de couches minces de  $\text{VO}_2$  avec une cristallisation et des propriétés physiques contrôlées sur différents types de substrats (saphir, oxyde de titane, silicium) adaptés pour les applications visées. Deux techniques de dépôt seront alors étudiées : l'ablation par laser pulsé (appelée PLD pour « Pulse Laser Deposition ») réalisée à IRCER et le dépôt chimique en phase vapeur aux organométalliques (aussi appelé MOCVD pour « Metal-Organic Chemical Vapour Deposition ») réalisé au LMGP.

Le WP3, dirigé par le LMGP, aborde la caractérisation du  $\text{VO}_2$  en couches minces à travers différentes méthodes telles que le microscope à force atomique (AFM pour « Atomic Force Microscope », permet de visualiser la topologie des surfaces des matériaux avec des résolutions atomiques), la diffraction aux rayons X (DRX ou XRD pour « X Ray Diffraction », permet d'obtenir les dimensions de la maille cristalline et de la structure et une image 3D de la densité électronique dans la maille) et la spectroscopie Raman (permet d'observer et de caractériser la composition moléculaire de la structure externe du matériau).

Le WP4, dirigé par TRT, étudie les mécanismes mis en jeu lors de la transition métal-insolant d'un matériau MIT par absorption de photons (commande optique) en réalisant différentes expériences dans de nombreuses configurations (changement des longueurs d'ondes, variation de puissance optique, etc.). La commande optique étant un élément clé de la preuve de concept, un jalon est placé à  $T_0 + 24$  afin d'intégrer ou non une commande électrique dans les démonstrateurs finaux.

Le WP5, dirigé par XLIM, aborde toutes les étapes de technologies nécessaires pour contrôler la fabrication des dispositifs RF tout en se concentrant sur les problématiques technologiques critiques telles que la stabilité et la fiabilité des dispositifs réalisés et le

développement de la plate-forme optique (si nécessaire) et son hybridation avec la partie RF. De plus, lors de cette tâche, il est envisagé la réalisation de commutateurs RF, utilisant les dépôts de VO<sub>2</sub> réalisés dans WP2 pour une commande électrique et optique, destinés au WP4 et de fournir des retours à WP2 et WP3 afin d'en corrélérer les performances aux différentes caractéristiques structurales du matériau.

Le WP6, dirigé par le LAB-STICC, se concentre sur la réalisation de dispositifs RF reconfigurables basés sur les commutateurs à base de VO<sub>2</sub> réalisés dans WP5 par XLIM. Ces dispositifs (résonateurs reconfigurables, filtres, et surtout des déphaseurs et réseaux phasés d'antennes reconfigurables) seront caractérisés indépendamment (comme une fonction) et seront aussi intégrés dans l'architecture du réseau réflecteur développé dans WP7. Le travail de cette thèse est associé à l'ensemble des WPs mais sa finalité correspond aux objectifs de WP6.

Et enfin le WP7, dirigé conjointement par l'IETR et TE-OX, vise à développer un réseau réflecteur reconfigurable ultra-rapide à balayage de faisceaux (« beam steering » en anglais) fonctionnant dans la bande Ku, en utilisant les différents éléments de base conçus dans WP6. La commande (électrique et/ou optique) du démonstrateur sera dépendante des décisions prises lors du jalon imposé à T<sub>0</sub> + 24.

---

### 2.3. IMPACTS ATTENDUS DU PROJET

---

MUFRED est un projet de recherche collaboratif visant à repousser les frontières de nouvelles technologies pouvant jouer un rôle stratégique dans le développement de nouveaux composants et de nouvelles fonctions électroniques ultra-rapides basés sur des matériaux MIT à destination des applications de télécommunication microondes. Ce projet couvre des études innovantes et pionnières allant de la synthèse de matériaux jusqu'à leurs intégrations dans des dispositifs avec à l'appui des preuves expérimentales du fonctionnement.

#### 2.3.1. IMPACTS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

---

Le projet MUFRED devrait permettre d'augmenter les connaissances relatives au dioxyde de vanadium et ses procédés technologiques associés. Une meilleure compréhension pourra alors être apportée sur les relations liant les propriétés physiques (électriques, optiques, etc.) des couches minces de VO<sub>2</sub> et ses propriétés structurales et microstructurales (dimensions des grains, orientations, etc.). Le contrôle des mécanismes physiques impliqués durant le processus de transition commandé pas voie optique permettra de réaliser de nouvelles fonctions RF reconfigurables ultra-rapides pour des applications telles que des réseaux d'antennes. Des niveaux TRL (« Technology Readiness Level ») supérieures (TRL > 4) pourront être envisagés grâce à l'intégration de ces matériaux dans de divers circuits électroniques reconfigurables.

Le principal impact technique du projet MUFRED concernera l'architecture et la réalisation de la preuve de concept d'un réseau phasé et un réseau d'antennes large bande reconfigurable ultra-rapide avec commande optique. A plus court terme, les premiers démonstrateurs à commande optique ouvriront des portes quant à l'intégration de commandes photoniques au sein des éléments RF. La vision à long terme vise à développer des concepts d'antennes novatrices intégrant du traitement du signal (avec un niveau d'intégration plus élevé que ce qui peut être réalisé par les antennes actives) et un échantillonnage ultra-rapide de signaux RF utilisant des commutateurs optiques sur des Surfaces Sélectives Fréquentielles.

### 2.3.2. IMPACTS SOCIETAUX ET ECONOMIQUES

Les principaux domaines ciblés par les nouvelles et uniques technologies développées par MUFRED sont l'électronique ultra-rapide, les systèmes de communications à très haut débit avec des capacités d'accordabilité en temps réel pour les besoins civils et militaires (sont ciblées les marchés de l'aéronautique, de l'automobile, de télécommunications et de la défense). De tels développements auront des impacts majeurs sur les grands défis identifiés pour la communauté de recherche et de développement dans les domaines des télécommunications et des transports. L'allocation de nouvelles bandes de fréquences et l'émergence de nouvelles applications (5G ou supérieures) permettent d'ouvrir le marché des télécommunications à des fréquences plus élevées. Due à cette demande accrue, l'agilité des dispositifs électroniques devient de plus en plus essentielle et cruciale et permettra d'autoriser la conception des moyens de communication et d'interaction bien plus efficaces entre les véhicules et les infrastructures de trafic. Les résultats recueillis à l'issue du projet MUFRED pourront permettre d'aboutir à de nouveaux projets de recherche ou au développement de dispositifs par le biais d'entreprises intéressées.

## 3. OBJECTIFS DE LA THESE

Cette thèse est proposée par le LAB-STICC au sein de l'équipe DIM (Dispositifs et Interfaces Multi-physiques) et s'intègre dans le cadre de la tâche WP6 du projet MUFRED. La date de commencement de la thèse, initialement prévue à  $T_0 + 06$  par rapport au début du projet MUFRED, a été avancée à  $T_0 + 01$  (01 janvier 2017).

La thèse vise à concevoir, étudier, prototyper et caractériser expérimentalement différents dispositifs RF reconfigurables à base de  $VO_2$  destinés à être commandés à la fois électriquement et optiquement. Pour cela, trois objectifs principaux ont été fixés :

- étude du comportement du dioxyde de vanadium et caractérisation électrique de ses propriétés en l'intégrant dans des dispositifs RF élémentaires tels que des commutateurs RF et des résonateurs.

- étude, conception, réalisation et caractérisation des déphaseurs reconfigurables à base de VO<sub>2</sub> pilotés indépendamment par une commande électrique et/ou une commande optique. A terme, ces déphaseurs seront uniquement pilotés par une commande optique.
- intégration des déphaseurs de l'objectif précédent dans un prototype de réseau phasé afin de réaliser la preuve de concept attendue par MUFRED, i.e. un réseau d'antennes phasé à dépointage ultra-rapide par commande optique, incluant la conception, la réalisation et la caractérisation des éléments rayonnants et du réseau d'alimentation.

Ainsi, cette thèse se focalise principalement sur l'étude de trois types de dispositifs : commutateurs, déphaseurs reconfigurables et réseaux d'antennes.

Du fait du niveau de maturité technologique du projet MUFRED (TRL 3-4) et de l'objectif imposé par la conception d'un démonstrateur fonctionnel, il est important de noter que les dispositifs créés dans le cadre de cette thèse seront essentiellement des démonstrateurs utiles au projet global. En effet, cette thèse se concentre sur la conception de déphaseurs reconfigurables composés de commutateurs à base de VO<sub>2</sub> qui seront intégrés dans un réseau phasé dont la reconfigurabilité ultra-rapide (à commande optique) sera démontrée à l'aide des différents partenaires du projet MUFRED. L'amélioration et l'optimisation des performances des dispositifs finaux seront réalisées dans des futurs projets et thèses complémentaires.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] Agence National de la Recherche, «Plan d'action 2016 - Les défis sociétaux en détail,» 2016. [En ligne]. Available: <https://anr.fr/fileadmin/aap/2016/ANR-Plan-Action-2016-details-defis.pdf>. [Accès le 24 Juillet 2019].
- [2] K. Appavoo, B. Wang, N. F. Brady, M. Seo, J. NAg, R. P. Prasankumar, D. J. Hilton, S. T. Pantelides et R. F. Haglund Jr., «Ultrafast Phase Transition via catastrophic Phonon Collapse Driven by Plasmonic Hot-Electron Injection,» *Nano Letters*, vol. 14, pp. 1127-1133, 2014.



# CHAPITRE 2 - ÉTAT DE L'ART

## DES DISPOSITIFS RF

### ACCORDABLES

#### RESUME

---

De plus en plus d'applications en électronique radiofréquence (RF) requièrent une accordabilité de leurs fonctions, que ce soit une agilité en fréquence, en bande passante ou une agilité sur d'autres paramètres.

Dans ce contexte, le projet MUFRED s'intéresse principalement à développer des réseaux d'antennes phasés et des réseaux d'antennes de type réflecteur. Ce chapitre est consacré à un état de l'art des différents dispositifs reconfigurables apparaissant dans la conception d'une telle fonction. En effet, les déphaseurs reconfigurables sont des éléments clés dans la réalisation de réseaux phasés. L'accordabilité de tels dispositifs se fait à l'aide de commutateurs RF par différentes méthodes et éléments d'accord.

Ainsi, une première partie sera réservée à la description des éléments d'accord utilisés dans le domaine de l'électronique RF. Parmi ces éléments, il peut être cité les méthodes à base de semi-conducteurs (diodes PIN et transistors FET) et les MEMS RF. Dans ce manuscrit, ces méthodes seront appelées « éléments d'accord usuels » en raison de leur utilisation très répandue dans l'industrie. D'autres éléments, cette fois-ci à base de matériaux agiles, font l'objet d'études approfondies depuis quelques années et seront aussi abordés dans ce chapitre.

Une deuxième partie sera consacrée à développer succinctement les différents dispositifs étudiés dans cette thèse et ce projet, à savoir les commutateurs RF, les déphaseurs reconfigurables et les réseaux d'antennes reconfigurables tout en illustrant avec quelques exemples tirés de la littérature fonctionnant à l'aide des éléments d'accords usuels.

**Mots-clés :** *État de l'art, semi-conducteur, diode PIN, transistor FET, MEMS RF, commutateur RF, déphaseur reconfigurable, réseau d'antennes reconfigurable.*



# 1. PRESENTATIONS DES ELEMENTS D'ACCORDS

Les éléments d'accord permettant de réaliser des fonctions radiofréquences (RF) reconfigurables les plus utilisés jusqu'à ce jour sont les éléments intégrés à base de semi-conducteurs tels que les diodes PIN (« Positive Intrinsic Negative ») et les transistors FET (« Field Effect Transistor »). Ces éléments sont concurrencés par l'apparition des MEMS RF (« Micro-Electro-Mechanical Systems ») possédant des performances RF excellentes. Plus récemment, l'utilisation des matériaux dits « agiles » afin de réaliser une reconfiguration RF voit son essor. Parmi ces matériaux agiles, il peut être cité les ferroélectriques, les ferromagnétiques, les cristaux liquides et les matériaux à changement de phase.

Cette partie se charge de présenter, succinctement, le fonctionnement de chacun de ces éléments.

## 1.1. SEMI-CONDUCTEURS

Les éléments à base de semi-conducteurs utilisent principalement les propriétés de la jonction PN (« Positive Negative »).

### 1.1.1. DIODE PIN

La diode PIN (« Positive Intrinsic Negative ») est composée, comme son nom l'indique, de trois régions : une région centrale intrinsèque (non dopée) entourée de part et d'autre par une région négative (dopée N) et une région positive (dopée P). Le dopage (introduction d'impuretés en quantité contrôlée) des semi-conducteurs permet de réguler la valeur de la résistivité et le courant circulant dans le semi-conducteur. Ainsi, l'introduction dans le semi-conducteur d'un élément donneur d'électrons permet l'obtention d'un dopage de type N, tandis que l'introduction d'un élément receveur d'électrons permet l'obtention d'un dopage de type P. Une jonction PN est alors formée par la mise en contact de deux semi-conducteurs dopés différemment.

Deux modes de fonctionnement sont alors distinguables selon la polarisation de la diode : polarisation dite « directe » (Figure 2.1.A) et polarisation dite « inverse » (Figure 2.1.B). Lors de la polarisation directe une tension externe  $E_{ext}$  est appliquée dans le sens de la diode (borne – du générateur branchée sur la zone dopée N de la diode, et borne + du générateur branchée sur la zone dopée P). Cette tension permet la circulation d'un courant dans la diode en diminuant la largeur de la zone intrinsèque nommée alors « zone de charge d'espace » (ZCE) (Figure 2.1.A). La diode est alors dans son état passant (ON). Inversement, l'application d'une tension externe  $E_{ext}$  dans le sens inverse de la diode (borne – du générateur branchée sur la zone dopée P de la diode et la borne + du générateur branchée sur la zone dopée N) diminue le courant électrique parcourant le composant en augmentant la largeur de la ZCE. Un courant nul

peut être obtenu pour une valeur de seuil de la tension externe appliquée (Figure 2.1.B). La diode fonctionne alors en polarisation inverse et est dans son état bloqué (OFF).

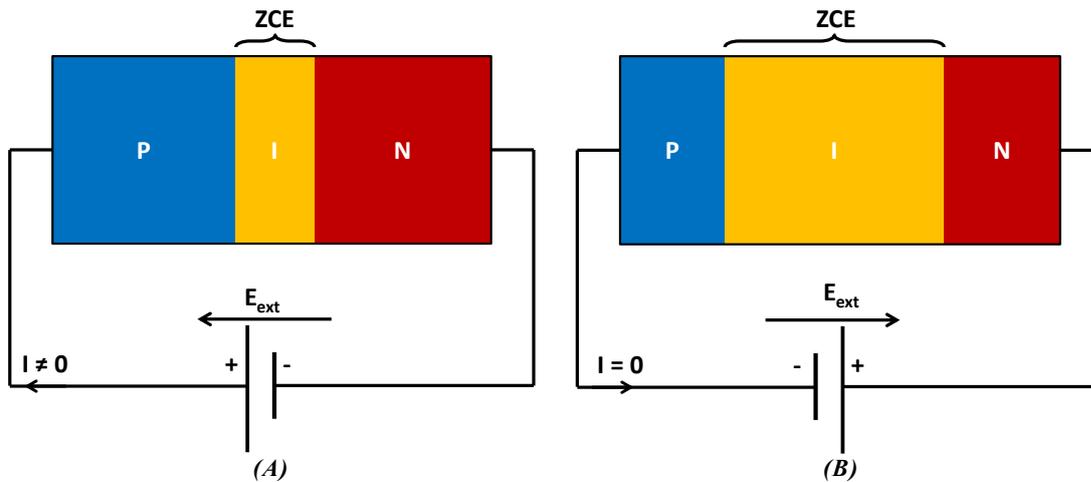


Figure 2.1 : Diode PIN, schématisation du fonctionnement en polarisation (A) directe et (B) inverse

Les diodes PIN peuvent être réalisées sur différents semi-conducteurs tels que, par exemple, l'Arséniure de Gallium (GaAs) [1], le Carbure de Silicium (SiC) [2] ou encore le Nitrure de Gallium (GaN) [3]. Les diodes PIN sont largement employées en raison de leur fiabilité, leur capacité d'intégration (simplicité d'utilisation et faible coût de fabrication) et leur temps de commutation faible de l'ordre de quelques nanosecondes. Bien qu'à l'état bloqué, les diodes PIN présentent de très bonnes performances d'isolation, une résistance résiduelle subsiste à l'état passant introduisant des pertes d'insertion élevées pour des applications dans les dispositifs radiofréquences (RF).

### 1.1.2. TRANSISTOR FET

A l'instar de la diode PIN, le transistor à effet de champs (TEC ou FET pour « Field Effect Transistor ») est aussi basé sur les jonctions PN des semi-conducteurs. Constitué de trois accès (Source (S), Grille (G) et Drain (D)), le transistor FET est réalisé à l'aide de deux régions de dopage opposé. Une première zone de dopage est constituée par la grille tandis qu'une deuxième permet de relier le drain à la source (Figure 2.2). Cette dernière zone forme le canal de conduction du transistor. Selon la nature du dopage du canal de conduction, dopée N (Figure 2.2.A) ou dopée P (Figure 2.2.B), le transistor FET est alors classifié de type N ou de type P respectivement. La zone constituant la grille est nécessairement de dopage opposé afin de créer les jonctions PN.

Le fonctionnement d'un transistor FET est basé sur la régulation de la largeur du canal de conduction. Dans le cas d'un FET de canal N, une tension  $V_{GS}$  négative (et positive dans le cas d'un canal P) appliquée entre la grille et la source soumet alors la jonction PN à une polarisation inverse. Cette tension crée alors une zone de déplétion réduisant donc la largeur du canal de conduction et augmentant la résistivité du semi-conducteur. L'ajout d'une tension  $V_{DS}$  positive entre le drain et la source permet alors de faire circuler un courant à travers ce canal.

Dans le cas d'un canal de type N, les porteurs de charge transportés sont les électrons, et les trous dans le cas d'un canal de type P. Les transistors FET sont ainsi aussi appelés transistors unipolaires (transport d'un seul type de porteurs de charge).

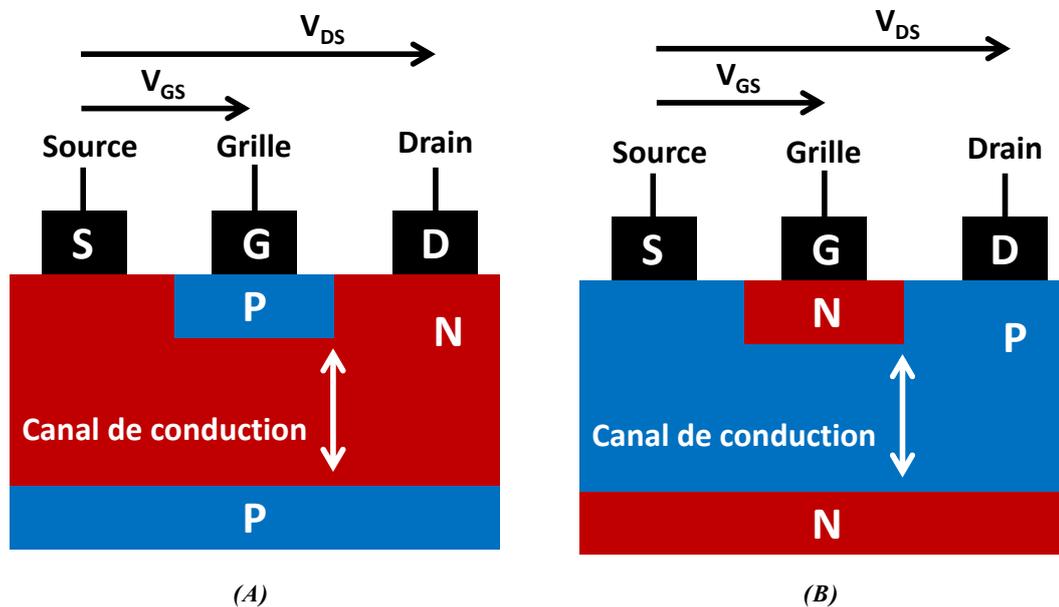


Figure 2.2 : Modèle d'un transistor FET avec un canal de conduction (A) de type N et (B) de type P

Différents critères, tels que le choix du substrat, le choix du matériau semi-conducteur, le type et la technique de dopage, ont une influence sur le mode fonctionnement, les performances et le domaine d'application de ces transistors FET. Selon ces différents choix, plusieurs types de transistor FET existent dont les principaux utilisés pour faire de la commutation sont les suivants [4] :

- JFET (« Junction Field Effect Transistor ») : transistor FET réalisé sur substrat massif (« Bulk ») (comme par exemple le Silicium [5])
- MOSFET (« Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor ») : une couche d'oxyde isole la grille du semi-conducteur [6]. Ces transistors sont bien plus intégrables que les JFET, montrent des temps de commutation plus faibles et ont la particularité de ne plus nécessiter une tension  $V_{GS}$  spécifiquement négative.
- MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor) : apparus pour contrer la mobilité relativement faible des électrons dans le Silicium [7] en remplaçant ce dernier par des substrats composés par des éléments chimiques des colonnes III et V du tableau périodique (Ge, GaAs, InP, ...) [8]. Une seule région dopée est utilisée (de type N ou de type P) et la jonction PN est alors remplacée par une jonction métal/semi-conducteur. Les MESFETs ont permis l'intégration des transistors FET dans le domaine des microondes allant jusqu'à 20 GHz [9].

- HEMT (High Electron Mobility Transistors) : le besoin de monter en fréquence a conduit à développer ce type de transistors permettant leurs intégration dans des applications pouvant aller jusqu'à 60 GHz [10] et au-delà (> 100 GHz) dans le cadre de recherches en laboratoire [11].

Les limites technologiques (réduction de taille et forte consommation d'énergie) des transistors FET sur Silicium massif ont conduit à utiliser une couche isolante séparant le substrat en deux parties distinctes. Deux classifications sont alors considérées : Silicium sur isolant (SOI pour « Silicon on Insulator ») et Silicium sur Saphir (SOS pour « Silicon on Sapphire »). La couche active de Silicium est alors séparée du reste du substrat et permet ainsi d'éliminer les capacités parasites ramenées par le substrat et de réduire les courants de fuite du transistor. Ces technologies sont fréquemment employées dans l'industrie des semi-conducteurs et permettent d'utiliser les transistors FET en commutation jusqu'à des fréquences de 220 GHz [12].

---

## 1.2. MEMS RF

---

Les MEMS, acronyme anglais pour « Micro-Electro-Mechanical-System » sont des composants mécaniques développés dans les années 1970 afin de remplacer les relais mécaniques dans les différentes applications. Les tout premiers commutateurs MEMS, bien que présentant de fortes isolations (jusqu'à 70 dB) et de faibles pertes d'insertion (inférieures à 1 dB), étaient très encombrants (tant en volume qu'en poids), coûteux pour des applications telles que les synthèses satellitaires et présentaient des temps de commutation très élevés (de l'ordre de la milliseconde) [13].

La technologie des MEMS est désormais mature, fiable et largement répandue dans plusieurs domaines d'application (optique, biologique, chimique, micro-fluidique et électronique). Une catégorie particulière, spécifiquement intéressante dans le cadre de ce manuscrit, est la catégorie des MEMS destinés aux applications micro-ondes, appelée MEMS RF.

Ainsi les MEMS RF permettent, à l'instar des relais mécaniques, d'assurer des courts-circuits ou des circuits ouverts par un déplacement mécanique de la structure du microcomposant. Ce déplacement peut être engendré de manière électrostatique [14], magnétostatique [15] ou piézoélectrique [16]. L'actionnement le plus répandu reste l'actionnement électrostatique dû à sa très faible consommation électrique (quasi nulle), à son faible encombrement et à la simplicité de ses électrodes. Dans cette configuration d'actionnement électrostatique, le composant MEMS est constitué de trois parties : une structure mobile, une zone de contact et d'une électrode d'actionnement située en-dessous de la structure mobile. Une poutre métallique mobile, encastrée au substrat à l'aide d'un point d'ancrage

(poutre mono-encastée ou « cantilever ») ou de deux points d'ancrage (poutre bi-encastée). Selon la nature du contact, de type métal/métal et respectivement métal/diélectrique, les MEMS sont catégorisés MEMS RF ohmiques (Figure 2.3.A) et MEMS RF capacitifs (Figure 2.3.B) respectivement [4].

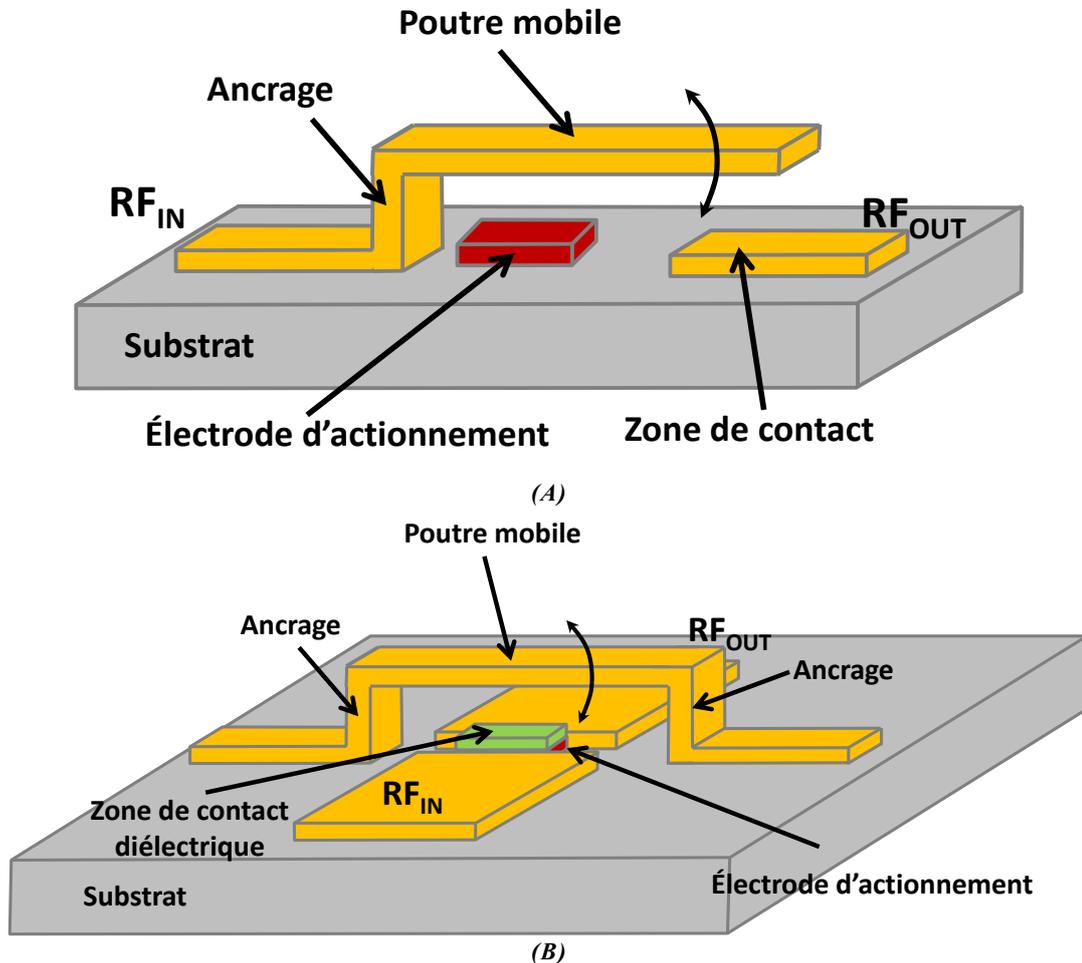
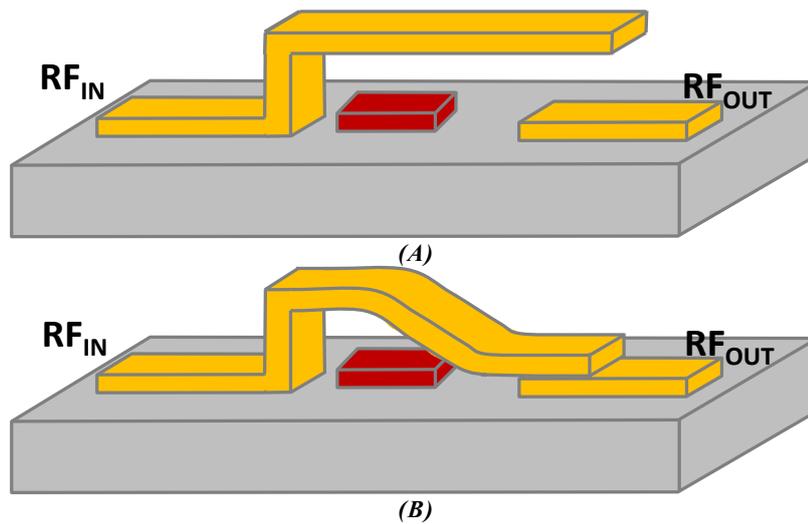
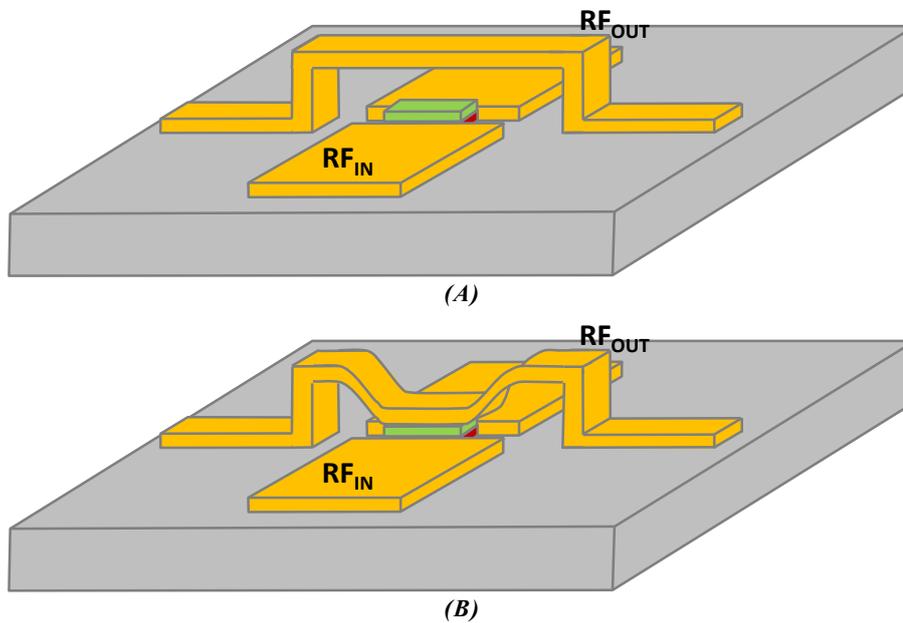


Figure 2.3 : Représentation des deux catégories de MEMS RF (A) ohmique (contact métal/métal) et (B) capacitif (contact métal/diélectrique)

Le MEMS RF ohmique se comporte comme un interrupteur électrique. Deux états sont alors possibles : un état haut du MEMS en l'absence de tout actionnement électrostatique correspondant à l'état d'isolation du signal, et un état bas en présence d'un actionnement électrostatique. Dans le cas de l'état haut du MEMS (Figure 2.4.A), un circuit ouvert créé par le gap d'air entre la poutre métallique mobile et la zone de contact empêche la propagation du signal RF. L'équivalent d'un interrupteur ouvert est alors obtenu. L'actionnement d'un champ électrostatique à travers l'électrode créant une force électrostatique d'attraction sur la poutre, permet de l'abaisser (Figure 2.4.B) et de venir réaliser une jonction entre la poutre mobile et la ligne de transmission au niveau de la zone de contact. Ce contact métal/métal introduit une faible résistance de contact (de l'ordre de quelques Ohms) caractéristique du commutateur. Le signal RF peut alors se propager avec un minimum de pertes. Une couche de diélectrique assure une protection contre une mise en contact accidentelle de l'électrode d'actionnement et de la poutre métallique.



**Figure 2.4** : Représentation des deux états du MEMS RF ohmique (A) état haut (absence de commande d'actionnement) et (B) état bas (en présence de commande d'actionnement)



**Figure 2.5** : Représentation des deux états du MEMS RF capacitif (A) état haut (absence de commande d'actionnement) et (B) état bas (en présence de commande d'actionnement)

Dans le cas du MEMS RF capacitif, le contact se fait à travers une couche de diélectrique. En effet, le MEMS RF capacitif est constitué d'une poutre bi-encastree au substrat surplombant la ligne de transmission RF. L'électrode d'actionnement est située en dessous de la poutre et est protégée par une couche de diélectrique. A l'instar des MEMS RF ohmique, deux états sont distinguables : un état haut du MEMS en l'absence d'actionnement électrostatique (Figure 2.5.A) et un état bas en présence d'un actionnement électrostatique (Figure 2.5.B). L'appellation « capacitif » de ces MEMS vient du fait que dans ces deux états, le dispositif présente une capacité avec la ligne de transmission. . Dans le cas de l'état haut du MEMS, une capacité est présente entre la poutre bi-encastree et la ligne de transmission. Dans son état bas, l'écart entre la poutre et la ligne étant plus faible, la capacité créée est naturellement plus forte.

### 1.3. MATERIAUX AGILES

En plus des composants semi-conducteurs et des technologies innovantes telles que les MEMS, les matériaux agiles peuvent aussi être utilisés pour réaliser la fonction d'accordabilité dans le domaine de l'électronique RF. Une présentation succincte de ces différents matériaux agiles, notamment les ferroélectriques, les ferromagnétiques, les cristaux liquides et les matériaux à changement de phase (PCM pour « Phase Change Material »), est proposée à suivre.

#### 1.3.1. FERROELECTRIQUE

Les matériaux ferroélectriques sont des diélectriques présentant une polarisation spontanée intrinsèque. Une contrainte externe (tension externe) appliquée à ces matériaux permet d'inverser cette polarisation [17] en générant un champ électrique interne intense. Ce phénomène est réversible et se présente sous forme d'hystérésis [18] (Figure 2.6) en générant ainsi une signature ferroélectrique du matériau. Ces matériaux sont aussi caractérisés par leur température de Curie. Pour des températures supérieures à cette température de Curie, intrinsèque à chaque matériau, ce dernier se comporte comme un diélectrique classique (matériau paraélectrique). Cependant, pour des températures inférieures à la température de Curie, une polarisation non nulle caractérise alors le ferroélectrique même en l'absence de contrainte externe appliquée (polarisation spontanée). Cette dernière (polarisation spontanée) peut être réorientée ou même renversée sous l'action d'un champ électrique extérieur [19].

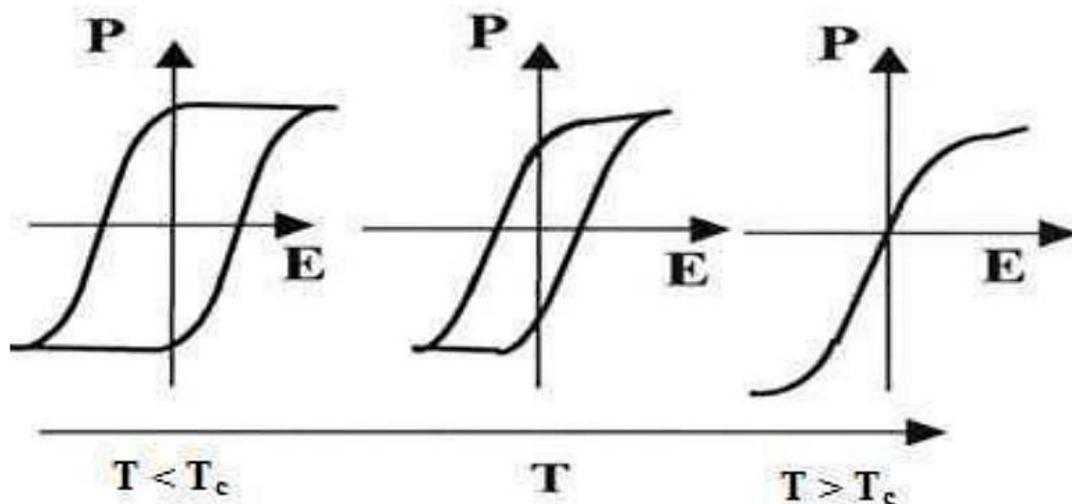


Figure 2.6 : Évolution du cycle d'hystérésis permittivité – champ électrique en fonction de la température [20]

La ferroélectricité des matériaux ferroélectriques provient de la polarisation dipolaire engendrée au sein du matériau par la présence de dipôles orientés. Cette polarisation survient par domaines [18], [21] définis comme étant les régions du matériau où tous les moments dipolaires pointent dans la même direction et dans le même sens [22]. D'autres phénomènes, de plus faibles importances que les moments dipolaires permanents, sont aussi à l'origine de la

polarisation d'un matériau ferroélectrique tels que la polarisation due aux électrons, aux ions et aux charges qui peuvent se fixer sur les surfaces [19], [20], [22].

Une autre caractéristique intéressante des matériaux ferroélectriques est leur modification de la permittivité électrique pouvant atteindre de fortes variations.

Les différentes propriétés des matériaux ferroélectriques ont permis de développer plusieurs applications, notamment dans les domaines informatiques avec les DRAM (« Direct Random Access Memory ») [23], [24] et optiques avec les interrupteurs optiques utilisés dans le guidage des ondes optiques [25].

Outre ces domaines, les matériaux ferroélectriques sont très étudiés pour des applications électroniques pour les hyperfréquences. Différentes fonctions sont ainsi réalisables à base de matériaux ferroélectriques. En effet, la modification de la permittivité électrique permet alors d'envisager le développement de capacités variables (varactors) [26], de déphaseurs [27], [28], [29] et des réseaux phasés [30], [31].

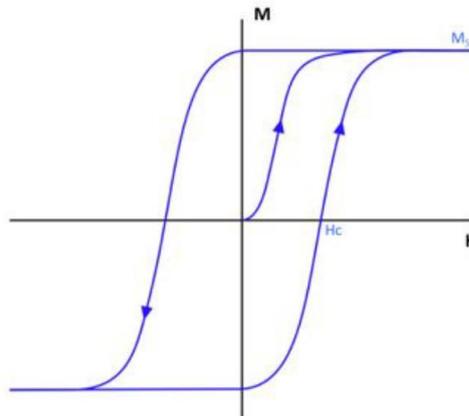
### 1.3.2. FERROMAGNETIQUE

---

À l'instar des ferroélectriques, il existe des matériaux dans lesquels des moments magnétiques interagissent entre eux en l'absence de champs magnétique externe. Ces matériaux sont appelés les ferromagnétiques. Dans ce type de matériau, l'interaction des moments magnétiques entre eux (appelée interaction d'échange) tend à les aligner parallèlement les uns par rapport aux autres. Cet arrangement, permettant de diminuer l'énergie totale du matériau, a lieu au sein de domaines magnétiques (régions dans lesquelles les moments magnétiques sont alignés entre eux). Ce phénomène d'alignement est sensible à la température. En effet, les matériaux ferromagnétiques sont entre autre, caractérisés par leur température de Curie. Pour des températures supérieures à cette température de Curie, l'arrangement magnétique disparaît et le matériau devient alors paramagnétique. Pour des températures inférieures, le matériau retrouve son caractère ferromagnétique avec un arrangement de ses moments magnétiques.

Les domaines magnétiques des matériaux ferromagnétiques interagissent avec les champs magnétiques externes sous lesquels ces matériaux sont soumis. En effet, en présence d'un champ magnétique, les domaines s'orientent progressivement selon la direction du champ appliqué. Deux groupes de matériaux ferromagnétiques sont alors distinguables : les matériaux ferromagnétiques doux et les matériaux ferromagnétiques durs. Dans le cas des ferromagnétiques doux, de faibles champs suffisent à aligner les moments magnétiques dans la direction du champ. Un cycle d'hystérésis magnétique (aimantation en fonction du champ magnétique appliqué) étroit est alors obtenu pour ces matériaux avec des champs coercitifs faibles et une susceptibilité magnétique élevée. Les ferromagnétiques durs, quant à eux, nécessitent des champs importants pour aligner leurs aimantations. Leur cycle d'hystérésis est

alors large avec des champs coercitifs  $H_c$  élevés. La Figure 2.7 schématise le cycle d'hystérésis d'aimantation en fonction du champ des matériaux ferromagnétiques avec  $M_s$  l'aimantation à saturation et  $H_c$  le champ coercitif [32].



*Figure 2.7 : Schéma d'un cycle d'hystérésis de l'aimantation en fonction du champ magnétique [32]*

Les matériaux ferromagnétiques peuvent être utilisés pour réaliser des dispositifs RF tels que des inductances variables [33], [34], des filtres RF [35], [36], [37], des commutateurs RF magnétiques [35] ou encore des déphaseurs reconfigurables [35], [38].

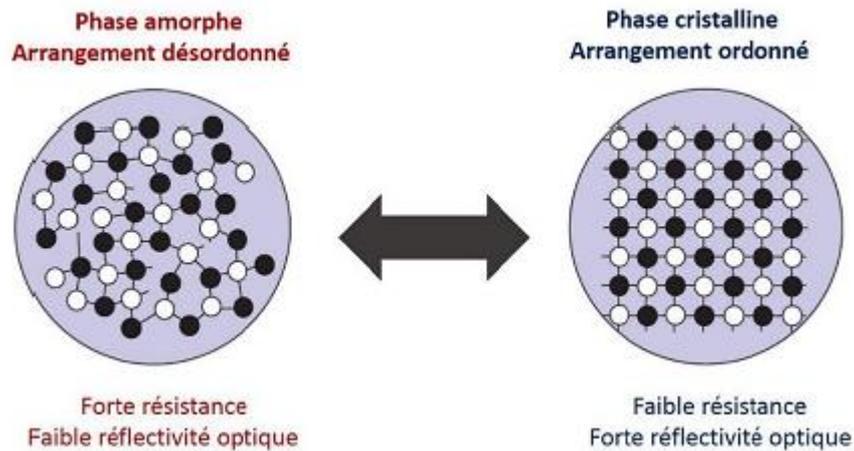
### 1.3.3. CRISTAUX LIQUIDES

Les cristaux liquides sont des matériaux ayant la propriété d'être dans des états intermédiaires entre l'état liquide isotrope et l'état solide cristallin. Cet état est aussi appelé état mésomorphe ou mésophase, état de matière combinant les propriétés d'un liquide conventionnel et d'un solide cristallisé. En effet, le cristal est caractérisé par une distribution régulière et ordonnée des atomes le constituant. Le liquide quant à lui, présente un désordre moléculaire dans sa structure. Ainsi, les molécules des cristaux liquides comportent une partie rigide et peu déformable (riche en liaisons doubles conjuguées) assurant le caractère cristallin. Cependant, une deuxième partie plus flexible empêche la cristallisation dans certain domaine de température [39]. La physique des cristaux liquides est décrite de manière bien plus détaillée dans [40], [41], [42], [43].

A l'instar des ferroélectriques et des ferromagnétiques, les cristaux liquides sont commandés par un champ électrique ou magnétique externe. L'application de ce champ permet d'obtenir une anisotropie diélectrique dans ces matériaux. Cette anisotropie est la principale propriété des cristaux liquides utilisée dans le domaine des micro-ondes [44]. En effet, basé sur cette anisotropie, plusieurs dispositifs ont pu être conçus tels que des capacités variables [45], des filtres accordables [46], des lignes à retard [47], des antennes [48], [49], [50] et des déphaseurs [51], [52], [53], [54].

### 1.3.4. MATERIAUX A CHANGEMENT DE PHASE

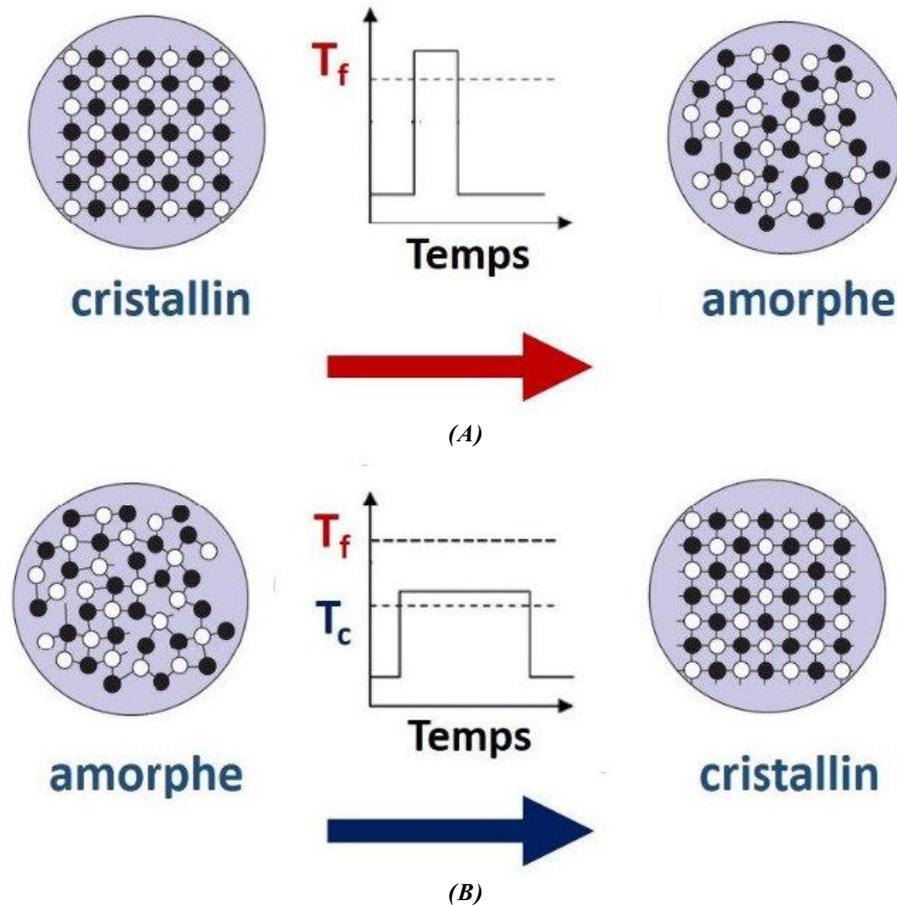
Les matériaux à changement de phase (PCM pour « Phase Change Material »), sont des matériaux présentant deux états : un état amorphe dans lequel il présente une haute résistivité et un état cristallin avec une faible résistivité. Chacun de ces états modifie les propriétés intrinsèques électriques et optiques du matériau. En effet, l'état amorphe présente une forte résistivité électrique et une faible réflectivité optique, tandis que l'état cristallin possède une faible résistivité électrique et une forte réflectivité optique (Figure 2.8) [4].



**Figure 2.8 :** Modification des propriétés structurales et intrinsèques des matériaux à changement de phase [4]

Le passage dans ces deux états amorphe et cristallin se fait de manière thermique (par effet Joule) à l'aide d'impulsions électriques (tension ou courant) [55] ou optiques [56]. En effet, le principe de changement de phase est le suivant [4] :

- l'application d'une impulsion électrique ou optique avec une forte amplitude et une durée d'impulsion courte permet de faire passer le matériau de son état cristallin à l'état amorphe (Figure 2.9.A). Le stimulus chauffe le matériau jusqu'à sa température de fusion pour laquelle le matériau voit ses atomes prendre un arrangement désordonné. La durée d'impulsion étant courte, le refroidissement du matériau se fait quasi-instantanément, laissant ainsi un arrangement désordonné de sa structure atomique [57].
- Le changement inverse se fait par l'application d'une impulsion électrique ou optique de plus faible amplitude mais de durée plus longue (Figure 2.9.B). Le stimulus excite alors le matériau jusqu'à sa température de cristallisation (inférieure à la température de fusion évoquée précédemment). La durée d'impulsion et donc de chauffage étant suffisamment longue, les atomes s'organisent à nouveau et le matériau revient alors dans son état structurale cristallin.



**Figure 2.9** : Principe de changement de phase amorphe-cristallin réversible par un stimulus (impulsion) [4]

Ces matériaux ont la particularité de posséder une mémoire de l'état dans lequel ils se trouvent même en l'absence de stimulus externe : ils sont alors considérés comme bistables. Historiquement utilisés pour des applications de types mémoires (réversibles [56], PCRAM acronyme de « Phase Change Random Access Memory » [58]), les matériaux PCM commencent à être utilisés dans le domaine de l'électronique RF avec notamment l'utilisation du GeTe (tellurure de germanium) comme l'élément d'accord pour réaliser des commutateurs RF [59], [60], [61], [62].

#### 1.4. COMPARAISON DES TECHNIQUES

Chacune des techniques présentées précédemment présente des avantages et des inconvénients. Ainsi, les techniques à base de semi-conducteurs présentent de faibles pertes avec une forte intégrabilité et un encombrement faible en raison de leur niveau de maturité technologique élevée. Ces éléments basés sur la jonction PN des semi-conducteurs présentent par ailleurs des temps de commutation relativement faibles, qui en font alors des composants de choix dans l'accordabilité des dispositifs RF. Cependant, ils présentent des limites de performances vis-à-vis des fortes puissances et introduisent alors des phénomènes de distorsion et de non-linéarité.

Les MEMS RF, quant à eux, permettent de pallier ces problèmes de distorsion tout en gardant des performances similaires : faibles pertes, une forte intégrabilité et un niveau de maturité à ce jour élevé. Les récentes recherches permettent de simplifier le coût de production et leurs encombrements. Cependant, en raison de leur fonctionnement de type mécanique, cette technique perd en rapidité de commutation par rapport aux semi-conducteurs.

Les techniques à base de matériaux agiles, encore au stade d'étude et de développement en laboratoire, souffrent cependant d'un manque de maturité technologique rendant ainsi leur coût de production élevé. Certaines de ces techniques (par exemple les ferroélectriques, les ferromagnétiques et les cristaux liquides) sont toujours peu utilisées en commutation dans le domaine de l'industrie radiofréquence en raison de leur encombrement élevé et leur faible intégration.

La Table 2.1 synthétise une comparaison entre ces différentes technologies d'accordabilité RF avec FE désignant les ferroélectriques, FM les ferromagnétiques, CL les cristaux liquides et PCM les matériaux à changement de phase.

	Semi-Conducteurs		MEMS RF	Matériaux Agiles			
	PIN	FET		FE	FM	CL	PCM
<b>Pertes RF</b>	Faible	Faible	Très Faible	Moyen	Moyen	Moyen	Faible
<b>Temps de commutation</b>	Faible	Faible	Moyen Faible	Moyen	Moyen	Élevé	Moyen Faible
<b>Intégrabilité</b>	Élevée	Élevée	Élevée	Moyen	Faible	Faible	Élevée
<b>Maturité</b>	Élevée	Élevée	Élevée	Faible	Faible	Faible	Faible
<b>Encombrement</b>							
<b>Complexité de commandes</b>	Faible	Faible	Faible	Moyen	Élevé	Élevé	Moyen Faible
<b>Coût</b>	Très Faible	Très Faible	Faible	Élevé	Élevé	Élevé	Élevé

Table 2.1: Comparaison entre les différentes technologies d'accordabilité en RF

Bien que les matériaux agiles de types PCM présentent des performances prometteuses, leur niveau de maturité faible et leur coût de production en font alors des techniques très peu utilisées en industrie. A contrario, les techniques d'accordabilité à base de semi-conducteurs et MEMS RF sont les méthodes les plus utilisées notamment en raison de leur faible coût, de leur niveau de maturité technologique et de leur temps de commutation court. Ainsi, la suite de cet état de l'art sur les dispositifs reconfigurables étudiés au cours de cette thèse, à savoir les

commutateurs RF, les déphaseurs reconfigurables et les réseaux phasés, donnera des exemples (listes non-exhaustives) tirés de la littérature pour chacune des techniques à base de diodes PIN, de transistors FET et de MEMS RF.

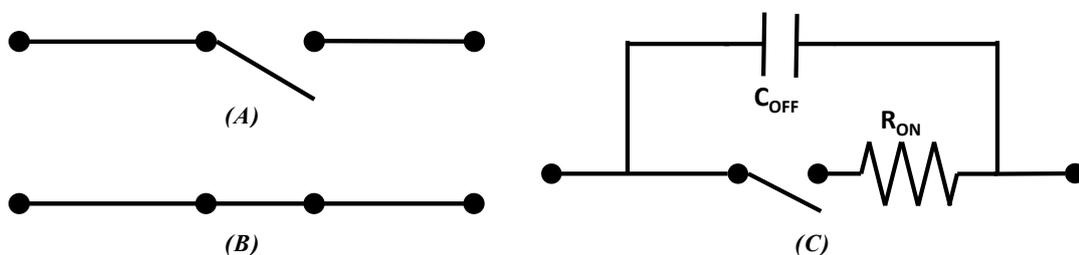
## 2. DISPOSITIFS ACCORDABLES

Dans le cadre du projet MUFRED, l'objectif du Lab-STICC consiste en l'étude et la réalisation d'un réseau d'antennes phasé reconfigurable pour une application de type balayage de faisceau (en anglais « beam-forming »). Ce type de dispositifs est la combinaison de différentes fonctions RF telles que des déphaseurs reconfigurables et/ou de commutateurs RF associés à des éléments rayonnants. Ainsi, cette partie est consacrée à une étude de l'état de l'art des commutateurs RF, de déphaseurs reconfigurables et des réseaux phasés reconfigurables utilisant les éléments d'accords usuels présentés dans la partie précédente.

### 2.1. COMMUTATEURS RF

#### 2.1.1. PRESENTATION

Le commutateur série (Figure 2.10.A) est un dispositif élémentaire et essentiel dans le routage de circuit électronique. Il présente deux états binaires : un état bloquant (appelé OFF) qui empêche la propagation du signal et un état passant (appelé ON) qui autorise la transmission du signal. Dans le cas d'un commutateur RF, sa plage fréquentielle de fonctionnement se fait dans le domaine RF/hyperfréquences et le signal propagé ou bloqué est ce signal RF. Un commutateur série idéal n'introduit pas de pertes dans son état passant et peut donc être modélisé par un court-circuit (Figure 2.10.B), tandis que dans son état bloqué il n'autorise aucune propagation et est donc modélisé par un circuit-ouvert (Figure 2.10.A). Le commutateur RF réel, quant à lui, est équivalent à l'état OFF à une capacité  $C_{OFF}$  et à l'état ON, à une résistance  $R_{ON}$  dont la modélisation est donnée Figure 2.10.C.



La résistance  $R_{ON}$  correspond aux pertes introduites par l'élément d'accord/commutation et de manière générale par le commutateur lui-même (éléments d'accord et les pertes éventuelles dues aux lignes de transmission) à l'état passant. La capacité  $C_{OFF}$  correspond au niveau d'isolation obtenue à l'état bloquant du commutateur. Ces deux

paramètres permettent d'optimiser le design des commutateurs. En effet, assurer une faible valeur de la résistance  $R_{ON}$  permet de minimiser les pertes d'insertion du commutateur. De même, minimiser la valeur de la capacité  $C_{OFF}$  permet d'assurer une forte isolation du commutateur dans son état bloquant. La littérature donne deux éléments (liés l'un à l'autre) afin de caractériser les commutateurs RF série : la figure de mérite  $FOM$  homogène à un temps (Eq. 2.1) et la fréquence de coupure  $F_c$  homogène à une fréquence (Eq. 2.2) [63], [64], [65].

$$FOM = R_{ON} \times C_{OFF} \quad (Eq. 2.1)$$

$$F_c = \frac{1}{2\pi FOM} \quad (Eq. 2.2)$$

Ainsi, une minimisation de la figure de mérite et une maximisation de la fréquence de coupure permet d'assurer une optimisation du commutateur et les performances de ce dernier se rapprocheront de celles du commutateur idéal. Les paramètres S ( $S_{11}$  et  $S_{21}$ ), exprimés en fonction de la fréquence et en décibel (dB), permettent de déterminer les performances électriques des commutateurs RF dans le domaine des ondes millimétriques. Le coefficient de transmission ( $S_{21}$ ) exprime la quantité de signal propagé qui a été introduit par la source. Quant au coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ), il exprime la quantité de signal réfléchi vers la source. Pour un commutateur idéal dans son état bloquant (OFF), le signal est entièrement réfléchi. Ainsi le paramètre  $S_{11}$  est proche de 0 dB et le paramètre  $S_{21}$  a de fortes valeurs négatives (idéalement  $-\infty$  dB), situation inversée dans son état passant (ON). Dans la pratique, des valeurs du coefficient de transmission dans l'état OFF et du coefficient de réflexion dans l'état ON inférieures à  $-15$  dB ( $-20$  dB pour des critères sévères) suffisent pour assurer de bonnes performances électriques du commutateur. Ces paramètres RF peuvent être reliés à la résistance équivalente  $R_{ON}$  et à la capacité équivalente  $C_{OFF}$  et sont communiqués dans [66].

D'autres paramètres permettent aussi de caractériser un commutateur tels que sa vitesse de commutation entre les deux états, sa consommation d'énergie, ses dimensions, etc.

Deux configurations de commutateurs sont possibles pour les commutateurs RF : une première appelée série et une deuxième appelée parallèle (en anglais « shunt »). Dans le premier cas et comme décrit ci-dessus l'élément d'accord réalise une jonction entre deux portions de la ligne de transmission (Figure 2.11.A). Tandis que dans le deuxième cas, l'élément d'accord permet de court-circuiter la ligne de transmission (Figure 2.11.B). Dans ce cas, le schéma équivalent et par conséquent les relations des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  et la figure de mérite  $FOM$  en sont modifiés [66].

Basés sur ces principes de configurations série ou parallèle, des commutateurs à plusieurs sorties peuvent être réalisés. Appelés SPnT, acronyme anglais de « Single Pole n Thru », ces commutateurs permettent de sélectionner une voie de sortie parmi n voies

différentes en actionnant ou non un à un les  $n$  éléments d'accords. Ces dispositifs sont très souvent utilisés, entre autres, dans le design de déphaseurs à lignes commutées (cf. paragraphe 2.2.1).

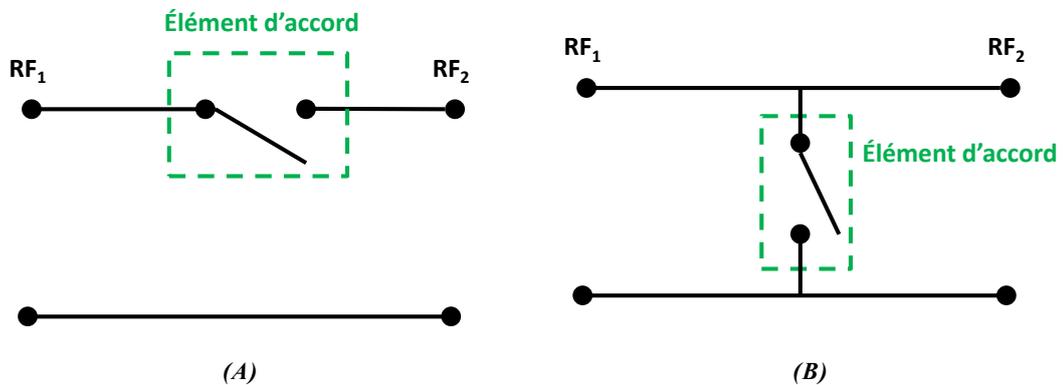
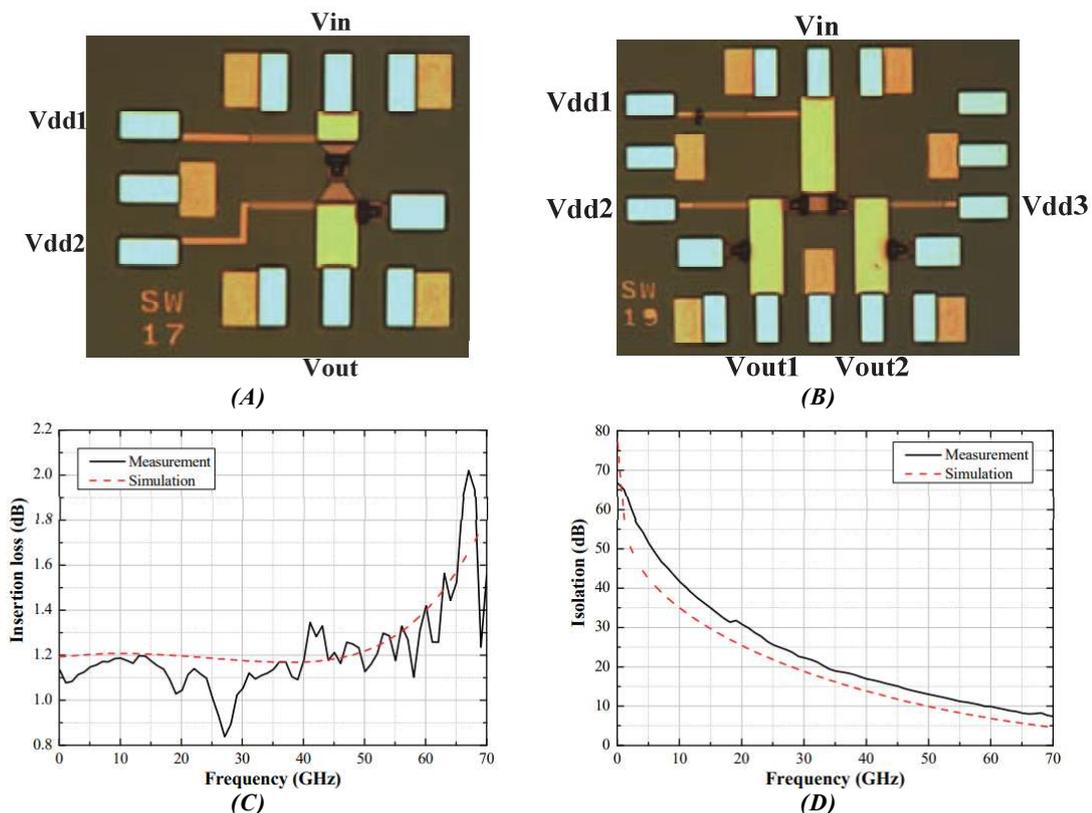
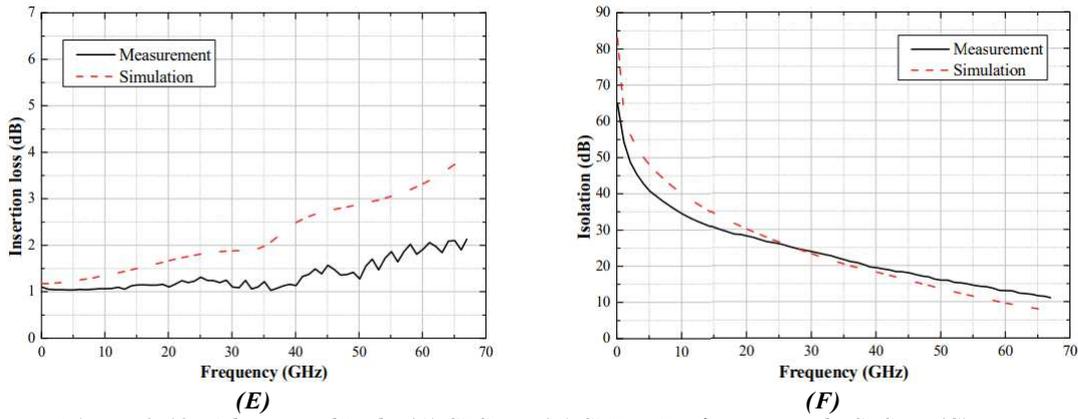


Figure 2.11 : Schéma d'un commutateur RF en configuration (A) série et (B) parallèle

### 2.1.2. COMMUTATEURS RF A BASE DE DIODES PIN

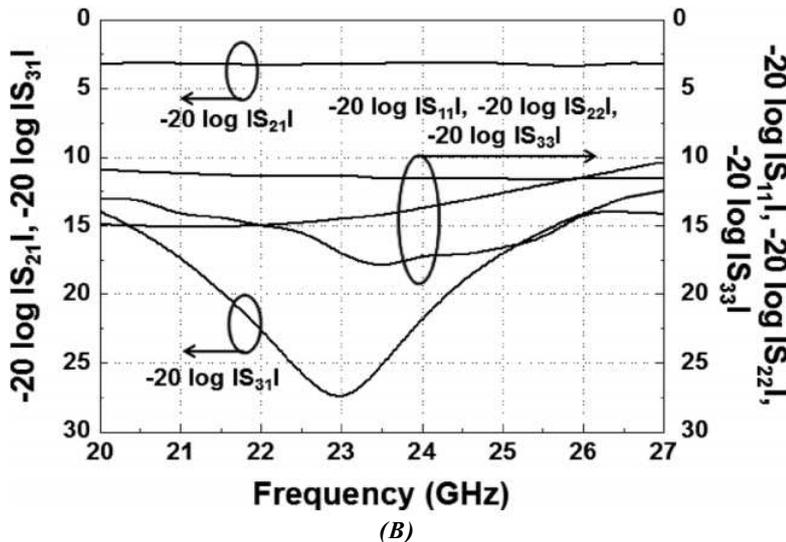
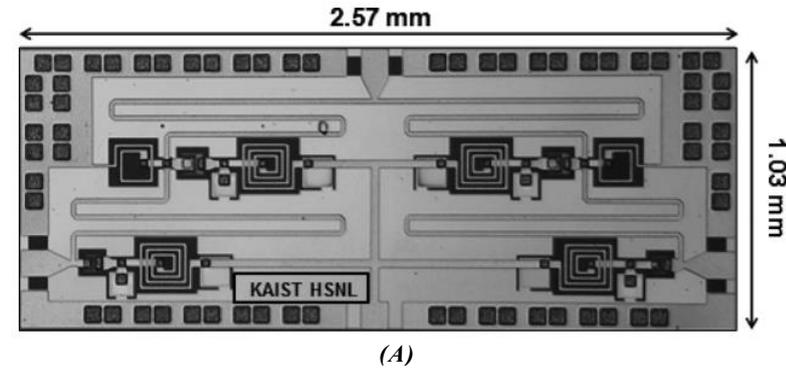
Des commutateurs large bande sont présentés dans [67]. Ces commutateurs sont de type SPST (« Single Pole Single Thru » correspondant à un SPnT lorsque  $n = 1$ ) (Figure 2.12.A) et SPDT (« Single Pole Double Thru », SPnT pour  $n = 2$ ) (Figure 2.12.B). Ces commutateurs utilisent des diodes PIN à base de GaAs (arséniure de gallium) fonctionnant sur une plage de fréquence allant de 10 MHz à 70 GHz. Les commutateurs SPST et SPDT, réalisés en MMIC (« Monolithic Microwave Integrated Circuit ») présentent de bonnes performances sur toute la plage de fréquences (Figure 2.12.C-D et Figure 2.12.E-F respectivement pour le SPST et SPDT) avec des pertes d'insertion inférieures ou égales à 1,1 dB.





**Figure 2.12** : Photographie du (A) SPST et (B) SPDT. Performances du SPST : (C) pertes d'insertion et (D) isolation. Performances du SPDT : (E) pertes d'insertions et (F) isolation [67]

Un deuxième commutateur de type SPDT en MMIC utilisant cette fois-ci une diode PIN en GaN (nitrure de gallium) est présenté dans [68] (Figure 2.13.A). Ce dispositif fonctionne sur la bande de fréquence 20 GHz – 27 GHz (bande K) et admet des pertes d'insertion inférieures à 3,4 dB (Figure 2.13.B).



**Figure 2.13** : SPDT en MMIC à base de Diode PIN en GaN (A) photographie et (B) performances RF [68]

Dans [69], un SPST en MMIC utilisant une diode PIN GaAs présente des pertes d'insertion inférieures à 1,8 dB sur la bande de fréquences allant de 85 GHz jusqu'à 95 GHz (bande W) avec une isolation de 30 dB et une fréquence de coupure de 4,0 THz.

### 2.1.3. COMMUTATEURS RF A BASE DE TRANSISTORS FET

Un commutateur SPST utilisant un transistor FET CMOS est proposé dans [70] fonctionnant à la fréquence de 94 GHz (Figure 2.14.A). Ce dispositif est contrôlé de manière digitale sur 3-bits (à l'aide de trois commandes « cnt0 », « cnt1 » et « cnt2 » sur la Figure 2.14.A) et admet des pertes d'insertion de 1,6 dB et une isolation de 30 dB à la fréquence de fonctionnement (Figure 2.14.B). Ce SPST a été conçu pour servir de commutateur dans une application de réseau de 3 émetteurs-récepteurs.

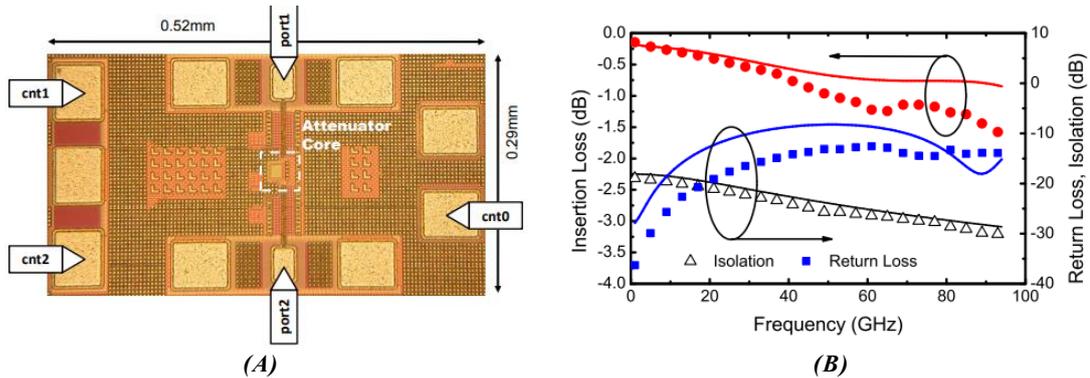


Figure 2.14 : SPST à base de FET CMOS (A) photographie et (B) ses performances RF [70]

Un commutateur SPDT en technologie MMIC utilisant un transistor HEMT fonctionnant sur la plage de fréquence 15 GHz – 80 GHz est conçu et caractérisé dans [71] (Figure 2.15) admettant des pertes d'insertion inférieures à 3,6 dB (1,2 dB à 45 GHz) et une isolation supérieure à 25 dB.

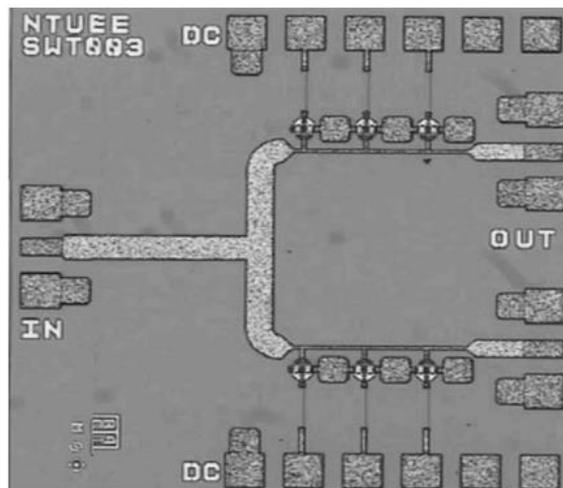


Figure 2.15 : SPDT à base de FET HMET [71]

Dans [72], un SPDT est proposé en bande Ka pour une application de réseau phasé. Il utilise des transistors pHEMT GaAs et admet des pertes d'insertion inférieures à 3 dB et une isolation supérieure à 25 dB sur la bande de fréquence 15 GHz – 35 GHz. D'autres commutateurs à base de transistors FET peuvent monter à des fréquences plus élevées, comme celui proposé dans [73] pouvant fonctionner du DC à 110 GHz tout en assurant de très bonnes performances (pertes d'insertion inférieures à 2,55 dB et une isolation supérieure à 22,2 dB).

2.1.4. COMMUTATEURS RF A BASE DE MEMS RF

Un commutateur à base de MEMS RF est présenté dans [74] avec une configuration dite parallèle du MEMS (« shunt » en anglais) en technologie coplanaire (CPW pour « Coplanar Waveguide ») (Figure 2.16.A). Fonctionnant jusqu'à 40 GHz, il admet de très faibles pertes (inférieures à 0,25 dB à 35 GHz) et une forte isolation (35 dB à 35 GHz) (Figure 2.16.B) et possède une fréquence de coupure supérieure à 9 THz.

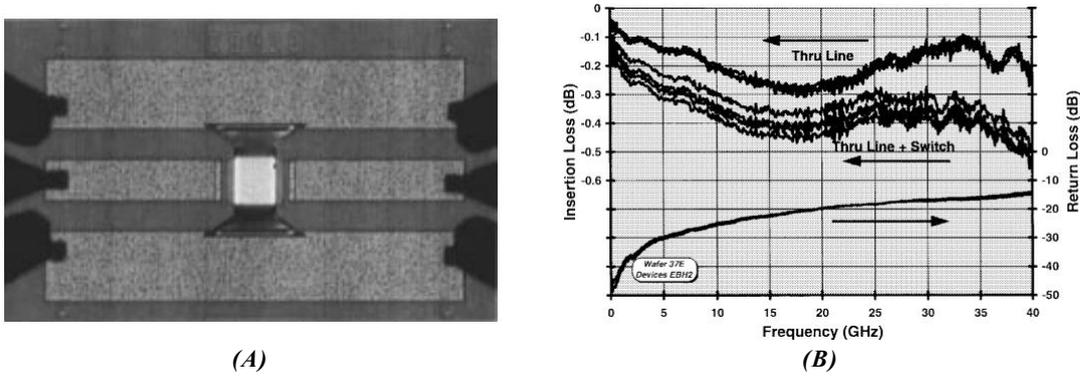


Figure 2.16 : SPST à base de MEMS RF [74]

L'essor des MEMS RF et leurs bonnes performances ont permis de développer des commutateurs bien plus complexes comme ceux proposés dans [75] et [76]. En effet, dans [75], un SPST (Figure 2.17.A) et un SP4T (Figure 2.17.B) sont réalisés pour une plage de fréquence de fonctionnement allant jusqu'à 12 GHz. Le commutateur SPST admet en mesure des pertes d'insertion inférieures à 0,4 dB jusqu'à la fréquence de 8 GHz et une isolation de 36 dB et 20 dB à 1 GHz et 2 GHz respectivement. Le SP4T, quant à lui, a montré des pertes d'insertion inférieures à 0,8 dB avec une isolation de 20 dB à 12 GHz.

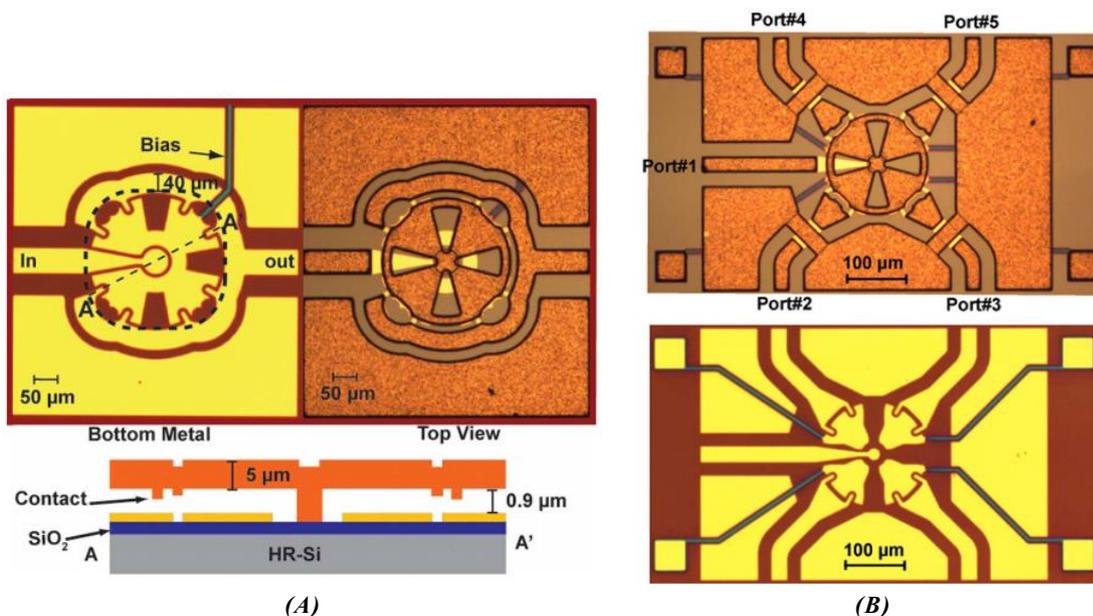


Figure 2.17 : (A) SPST et (B) SP4T réalisés à base de MEMS dans [75]

Dans [76], un SP7T (Figure 2.18) est réalisé en utilisant des MEMS. Ce dispositif compact (de dimensions  $470 \times 470 \mu\text{m}^2$  sans prendre en compte les lignes CPW au niveau des

ports) offre de très bonnes performances : une isolation de 50 dB à 19 dB et des pertes d'insertions de 0,3 dB à 1,2 dB respectivement aux fréquences de 100 MHz et 10 GHz avec des temps de commutation de l'ordre de 10  $\mu$ s.

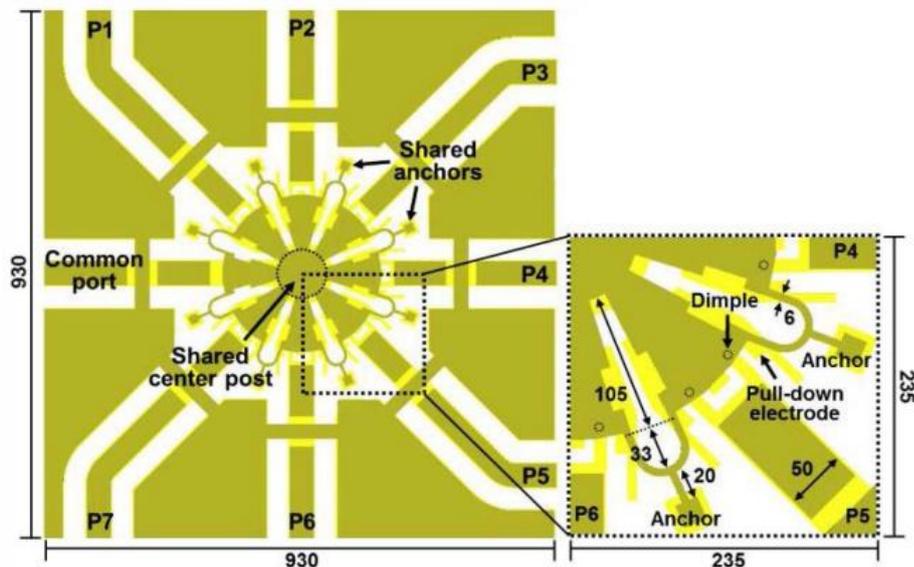


Figure 2.18 : SP7T réalisé à base de MEMS [76]

### 2.1.5. COMPARAISON DES TEMPS DE COMMUTATION

Outre les performances RF (pertes d'insertion, niveaux d'isolation, figure de mérite, tenue de puissance, consommation, etc.) des commutateurs et donc par conséquent des éléments d'accords, la question de la rapidité de commutation se pose, à juste titre, et fait partie des critères importants permettant de sélectionner la technologie à privilégier lors de la conception d'un dispositif RF. Ce critère est ainsi de toute première importance dans le cas d'antennes réseaux pour permettre d'accentuer la vitesse de balayage du faisceau. Les différentes méthodes de fabrication inhérentes aux technologies impliquent des temps de commutation variables. Une comparaison générale de ces temps de commutation est faite Table 2.2.

Technologies	Diodes PIN	Transistor FET	MEMS RF
Temps de commutation ( $\mu$ s)	0,001 – 0,1	0,001 – 0,1	1 - 300

Table 2.2: Comparaison des temps de commutation des éléments d'accords usuels [13]

Les éléments d'accord de type semi-conducteurs (diodes PIN et transistors FET) présentent des temps de commutation assez faibles pouvant descendre jusqu'à la nanoseconde pour les plus performants. Les MEMS RF, quant à eux, de par leur caractère « mécanique », entraînent des temps de commutation plus élevés. En effet, les meilleurs MEMS permettent une commutation de l'ordre d'une microseconde [13].

Ainsi, bien que les MEMS présentent de meilleures performances RF et électriques, ils ont néanmoins des difficultés à concurrencer les technologies semi-conducteurs au niveau de leur rapidité de commutation. Cependant, leurs excellentes performances RF, leur linéarité bien

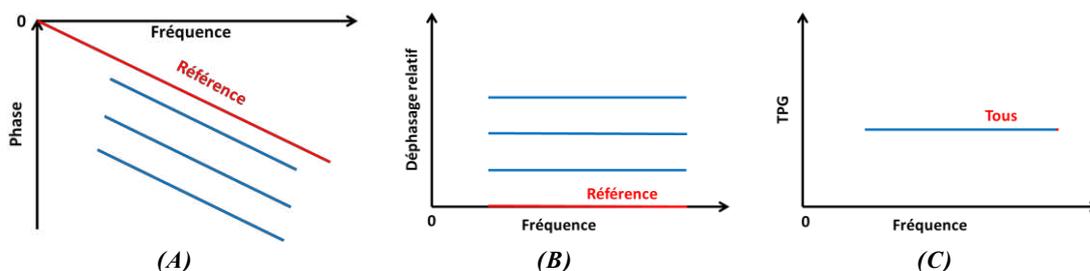
plus élevée et leur capacité à fonctionner à toutes fréquences, en font des éléments très en vogue dans le domaine des micro-ondes. En effet, avec la montée en fréquence des applications RF, les MEMS RF sont privilégiés aux technologies semi-conducteurs susceptibles d'introduire des distorsions ou des comportements non-linéaires.

Les commutateurs RF, quels que soient les éléments d'accord usuels utilisés, permettent de réaliser des fonctions RF plus complexes telles que les déphaseurs reconfigurables pouvant être utilisés en amont des réseaux d'antennes pour réaliser un balayage électronique de faisceau (« beam-forming »).

## 2.2. DEPHASEURS RECONFIGURABLES

### 2.2.1. PRESENTATION

Les déphaseurs sont des dispositifs permettant de contrôler la phase relative entre au moins deux signaux dont l'un sert de référence. En effet, de nombreuses applications telles que dans les domaines des télécommunications, des radars et des systèmes de mesure requièrent de déphaser ou de retarder le signal. Afin de répondre à cette problématique, le déphaseur doit être en mesure de propager un signal avec de faibles pertes d'insertion mais avec un retard de phase différent sur les différentes voies d'émission dans le cas, par exemple, des réseaux d'antennes. Il existe, ainsi, deux types de déphaseurs : analogiques et numériques. Pour les déphaseurs analogiques, la phase est continuellement variable en fonction de la commande en tension appliquée. Les déphaseurs numériques, quant à eux, ont un découpage discret de la phase et souvent un pas de phase fixe.



**Figure 2.19** : Caractéristiques fréquentielles d'un déphaseur à déphasage relatif constant : (A) phase, (B) déphasage relatif et (C) TPG

Selon la nature du déphasage réalisé, les déphaseurs sont classifiés dans deux catégories différentes : à déphasage relatif constant ou à retard de phase (en anglais « True Time Delay »). Les déphaseurs à déphasage constant introduisent une différence de phase constante par rapport à une référence sur la plage de fréquence étudiée et ont la particularité d'avoir un Temps de Propagation de Groupe (TPG) constant et identique pour chaque état de phase (Figure 2.19). Les déphaseurs à retard de phase, quant à eux, génèrent une variation linéaire du déphasage sur la plage de fréquences et donc un TPG variable sur cette même plage de fréquences (Figure 2.20).

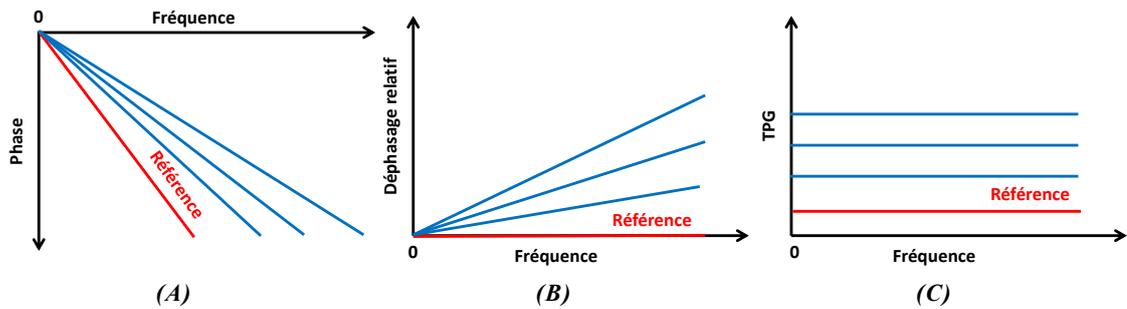


Figure 2.20 : Caractéristiques fréquentielles d'un déphaseur à retard de phase : (A) phase, (B) déphasage relatif et (C) TPG

Plusieurs topologies de déphaseurs sont présentées dans la littérature :

- les déphaseurs à lignes commutées : architecture la plus simple à mettre en œuvre et consistant à commuter la propagation du signal entre plusieurs chemins de longueurs variables en utilisant des commutateurs SPnT (en anglais « Single Pole n Thru »). Les pertes dans cette configuration sont égales aux pertes combinées des commutateurs et des lignes de transmission. Cette topologie de déphaseurs s'inscrit dans la catégorie des « True Time Delay ».
- les déphaseurs à lignes chargées : les lignes de transmission sont chargées périodiquement par des admittances dont la variation permet de modifier la longueur électrique équivalente de la ligne et par conséquent le déphasage induit. Cette topologie de déphaseurs s'inscrit, également, dans la catégorie des « True Time Delay ».
- les déphaseurs en réflexion : pouvant être constitués d'un seul port, auxquels cas ils sont nommés cellules déphaseuses et sont couplés à des éléments rayonnants dans le cas de réseaux réflecteurs. Ils peuvent aussi être constitués de deux ports et d'un coupleur à 4 ports, de type RTPS (« Reflection Type Phase Shifter »), auxquels cas le signal est réfléchi sur des charges et recombinaison au niveau du port de sortie. Cette topologie de déphaseurs s'inscrit, par contre, dans la catégorie des déphaseurs à déphasage relatif constant.

### 2.2.2. DEPHASEURS A BASE DE DIODES PIN

Plusieurs exemples de déphaseurs reconfigurables à base de diodes PIN sont disponibles dans la littérature.

En bande Ka, Yonghong *et al.* proposent un déphaseur 4-bits [77]. Ce déphaseur est basé sur la topologie des lignes commutées utilisant des diodes PIN GaAs (Figure 2.21.A). Pour une bande passante de 2 GHz dans la bande Ka, ce déphaseur à 16 états (pas de  $22,5^\circ$ ) présente des pertes d'insertion de  $8,3 \pm 1,7$  dB (Figure 2.21.B) avec une erreur de phase de  $3,9^\circ$  (Figure 2.21.C).

Toujours en bande Ka, un déphaseur 5-bits en technologie MMIC est réalisé [78] utilisant des diodes PIN en InGaAs (indium gallium arsenide). Ce déphaseur présente un pas de phase régulier de  $11,25^\circ$  (32 états) avec des pertes d'insertion inférieures à 7,8 dB sur la bande de fréquence 26 – 30 GHz (Figure 2.22).

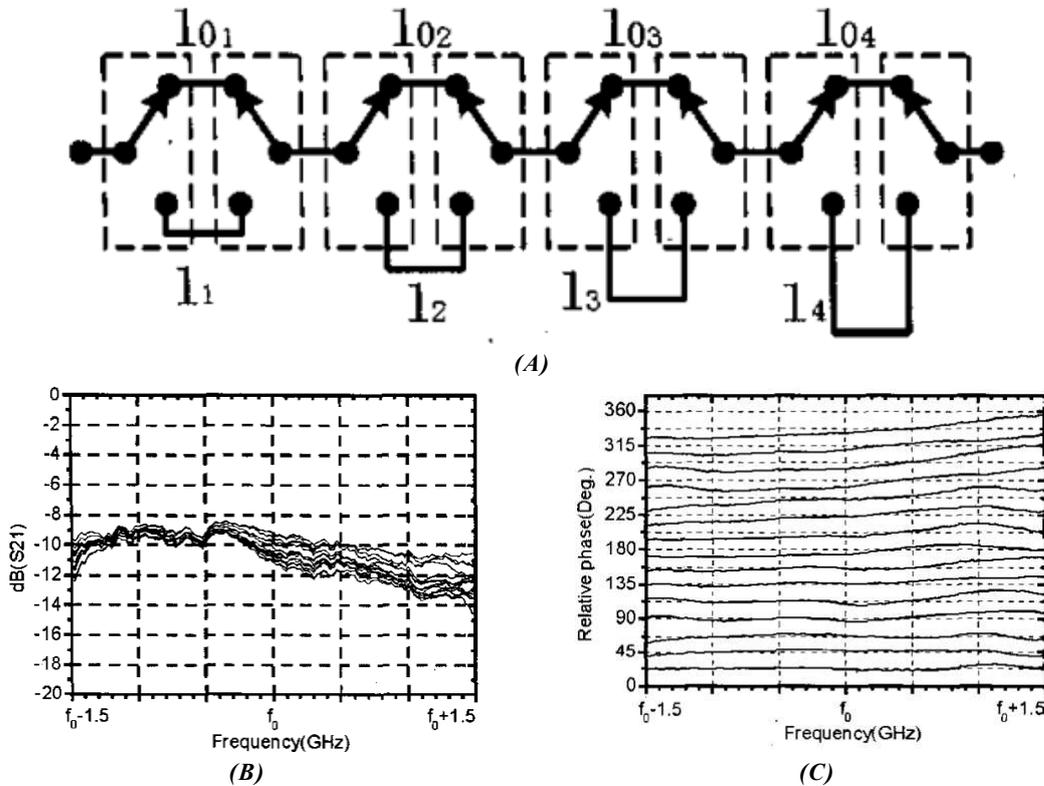
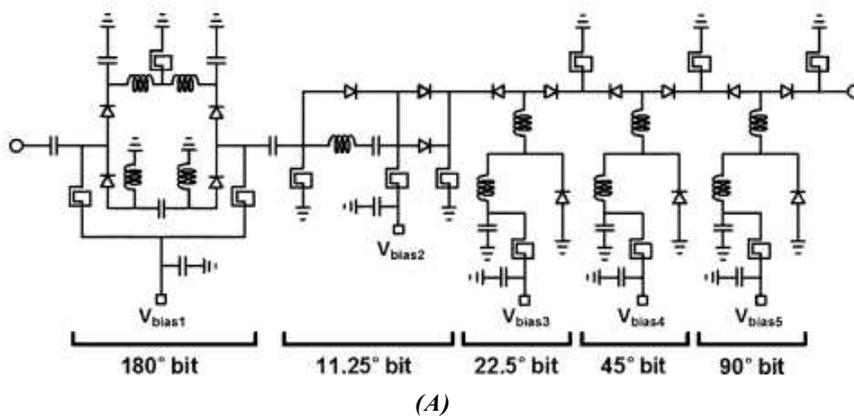


Figure 2.21 : Déphaseur 4-bits à lignes commutées : (A) topologie, (B) pertes d'insertion et (C) déphasage relatif [77]

D'autres exemples peuvent être cités, comme un déphaseur MMIC basé sur une topologie en réflexion pour des applications de réseaux réflecteurs fonctionnant dans la bande Ka [79] (Figure 2.23.A) ou bien encore un déphaseur 7-bits (Figure 2.23.B) en bande Ku [80] utilisant à la fois des lignes commutées et des lignes chargées présentant de faibles pertes (inférieures à 6,5 dB) et une erreur de phase de  $\pm 2,5^\circ$ .



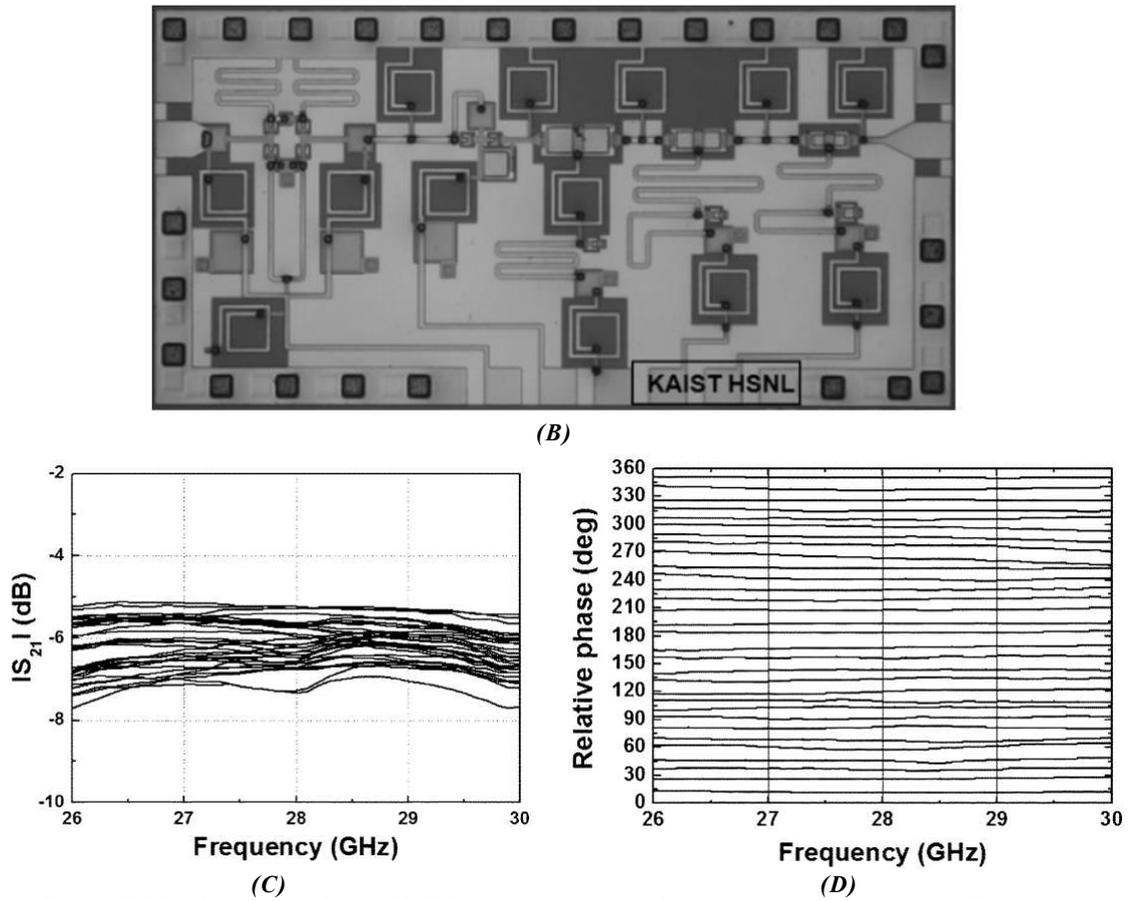


Figure 2.22 : Déphaseur 5-bits MMIC : (A) topologie, (B) photographie du circuit, (C) pertes d'insertion et (D) déphasage relatif [78]

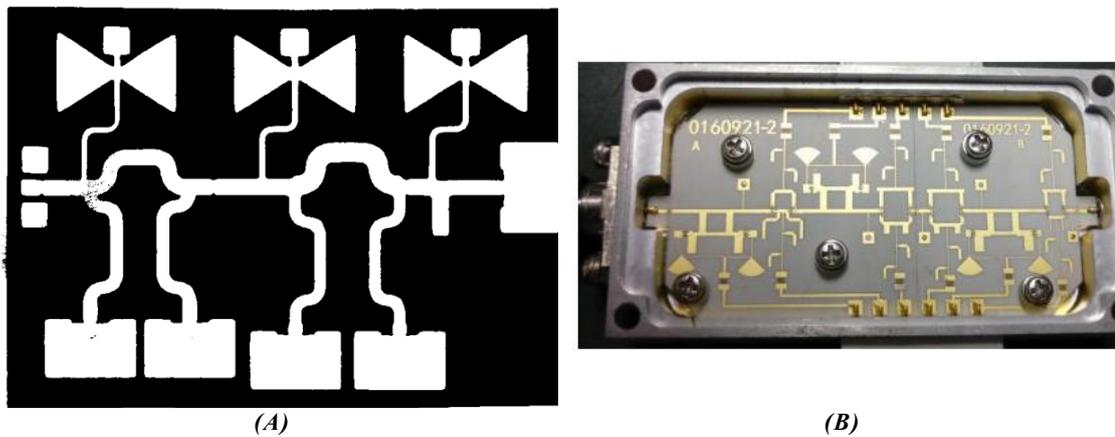


Figure 2.23 : Photographie du déphaseur (A) en réflexion reconfigurable [79] et (B) 7-bits [80]

### 2.2.3. DEPHASEURS A BASE DE TRANSISTORS FET

Divers déphaseurs reconfigurables à base de transistors FET sont présents dans la littérature. Parmi ces nombreux exemples, Maruhashi *et al.* proposent un déphaseur 4-bits utilisant la topologie des lignes commutées (Figure 2.24.A) [81], [82] dans la bande de fréquence 32,5 GHz – 35,5 GHz. Ce déphaseur admet des pertes d'insertion inférieures à  $13,1 \pm 1,1$  dB (Figure 2.24.B) dans ses 16 états et une résolution de  $22,5^\circ$  (Figure 2.24.C) à 34 GHz.

D'autres déphaseurs tels que proposés dans [83] et [84] peuvent être cités. Le premier est réalisé en bande Ka, en utilisant des transistors FET BiCMOS SiGe (Figure 2.25.A) pour des applications de type 5G. Il possède 64 états (6-Bits) et assure des pertes d'insertion inférieures à  $10 \pm 1$  dB (Figure 2.25.B) sur une gamme de déphasage allant de  $0^\circ$  à  $360^\circ$  avec une résolution de phase de  $5,625^\circ$  (Figure 2.25.C). Le deuxième est un déphaseur en réflexion pour une application de type réseau phasé d'antennes (Figure 2.26.A). Réalisé en bande S et utilisant des transistors FET GaAs, ce déphaseur admet des pertes d'insertion inférieures à 5 dB (Figure 2.26.B) et une erreur de phase variant entre  $0,1^\circ$  et  $1,7^\circ$  pour 16 états de phase (4-Bits) (Figure 2.26.C).

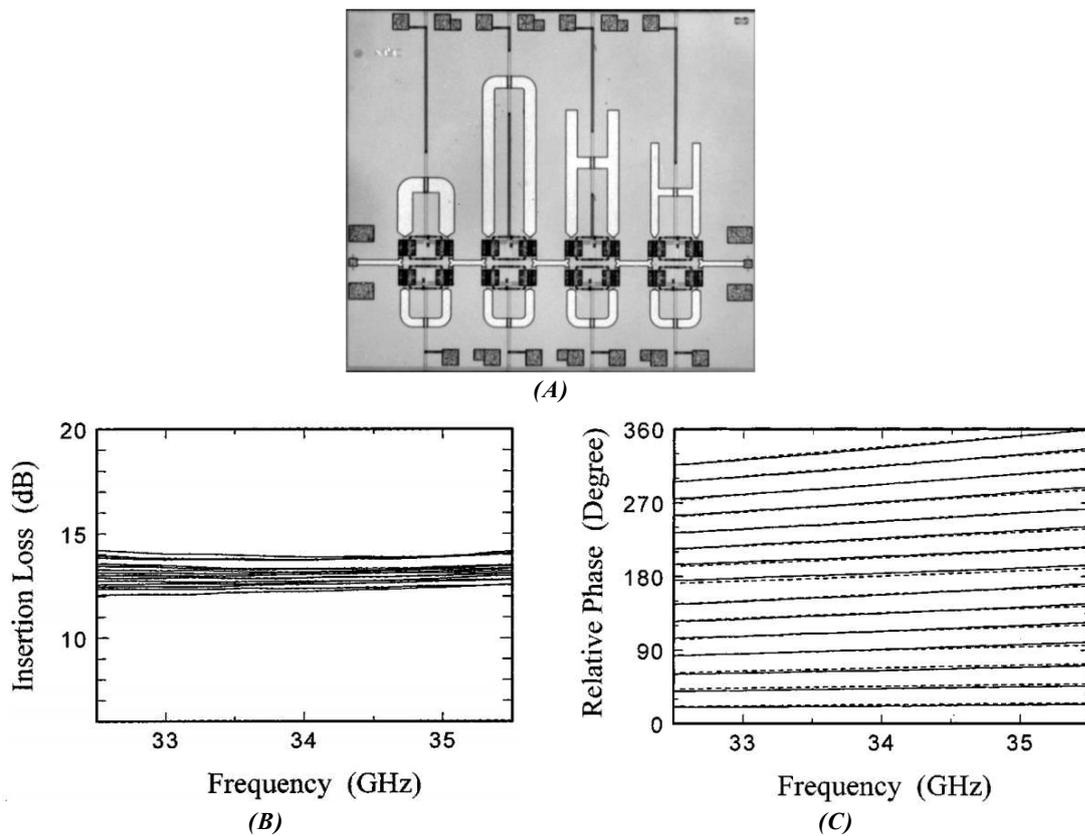
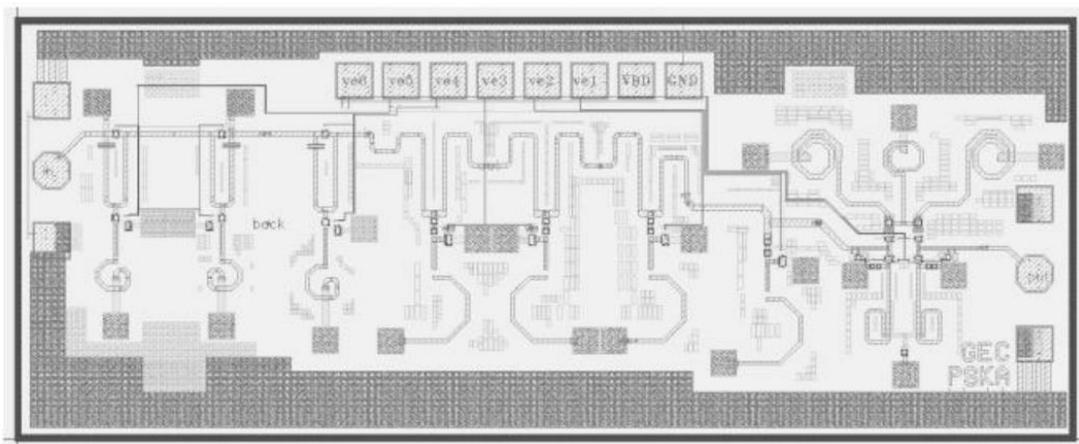
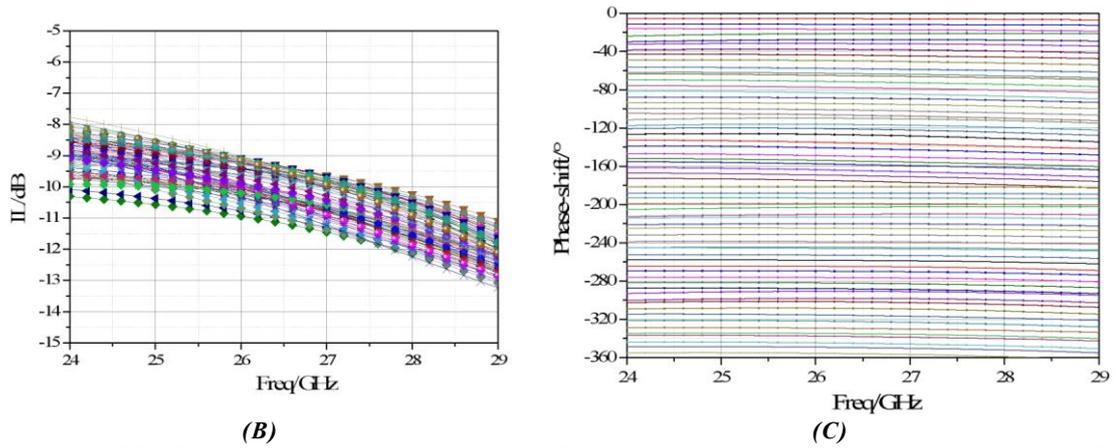


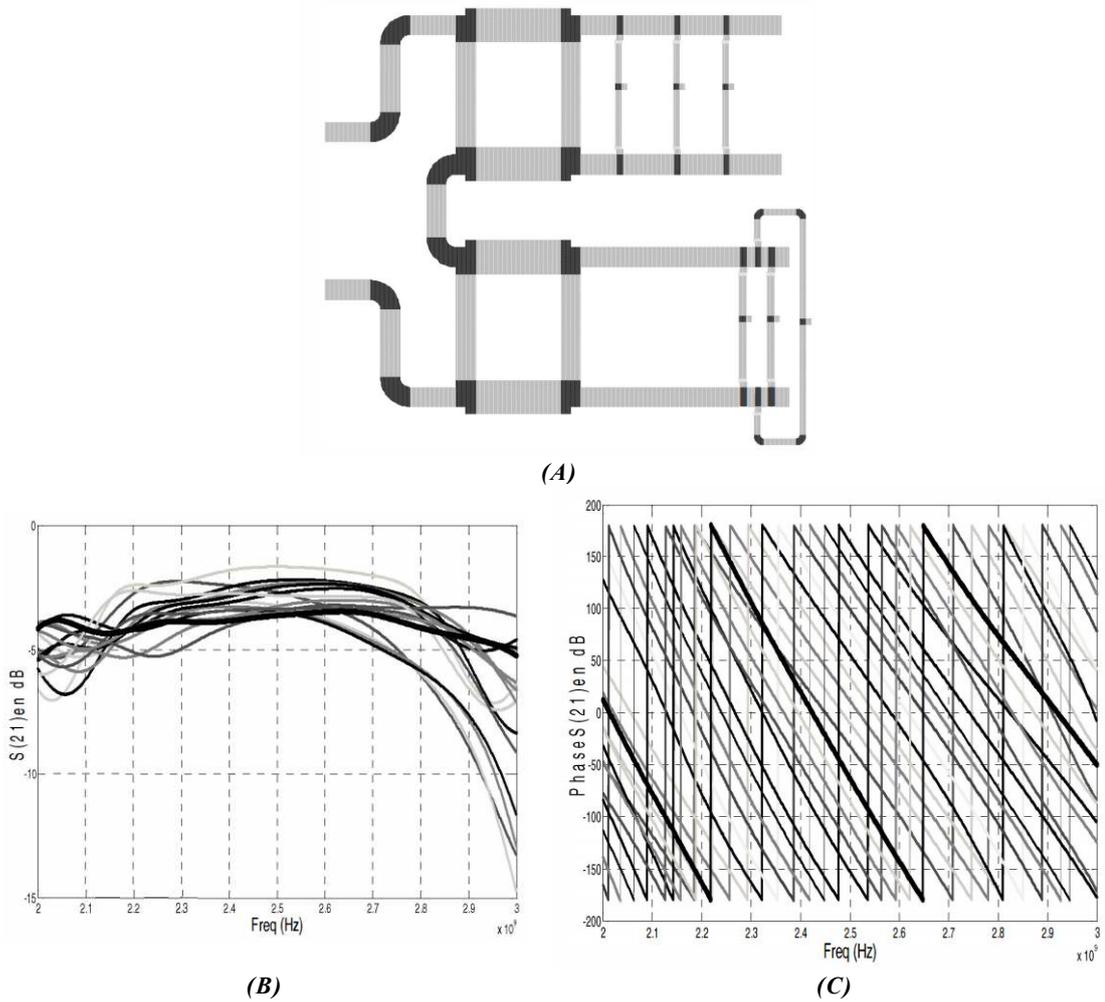
Figure 2.24 : Déphaseur 4-bits à base de FET : (A) photographie, (B) pertes d'insertion et (C) déphasage relatif [82]



(A)



**(B)** **(C)**  
**Figure 2.25 :** Déphaseur 6-bits à base de FET SiGe : (A) photographie, (B) pertes d'insertion et (C) déphasage relatif [83]



**(B)** **(C)**  
**Figure 2.26 :** Déphaseur 4-bits en réflexion (RTPS) à base de FET : (A) photographie, (B) pertes d'insertion et (C) phase [84]

### 2.2.4. DEPHASEUR A BASE DE MEMS RF

Les MEMS RF étant particulièrement adaptés pour l'accordabilité et la commutation dans le domaine des radiofréquences, la littérature regorge d'exemples de déphaseurs reconfigurables utilisant des MEMS RF.

Un déphaseur 3-Bit, compact en bande Ka est étudié en cascade de trois cellules déphaseuses unitaires de 90° et une cellule de 45° (Figure 2.27) [85]. Chaque cellule unitaire utilise 3 MEMS afin de retarder le signal sur le principe d'une structure à ondes lentes. Le déphaseur 3-Bit permet alors de déphaser jusqu'à 330° avec des pertes d'insertion faibles (1 dB). Cette structure peut être adaptable pour toute gamme de déphasage en gardant de très bonnes performances.

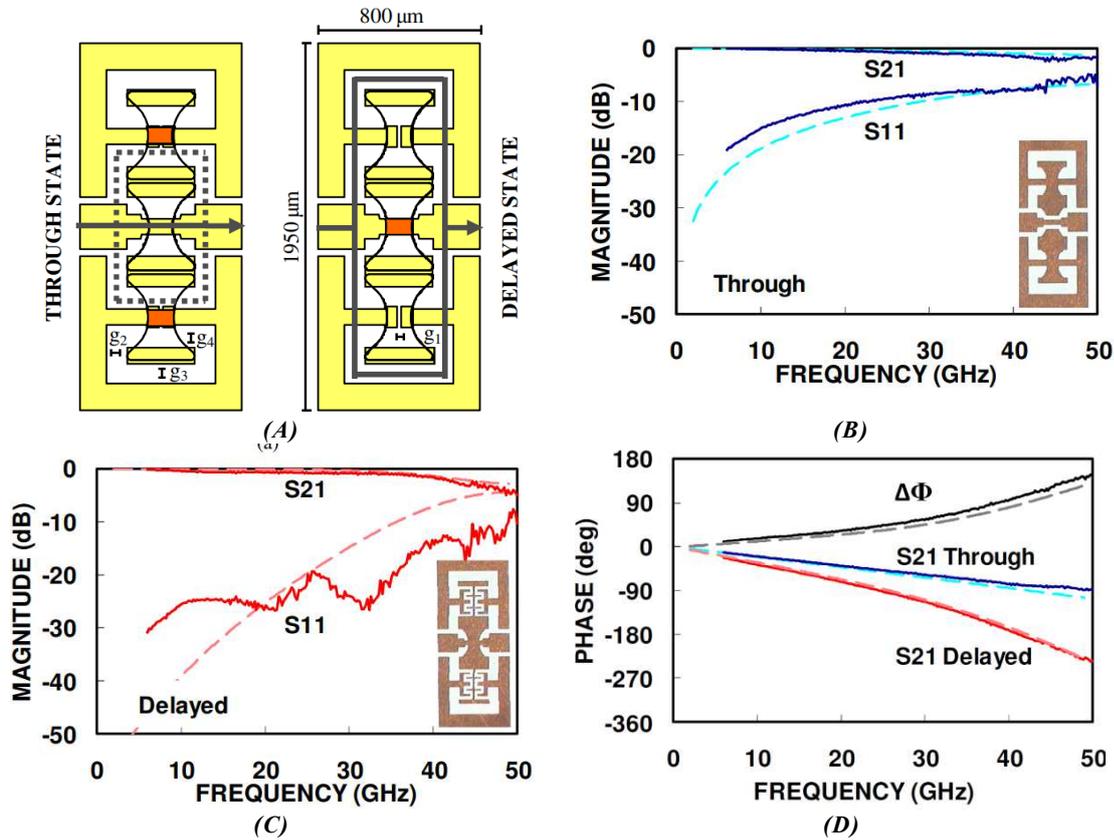


Figure 2.27 : (A) Illustration d'une cellule déphaseuse unitaire dans son état passant et son état retardé et comparaison simulation (pointillé) mesure (plein) dans l'état (B) passant, (C) retardé d'une cellule déphaseuse de 45° et (D) phase de la structure [85]

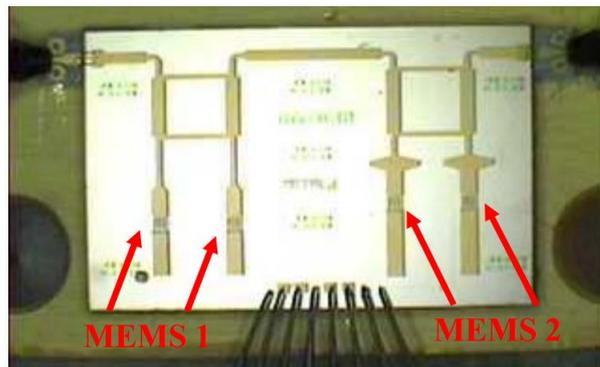


Figure 2.28 : Photographie du déphaseur 2-bits en réflexion utilisant des MEMS [86]

De plus, toujours en bande Ka, avec une bande de fréquences visée de 25,7 GHz à 27 GHz, un déphaseur monolithique à 4 états de phase (2-bits) est présenté [86]. Basé sur une topologie en réflexion et fabriqué sur un substrat Saphir, il utilise des coupleurs 3-dB (Figure 2.28) et admet des pertes d'insertion moyennes de 1,8 dB avec un pas de phase de 45°.

Une multitude d'exemples de déphaseurs à base de MEMS RF existent également sur d'autres plages de fréquences comme cela est résumé dans [87] et dans [88].

### 2.2.5. SYNTHÈSE DE L'ÉTAT DE L'ART DES DÉPHASEURS

Les déphaseurs reconfigurables présents dans la littérature ont à première vue des performances similaires (Table 2.3) en raison notamment de la maturité technologiques des techniques d'accordabilité utilisées et de leurs performances identiques (entre les diodes PIN, les transistors FET et les MEMS RF). Les différences obtenues parmi ces déphaseurs, notamment sur les pertes d'insertion, sont principalement dues aux différentes topologies de déphaseurs utilisées (à lignes commutées, à lignes chargées et en réflexion). En effet, chacune des topologies possède ses avantages et ses inconvénients : les déphaseurs à lignes commutées sont simples à la conception mais peuvent être encombrants dues aux dimensions de lignes requises pour des déphasages élevés, les déphaseurs à lignes chargées sont plus complexes à réaliser mais sont plus compacts et les déphaseurs en réflexion sont souvent utilisés pour une meilleure précision de la phase désirée dans des applications larges bandes.

Technique	Diodes PIN		Transistors FET		MEMS RF	
Référence	[78]	[77]	[83]	[82]	[89]	[90]
Bits	5	4	6	4	3	4
Fréquence (GHz)	26 – 30	33 – 35	24 – 29	33 – 35	25 – 30	10 – 40
Pertes (dB)	< 7,8	< 8,3	< 10	< 13,1	5	2,4
Adaptation (dB)	> 9	> 10	> 14	> 10	> 16	> 15
Plage de déphasage (°)	0 – 360	0 – 360	0 – 360	0 – 360	0 – 315	0 – 360
Résolution (°)	11,25	22,5	5,6	22,5	45	22,5
Amplitude des pertes (dB)	< ± 0,7	< ± 1,7	< ± 1	< ± 1,1	-	± 0,2
Erreur de phase (°)	< ± 5,6	< ± 3,9	< ± 3,5	< ± 5	< ± 5,2	< ± 4
P <sub>1dB</sub> (dBm)	21	-	12	-	-	-
Dimensions (mm <sup>2</sup> )	2,17 × 1,08		2,0 × 0,8	2,5 × 2,2	10,8 × 5,9	30

Table 2.3: Comparaison de différents déphaseurs à l'état de l'art utilisant les diodes PIN, des transistors FET et des MEMS RF

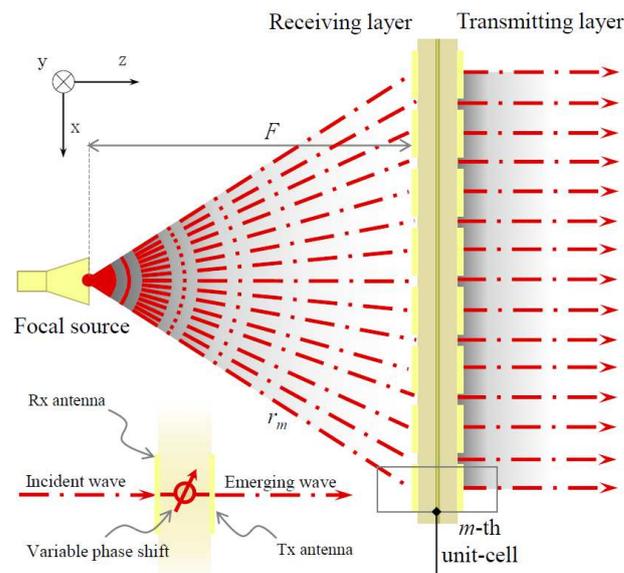
Les performances des déphaseurs présents dans la littérature sont, effectivement, assez proches mais d'autres caractéristiques que celles présentées dans la Table 2.3, telles que la tenue en puissance et le temps de commutation sont rarement fournis. Cependant, ces dernières caractéristiques dépendent essentiellement de l'élément d'accord et leur quantification peut alors se faire à travers la Table 2.1 (*c.f.* paragraphe 1.4).

## 2.3. RESEAUX D'ANTENNES RECONFIGURABLES

### 2.3.1. PRESENTATION

Nombreuses sont les applications pour lesquelles des antennes à balayage de faisceaux sont requises, notamment pour les applications de type spatial et radar. En effet, dans ce type d'applications, un balayage de l'espace est nécessaire que ce soit pour surveiller la zone concernée ou pour rediriger l'information d'une région à une autre. Plusieurs dispositifs à base d'antennes permettent d'obtenir cette fonctionnalité : les réseaux transmetteurs (en anglais les « transmit-array »), les réseaux phasés (en anglais les « phased array ») et les réseaux réflecteurs (en anglais les « reflect-array »).

Les réseaux transmetteurs utilisent une source (souvent une antenne cornet) placée à une certaine distance focale qui illumine un premier réseau (réseau de réception). Le réseau de réception transmet le signal avec un certain déphasage (choisi en fonction de la position de l'élément rayonnant et de la direction de transmission du signal) au deuxième réseau : le réseau d'émission (Figure 2.29). Le caractère agile d'un tel dispositif est réalisé par l'utilisation de déphaseurs reconfigurables placés entre le réseau de réception et le réseau d'émission.



**Figure 2.29** : Schéma du principe de fonctionnement d'un réseau transmetteur [91]

Les réseaux phasés sont des réseaux d'antennes pour lesquels une distribution de phase (et/ou d'amplitude) est donnée aux signaux avant leur émission via l'élément rayonnant (Figure 2.30). Le réseau est composé d'un unique port d'entrée suivi d'un réseau d'alimentation permettant de transmettre le signal aux réseaux d'antennes avec une certaine distribution de phase. Cette dernière peut soit être fixe (utilisant des lignes de longueurs fixes par exemple), auquel cas le réseau phasé n'émet alors un faisceau (et donc transmet le signal) que dans une seule direction. La distribution peut aussi être variable (en utilisant des déphaseurs reconfigurables), auquel cas ce réseau phasé reconfigurable permet un balayage de faisceau.

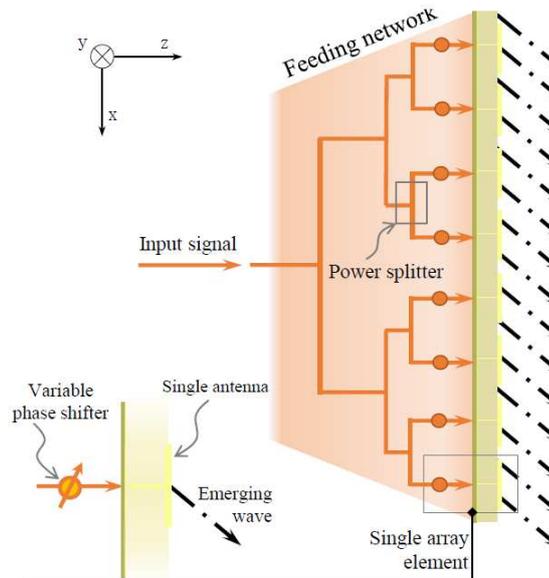


Figure 2.30 : Schéma du principe de fonctionnement d'un réseau phasé [91]

Les réseaux réflecteurs sont similaires aux réseaux transmetteurs à la différence qu'il n'y a qu'un unique réseau d'antennes jouant à la fois le rôle d'antenne de réception et d'émission. Chaque élément unitaire (appelé cellule unitaire, « unit-cell ») du réseau d'antennes permet de déphaser le signal (Figure 2.31). Le caractère agile de ces réseaux se fait alors sur la cellule unitaire : soit elle est fixe et ne permet qu'un seul déphasage, soit elle est reconfigurable et permet alors de balayer le faisceau dans la région d'intérêt.

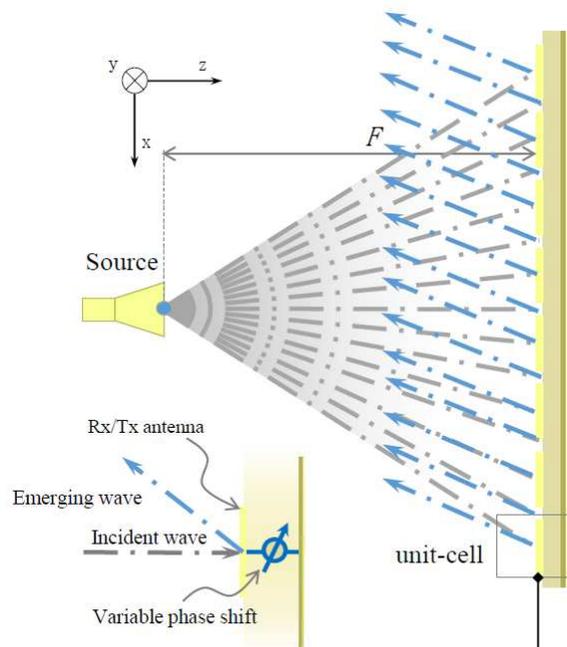
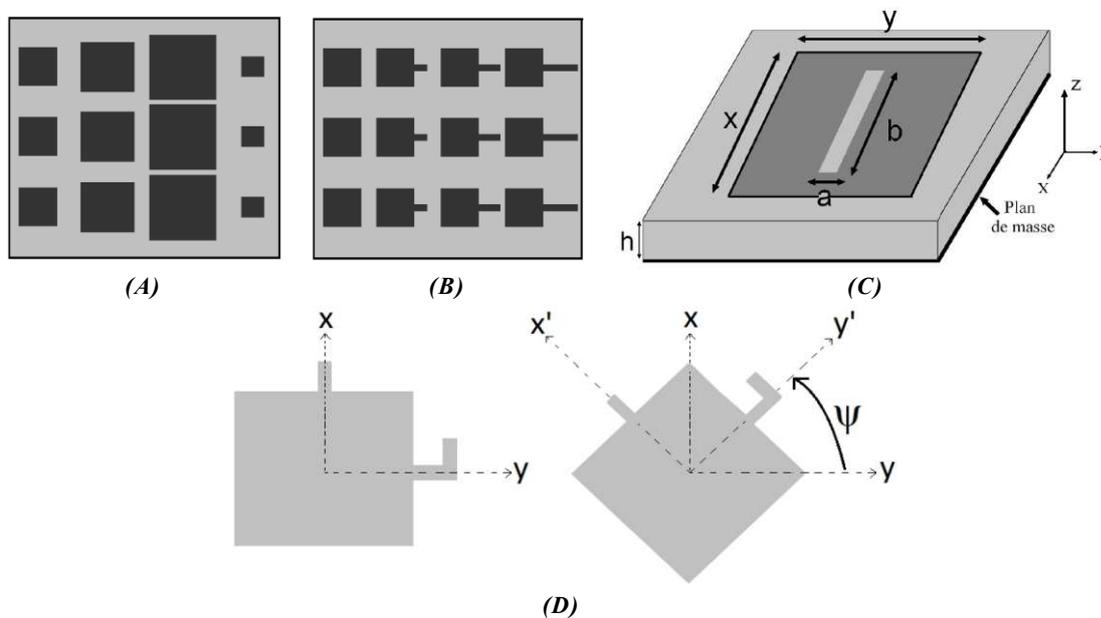


Figure 2.31 : Schéma du principe de fonctionnement d'un réseau réflecteur [91]

Le paragraphe 2.2 précédent ayant déjà traité le cas des déphaseurs reconfigurables qui peuvent être utilisés dans les réseaux transmetteurs et les réseaux phasés, ce paragraphe apportera plus de détails sur les principes mis en œuvre pour réaliser des cellules déphaseuses dans le cas des réseaux réflecteurs. En effet, plusieurs techniques existent pour contrôler le déphasage d'une cellule [92], [93] :

- Par la modification de la taille des éléments rayonnants (Figure 2.32.A)
- Par l'ajout de différentes longueurs de stubs sur des éléments rayonnants identiques (Figure 2.32.B)
- Par l'ajout de fente sur le patch (Figure 2.32.C)
- Par la rotation de l'élément rayonnant (Figure 2.32.D).

La modification de la taille des éléments rayonnants permet de modifier leurs fréquences de résonance et par conséquent la phase de l'onde réfléchi [94]. Cette méthode a l'avantage de fonctionner en simple polarisation linéaire (variation de la taille dans une seule direction, celle du champ électrique) ou en double polarisation linéaire (variation de la taille dans les deux directions) [93]. Cependant, avec cette technique, il est difficile de couvrir la gamme de phase des  $360^\circ$  souvent requise, notamment en raison de la limitation des dimensions de l'élément rayonnant par rapport à la taille de la cellule (taille de maille ou pas du réseau) [95].



**Figure 2.32** : Illustration des méthodes de contrôle de déphasage des cellules déphaseuses : (A) modification de la taille des éléments rayonnants, (B) ajout de stubs, (C) ajout d'une fente et (D) rotation de l'élément rayonnant [92]

L'ajout d'un stub de longueur donnée à l'élément rayonnant permet d'introduire un contrôle sur la phase (dépendante de la longueur du stub) de l'onde réfléchi [96]. L'onde reçue, avant d'être réfléchi parcourt deux fois la longueur du stub (trajet aller-retour). Le stub introduit alors à l'onde réfléchi un déphasage relatif égal à deux fois sa longueur électrique. Cette méthode assure un fonctionnement en polarisation linéaire dans le cas où le champ électrique est polarisé parallèlement à la direction du stub. La double polarisation est possible par l'ajout de deux stubs de directions perpendiculaires [97]. Utilisant ce principe, la polarisation circulaire peut aussi être obtenue [93]. Cependant, cette méthode est limitée notamment en termes de bande passante de la cellule en raison du caractère faible bande du stub

et par l'encombrement que peuvent prendre les longueurs des stubs pour une gamme de déphasage désiré élevée.

L'ajout d'une fente dans un élément rayonnant de type patch permet d'introduire une phase à l'onde réfléchi. En effet, en présence de la fente, les courants voient leur chemin augmenter (en contournant la fente) modifiant ainsi artificiellement la longueur résonante de la cellule [98], [99]. Cette méthode, permet à la fois de travailler en polarisation linéaire (la fente étant alors perpendiculaire à la polarisation du champ électrique) ou en double polarisation linéaire en utilisant différentes formes de fentes [100]. Solution peu coûteuse et très simple à mettre en œuvre, elle offre des possibilités d'atteindre des gammes de phases élevées (au-delà de  $360^\circ$ ).

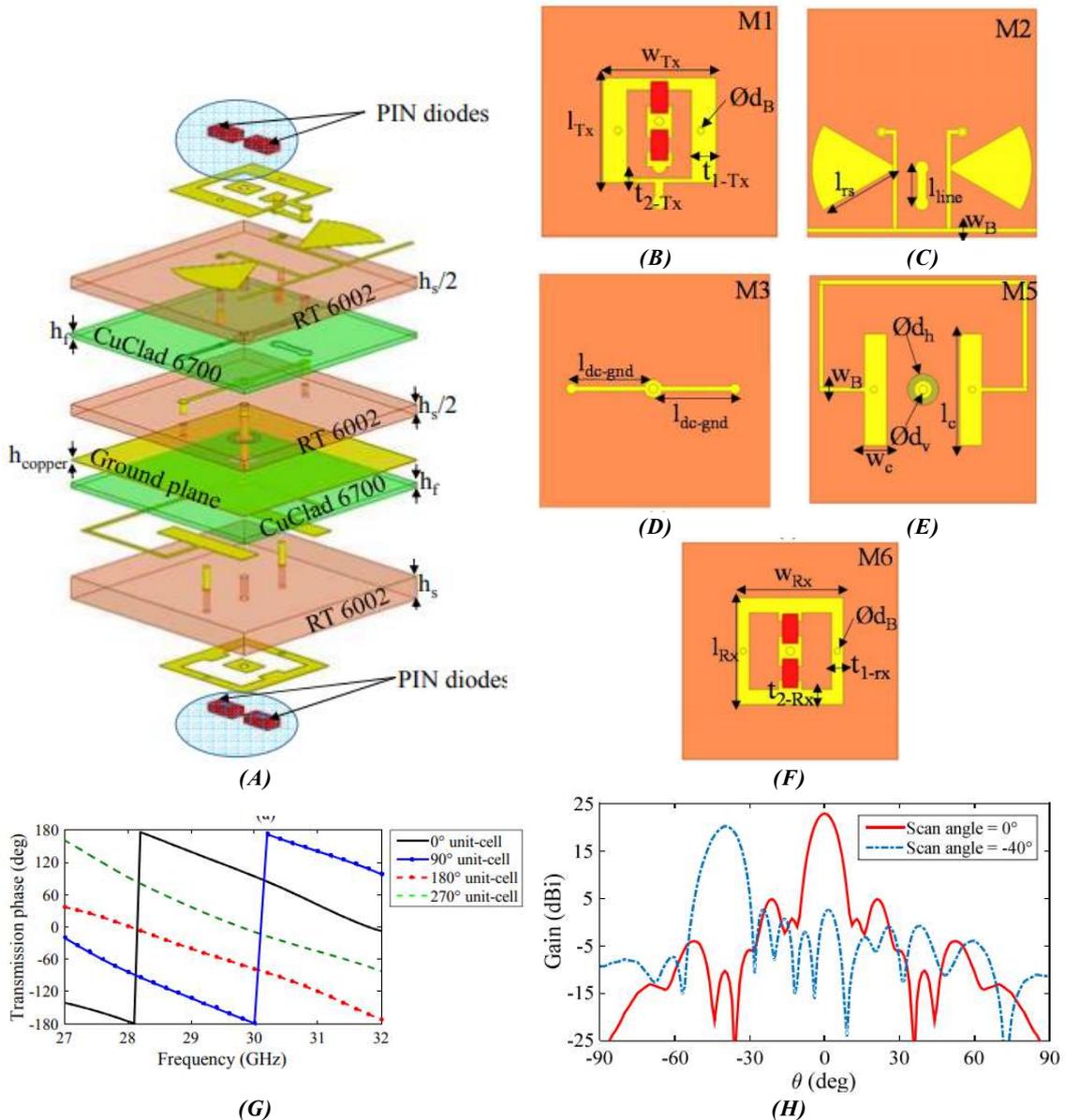
La rotation de l'élément rayonnant est une technique très répandue pour introduire une phase à l'onde réfléchi. En effet, l'onde sera réfléchi avec une phase égale à deux fois l'angle de rotation de l'élément rayonnant [101]. Cette méthode, principalement utilisée en polarisation circulaire [102], admet de bonnes performances en bande passante avec des gammes de phases élevées. Par ailleurs, dans ce cas, tous les éléments rayonnants, étant de mêmes dimensions, fonctionnent à la même fréquence.

La plupart des méthodes décrites précédemment, afin de réaliser des cellules déphaseuses, sont adaptées pour une reconfigurabilité par l'intermédiaire des éléments d'accord présentés dans cet état de l'art (diodes PIN, transistors FET et MEMS RF). D'autres méthodes existent, moins adaptées à l'agilité, plus complexes à mettre en œuvre et plus coûteuses, comme les techniques multicouches (épaisseur de substrat variable). Elles ne seront pas traitées dans ce manuscrit.

Les paragraphes suivants donnent, succinctement, des exemples de réseaux reconfigurables réalisés en utilisant les différents éléments d'accord usuels.

### **2.3.2. RESEAUX D'ANTENNES A BASE DE DIODES PIN**

Un réseau transmetteur reconfigurable à 196 éléments est réalisé en utilisant 784 diodes PIN en bande Ka [103]. Ce réseau est composé de cellules unitaires 2-bits (Figure 2.33.A) permettant de déphaser selon 4 états avec un pas de  $90^\circ$  (Figure 2.33.G). Chaque cellule unitaire est alors composée de 4 diodes PIN placées sur les couches de transmission (Figure 2.33.B) et de réception (Figure 2.33.F) (2 par couches). Trois autres couches intermédiaires permettent de s'assurer de la polarisation des diodes (Figure 2.33.C-E). La Figure 2.33.H montre les diagrammes de rayonnement à 30 GHz pour deux directions de dépointage ( $0^\circ$  et  $-40^\circ$ ) avec des gains maximum de 22,9 dBi et 20,2 dBi respectivement.



**Figure 2.33** : Illustration de (A) la cellule déphaseuse 2-bits, (B) couche de transmission, (C) couche de polarisation de la partie de transmission, (D) couche de connexion DC au plan de masse, (E) couche de polarisation de la partie réception, (F) couche de réception, (G) phase de  $S_{21}$  en simulation de la cellule unitaire 2-bits et (H) diagramme de rayonnement du réseau transmetteur à 196 éléments unitaires [103]

D'autres études mettent en évidence l'application des diodes PIN pour les réseaux d'antennes, notamment [104] propose un réseau réflecteur reconfigurable à 60 GHz composé de  $40 \times 40$  éléments 1-bit ( $0^\circ$  et  $180^\circ$ ). Ces éléments rayonnants sont des antennes patchs couplées à des stubs dont les longueurs varient grâce à l'activation ou non de la diode PIN. Dans [105] un réseau réflecteur en bande X composé de cellules déphaseuses unitaires 2-bits réalisées à l'aide de 8 diodes PIN est proposé. Cette cellule permet un fonctionnement en double polarisation linéaire.

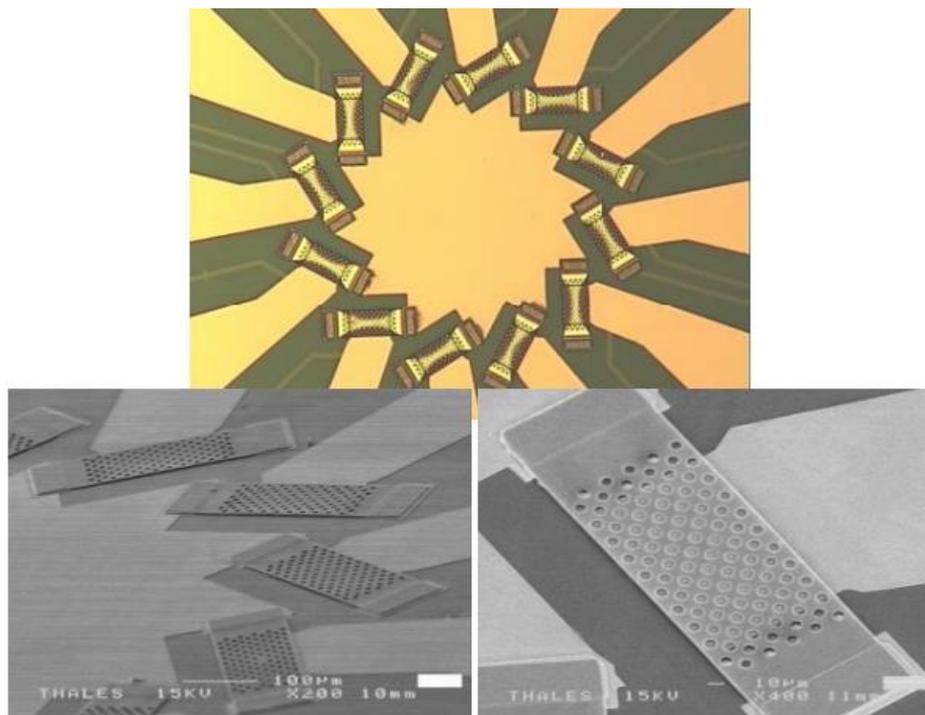
Les précédents exemples sont des réseaux d'antennes permettant de réaliser un dépointage du faisceau. Cependant, il existe aussi des réseaux permettant une accordabilité en fréquence. A cet effet, un réseau réflecteur de type Fresnel est réalisé dans [106] en bande Ka permettant un fonctionnement à 20 GHz et à 30 GHz selon l'activation ou non des diodes PIN.

### 2.3.3. RESEAUX D'ANTENNES A BASE DE TRANSISTORS FET

Les transistors FET sont très peu utilisés directement dans la conception de cellules déphaseuses pour des applications de types réseaux réflecteurs ou réseaux transmetteurs. En effet, la complexité de la mise en œuvre d'un tel composant actif et les dimensions souvent limitées des cellules unitaires ne permettent pas son utilisation. Cependant, ils peuvent être utilisés pour réaliser des déphaseurs reconfigurables pour des applications de types réseaux phasés [107], [108] (cf. paragraphe 2.2.3).

### 2.3.4. RESEAUX D'ANTENNES A BASE DE MEMS RF

Une cellule déphaseuse 3-bits pour une application dans un réseau réflecteur est proposée à l'aide de MEMS dans [109] et [110]. Elle est constituée de 12 MEMS permettant de connecter 6 dipôles à une pastille centrale (Figure 2.34). A chaque état, deux MEMS permettent de relier les deux demi brins du dipôle à la pastille centrale. Le déphasage est alors réalisé par rotation du dipôle (rotation du motif) et la phase réfléchi correspond au double de l'angle de rotation. Cette cellule est particulièrement adaptée pour un fonctionnement en polarisation circulaire.



**Figure 2.34** : Photographie de la cellule déphaseuse 3-bits à dipôles [109]

Un réseau réflecteur « true time delay » est proposé en utilisant des MEMS [111]. Ces derniers, placés le long d'une ligne de transmission, permettent de raccourcir l'encoche réalisée dans ces lignes au profil évasé (Figure 2.35). La réflexion de l'onde incidente peut alors se faire dans les directions souhaitées en jouant sur la longueur de la ligne de transmission suivant l'activation ou non des MEMS. Selon la position du MEMS activé, le chemin parcouru par l'onde incidente est plus ou moins long.

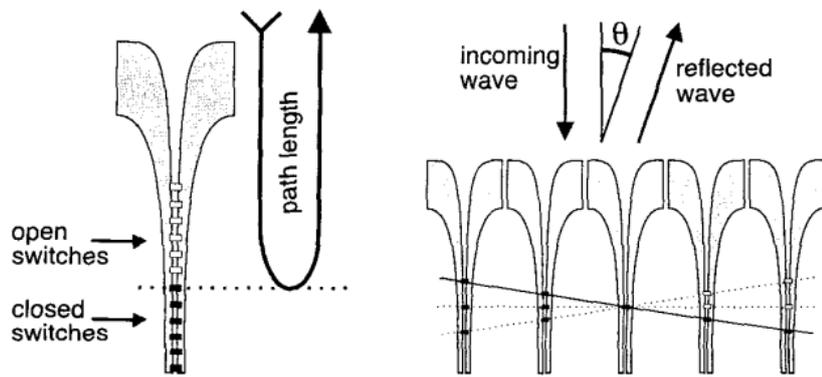


Figure 2.35 : Fonctionnement du réseau réflecteur « true time delay » à base de ligne de transmission évasée à encoche [111]

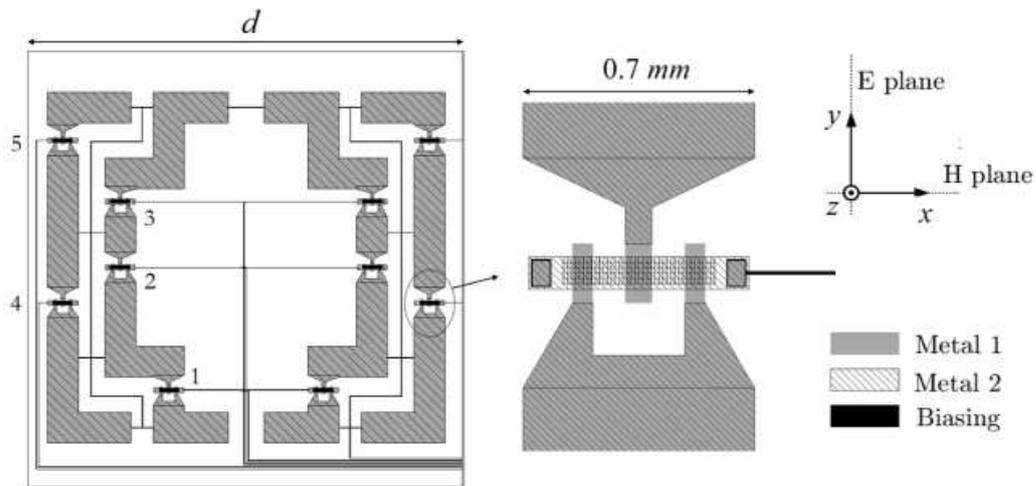


Figure 2.36 : Cellule composée de pseudo-anneaux et de MEMS permettant un déphasage sur une gamme de phase de  $360^\circ$  [112]

D'autres cellules pour des applications de types réseaux réflecteurs peuvent être mentionnées comme la cellule proposée dans [112]. Composée de 10 MEMS chargeant des « pseudo-anneaux » (Figure 2.36), elle permet de réaliser un contrôle du déphasage induit sur une gamme de phase de  $360^\circ$  avec 5-bits de contrôle.

### 3. CONCLUSION

Cet état de l'art aura permis de lister les différentes techniques utilisées dans la littérature afin de réaliser des dispositifs reconfigurables dans le domaine de l'électronique RF. Les méthodes les plus répandues sont celles basées sur les composants intégrés à base de semi-conducteurs tels que les diodes PIN et les transistors FET ou encore les composants mécaniques tels que les MEMS RF. Cependant, chacun de ces éléments présente des avantages et des inconvénients.

En effet, les éléments à base de semi-conducteurs, bien que très peu coûteux et ayant une forte intégrabilité au sein de diverses fonctions électroniques, possèdent une faible linéarité créant ainsi des distorsions des signaux pour de fortes puissances et voient leurs performances se dégrader aux hautes fréquences microondes. Ces composants, très fiables, ont tout de même des temps de commutation très faibles variant selon leur conception de 100 ns jusqu'à 1 ns pour les meilleurs.

Les MEMS RF, quant à eux, possèdent de très bonnes performances RF avec de faibles pertes d'insertion tout en admettant de très bons niveaux d'isolation avec un comportement hautement linéaire. Ils ont des temps de commutations relativement faibles – allant de 300  $\mu$ s jusqu'à 1  $\mu$ s pour les meilleurs d'entre eux. Ces temps sont dus à la structure mécanique du composant qui en faisait aussi initialement un composant relativement peu fiable (usure mécanique du composant sur la durée, difficulté de packaging). De nombreuses études, durant la dernière décennie, ont permis de rendre cette technologie plus mature et plus fiable.

Finalement, ces éléments d'accords, bien que majoritairement utilisés, ne sont pas les seuls permettant de créer l'accordabilité. En effet, depuis peu, des matériaux fonctionnels, dits agiles, font leur apparition et font l'objet de nombreuses études, comme les ferromagnétiques, les ferroélectriques, les cristaux liquides et les matériaux à changement de phase (matériaux PCM). Il existe une autre catégorie de matériaux, dont fait partie le dioxyde de vanadium, permettant de réaliser l'accordabilité des dispositifs RF : les matériaux à transition de phase communément appelés matériaux MIT (« Metal-Isolant Transition »). Ces derniers, et en particulier le dioxyde de vanadium, font l'objet du chapitre suivant.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] K. W. Kobayashi, A. K. Oki, D. K. Umemoto, S. Claxton et D. C. Streit, «GaAs HBT PIN Diode Attenuators and Switches,» *IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, Digest of Papers*, pp. 151-154, 1993.
- [2] N. Camara, K. Zekentes, L. P. Romanov, A. V. Kirillov, M. S. Boltovets, V. Vassilevski et G. Haddad, «Microwave PIN Diodes and Switches Based on 4H-SiC,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 27, pp. 108-110, 2006.
- [3] J. G. Yang et K. Yang, «GaN-Based PIN Diodes for Microwave Switching IC Applications,» *Electronics Letters*, vol. 48, pp. 650-652, 2012.
- [4] A. Mennai, «Conception et Réalisation de commutateurs RF à base de Matériaux à Transition de Phase PTM et à Changement de Phase (PCM),» *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, 2016.
- [5] K. K. Ng, «Junction Field Effect Transistor (JFET),» chez *Complete Guide to Semiconductor Devices*, Wiley-IEEE Press, 2002, pp. 191-199.
- [6] J. Singh et G. Wadhwa, «MOSFET Mobility Model at Nanoscale Including Temperature Effects,» *2011 3rd International Conference on Computer Research and Development (ICCRD)*, pp. 325-330, 2011.
- [7] S. M. Sze et K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [8] J. Turner, «History of the GaAs FET at Caswell (1964-1985),» *IEE Colloquium on Modelling, Design and Applications of MMIC's*, pp. 1-3, 1994.
- [9] G. R. Basawapatna, «Design and Performance of a 2 to 18 GHz Medium Power Ga As MESFET Amplifier,» *1978 8th European Microwave Conference*, pp. 458-462, 1978.
- [10] T. Saito, N. Hidaka, Y. Ohashi et Y. Aoki, «60-GHz HEMT Based MMIC Receiver with On-Chip LO,» *Proceedings of 1994 IEEE GasAs IC Symposium*, pp. 88-91, 1994.
- [11] W. R. Deal, K. Leong, V. Radisic, S. Sarkozy, B. Gorospe, J. Lee, P. H. Liu, W. Yoshida, J. Zhou, M. Lange et X. B. Mei, «Low Noise Amplification at 0.67 THz Using 30 nm InP HEMTs,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, pp. 368-370, 2011.
- [12] M. Uzunkol et G. M. Rebeiz, «140-220 GHz SPST and SPDT Switches in 45 nm CMOS SOI,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, pp. 412-414, 2012.
- [13] G. M. Rebeiz, *RF MEMS: Theory, Design and Technology*, John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [14] S. P. Pacheco, L. P. B. Katehi et C. T.-C. Nguyen, «Design of Low Actuation Voltage RF MEMS Switch,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 165-

168, 2000.

- [15] T.-H. Lin, S. Paul, S. Lu et H. Lu, «A Study on the Performance and Reliability of Magnetostatic Actuated RF MEMS Switches,» *Microelectronics Reliability*, vol. 49, pp. 59-65, 2009.
- [16] J. Y. Park, Y. J. Yee, H. J. Nam et J. U. Bu, «Micromachined RF MEMS Tunable Capacitors Using Piezoelectric Actuators,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 2111-2114, 2001.
- [17] W. Martienssen et H. Warlimont, *Springer Handbook of Condensed Matter and Materials Data*, Springer, 2005.
- [18] M. E. Lines et A. M. Glass, *Principles and Applications of ferroelectrics and related materials*, Oxford University Press, 1977.
- [19] C. Borderon, «Développement et Étude des Matériaux Ferroélectriques Accordables en vue d'une Application pour les Antennes Intelligentes,» *Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes*, 2008.
- [20] F. Z. Fadil, «Synthèse et Caractérisation des Matériaux PT : Mg et LN : Mg/Ho en vue de Fabrication de Fibres Cristallines,» *Thèse de Doctorat de l'Université de Fès et de l'Université de Lorraine*, 2012.
- [21] E. Fatuzzo et W. J. Merz, *Ferroelectricity*, North-Holland Publishing Compagny, 1967.
- [22] M. Ragheb, «Modélisation des Propriétés des Matériaux Ferroélectriques Displacifs Monocristallins,» *Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes*, 2013.
- [23] R. Moazzami, C. Hu et W. H. Shepherd, «Electrical Characteristics of Ferroelectric PZT Thin Films for DRAM Applications,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 39, pp. 2044-2049, 1992.
- [24] O. Auciello, J. F. Scott et R. Ramesh, «The Physics of Ferroelectric Memories,» *Physics Today*, pp. 21-27, 1998.
- [25] N. A. Riza et S. Yuan, «Low Optical Interchannel Crosstalk, Fast Switching Speed, Polarisation Independent 2x2 Fibre Optic Switch Using Ferroelectric Liquid Crystals,» *Electronics Letters*, vol. 34, pp. 1341-1342, 1998.
- [26] A. Mahmud, T. S. Kalkur, A. Jamil et N. Cramer, «A 1-GHz Active Phase Shifter with a Ferroelectric Varactor,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, pp. 261-263, 2006.
- [27] O. Y. Buslov, V. N. Keis, I. V. Kotelnikov, A. B. Kozyrev et A. V. Tumarkin, «Microwave Ferroelectric Phase Shifters Based on the Periodical Structures,» *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium digest*, pp. 1269-1272, 2006.

- [28] D. Kuylenstierna, A. Vorobiev, P. Linnér et S. Gevorgian, «Composite Right/Left Handed Transmission Line Phase Shifter Using Ferroelectric Varactors,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, pp. 167-169, 2006.
- [29] F. De Flaviis, N. G. Alexopoulos et O. M. Stafsudd, «Planar Microwave Integrated Phase Shifter Design with High Purity Ferroelectric Material,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp. 963-969, 1997.
- [30] M. Dragoman, M. Modreanu, I. Povey, S. Iordanescu, M. Aldrigo, A. Dinescu, D. Vasilache et C. Romanitan, «2.55 GHz Miniaturised Phased Antenna Array Based on 7 nm-thick HfxZr1-xO2 ferroelectrics,» *Electronics Letters*, vol. 54, pp. 469-470, 2018.
- [31] W. Kim, M. Iskander et C. Tanaka, «Low Cost Phase Shifters and Integrated Phased Antenna Arrays Designs Based on the Ferroelectric Materials Technology,» *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, vol. 4, pp. 3964-3967, 2004.
- [32] G. Ortiz Hernandez, «Elaboration et étude des propriétés physiques de couches minces monocristallines d'alliage de Heusler à faible amortissement magnétique pour composants hyperfréquences,» *Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse*, 2013.
- [33] M. Vroubel, Y. Zhuang, B. Rejaei et J. N. Burghartz, «Integrated Tunable Magnetic RF Inductor,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, pp. 787-789, 2004.
- [34] H. Lee, B. S. Cook, K. P. Murali, M. Raj et M. M. Tentzeris, «Inkjet Printed High Q RF Inductors on Paper Substrate with Ferromagnetic Nanomaterial,» *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, vol. 26, pp. 419-421, 2016.
- [35] E. Salahun, G. Tanné, P. Quéffélec, M. LeFloc'h, A.-L. Adenot et O. Acher, «Application of Ferromagnetic Composite in Different Planar Tunable Microwave Devices,» *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, pp. 272-276, 2001.
- [36] Y. Zhuang, B. Rejaei, E. Boellaard, M. Vroubel et J. N. Burghartz, «GHz Bandstop Microstrip Filter Using Patterned Ni78Fe22 Ferromagnetic Film,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, pp. 473-475, 2002.
- [37] T. Wang, W. Jiang, Y. Peng et G. Wang, «Integration of Ferromagnetic and Ferroelectric Films for Fully Electrically Tunable RF Devices,» *2017 IEEE Radio Wireless Symposium (RWS)*, pp. 5-8, 2017.
- [38] T. Wang, Y. Peng, W. Jiang, T. Xia et G. Wang, «High Performance Electrically Tunable RF Phase Shifter with Application of PZT and Nanopatterned Permalloy Thin Films,» *2015 IEEE International Magnetism Conference (INTERMAG)*, 2015.
- [39] M. Djedid, «Synthèse et étude des propriétés de nouveaux cristaux liquides monoériques thermotropes,» *Thèse de Doctorat de l'Université Badji Mokhtar-Annaba*, 2015.
- [40] M. Ndao, «Propriétés physiques des cristaux liquides discotiques nanoconfinés,» *Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1*, 2013.

- [41] F. Vandembrouck, «Films minces de cristaux liquides,» *Thèse de Doctorat de l'Université Paris VI*, 2002.
- [42] N. Martin, «Contribution à la Réalisation de Circuits Hyperfréquences Reconfigurable à Partir de Cristaux Liquides : des Matériaux aux Dispositifs,» *Thèse de Doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale*, 2004.
- [43] M. Manai, «Étude des propriétés électriques et optiques de cristaux liquides présentant des phases smectiques chirales et les phases frustrées SmQ et L,» *Thèse de Doctorat de l'Université de Tunis et l'Université de Bordeaux I*, 2006.
- [44] D. L. Diedhiou, «Étude de dispositifs hyperfréquences accordables en technologie microfluidique,» *Thèse de Doctorat de l'Université de Bretagne Occidentale*, 2012.
- [45] J. A. Yeh, C. A. Chang, C.-C. Cheng, J.-Y. Huang et S. S. H. Hsu, «Microwave Characteristics of Liquid-Crystal Tunable Capacitors,» *IEEE Electron Device Letters*, vol. 26, pp. 451-453, 2005.
- [46] J. F. Bernigaud, N. Martin, P. Laurent, C. Quendo, G. Tanné, B. Della, F. Huret et P. Gelin, «Liquid Crystal Tunable Filter Based on DBR Topology,» *2006 European Microwave Conference*, pp. 368-371, 2006.
- [47] T. Kuki, H. Fujikake et T. Nomoto, «Microwave Variable Delay Line Using Dual Frequency Switching Mode Liquid Crystal,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 2604-2609, 2002.
- [48] W. Fuscaldo, S. Tofani, D. C. Zografopoulos, P. Baccarelli, P. Burghignoli, R. Beccherelli et A. Galli, «A reconfigurable Multilayered THz Leaky Wave Antenna Employing Liquid Crystals,» *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 849-851, 2017.
- [49] S. Ma, F.-Y. Meng, G.-H. Yang, K. Zhang, X.-M. Ding, Q. Wu et L. Zhu, «Beam Scanning Range Expansion of Liquid Crystal Based Leaky Wave Antennas,» *2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC)*, pp. 1123-1125, 2018.
- [50] N. Martin, P. Laurent, C. Person, P. Gelin et F. Huret, «Size Reduction of a Liquid Crystal Based Frequency Adjustable Patch Antenna,» *34th European Microwave Conference*, vol. 2, pp. 825-828, 2004.
- [51] F. Sahbani, N. Tentillier, A. Gharsallah, A. Gharbi et C. Legrand, «New Tunable Coplanar Microwave Phase Shifter with Nematic Crystal Liquid,» *2008 3rd International Design and Test Workshop*, pp. 78-81, 2008.
- [52] C. Weil, G. Luessem et R. Jakoby, «Tunable Inverted-Microstrip Phase Shifter Device Using Nematic Liquid Crystals,» *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 367-371, 2002.

- [53] N. Martin, P. Laurent, G. Prigent, P. Gelin et F. Huret, «Improvement of an Inverted Microstrip Line-Based Microwave Tunable Phase-Shifter Using Liquid Crystal,» *33rd European Microwave Conference Proceedings*, vol. 3, pp. 1417-1420, 2003.
- [54] J. Shu, H.-L. Peng, Y.-P. Zhang et J.-F. Mao, «A Dual Polarized Pattern Reconfigurable Antenna Array Using Liquid Crystal Phase Shifter,» *2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pp. 1-2, 2018.
- [55] S. R. Ovshinsky, «Reversible Electrical Switching Phenomena in Disordered Structures,» *Physical Review Letters*, vol. 21, pp. 1450-1453, 1968.
- [56] M. Wutting et N. Yamada, «Phase-Change Materials for Rewriteable Data Storage,» *Nature Materials*, vol. 6, pp. 824-832, 2007.
- [57] A. L. Lacaita, «Phase Change Memories: State-of-the-Art, Challenges and Perspectives,» *Solid-State Electronics*, vol. 50, pp. 24-31, 2006.
- [58] A. L. Lacaita, D. Ielmini et D. Mantegazza, «Status and challenges of Phase Change Memory Modeling,» *Solid-State Electronics*, vol. 52, pp. 1443-1451, 2008.
- [59] H. Lo, E. Chua, J. C. Huang, C. C. Tan, C.-Y. Wen, R. Zhao, L. Shi, C. T. Chong, J. Paramesh, T. E. Schlesinger et J. A. Bain, «Three-Terminal Probe Reconfigurable Phase-Change Material Switches,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 57, pp. 312-320, 2010.
- [60] N. El-Hinnawy, P. Borodulin, B. P. Wagner, M. R. King, J. S. Mason Jr., E. B. Jones, V. Veliadis, R. S. Howell, R. M. Young et M. J. Lee, «A 7.3 THz Cut-Off Frequency, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using and Independant Resistive Heater for Thermal Actuation,» *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, 2013.
- [61] T. Singh et R. R. Mansour, «Chalcogenide Phase Change Material GeTe Based Inline RF SPST Series and Shunt Switches,» *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THZ Applications*, 2018.
- [62] A. Hariri, A. Crunteanu, C. Guines, C. Hallepee, D. Passerieux et P. Blondy, «Double-Port Double-Throw (DPDT) Switch Matrix Based on Phase Change Material (PCM),» *Proceedings of the 48th European Microwave Conference*, pp. 479-482, 2018.
- [63] J.-S. Moon, H.-C. Seo, D. Le, H. Fung, A. Schmitz, T. Oh, S. Kim, K.-A. Son et B. Yang, «10.6 THz Figure-of-Merit Phase Change RF Switches Witch Embedded Micro-Heater,» *2015 IEEE 15th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pp. 73-75, 2015.
- [64] J.-S. Moon, H.-C. Seo, K.-A. Son, K. Lee, D. Zehnder et H. Tai, «5 THz Figure of Merit Reliable Phase Change RF Switches for Millimeter Wave Applications,» *2018 IEEE MTT-S International Microwave Symposium IMS*, pp. 836-838, 2018.
- [65] A. Mennai, b, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy et A. Crunteanu, «High Cut-Off Frequency RF Switches Integrating a Metal-Insulator Transition

- Material,» *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1-3, 2015.
- [66] P. D. Grant, M. W. Denhoff et R. R. Mansour, «A comparison Between RF MEMS Switches and Semiconductor Switches,» *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 27, pp. 33-39, 2002.
- [67] H.-E. Liu, X. Lin, H.-y. Chang et Y.-C. Wang, «10-MHz-to-70-GHz Ultra-Wideband Low-Insertion-Loss SPST and SPDT Switches using GaAs PIN Diode MMIC Process,» *Proceedings of 2018 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1217-1219, 2018.
- [68] J. G. Yang et K. Yang, «High-Linearity K-Band Absorptive-Type MMIC Switch Using GaN PIN-Diodes,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, pp. 37-39, 2013.
- [69] W. Hongtao, G. Xuebang, W. Hongjiang, W. Bihua et L. Yanan, «W-Band GaAs PIN Diode SPST Switch MMIC,» *2012 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*, pp. 93-95, 2012.
- [70] A. Tomkins, P. Garcia et S. P. Voinigescu, «A 94 GHz SPST Switch in 65 nm Bulk CMOS,» *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium*, 2008.
- [71] K.-Y. Lin, W.-H. Tu, P.-Y. Chen, H.-Y. Chang, H. Wang et R.-B. Wu, «Millimeter-Wave MMIC PAssive HEMT Switches Using Traveling-Wave Concept,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 1798-1808, 2004.
- [72] P.-I. Mei, G.-W. Wu, H.-S. Hsu, T.-J. Huang, Y.-F. Tsao, C.-Y. Chiang et H.-T. Hsu, «Single Pole Double Throw Switch Using Stacked-FET Configuration at Millimeter Wave Frequencies,» *Proceedings of 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pp. 791-793, 2018.
- [73] H. Mizutani et Y. Takayama, «DC-110-GHz MMIC Traveling-Wave Switch,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 840-845, 2000.
- [74] C. L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman et D. Denniston, «Performance of Low-Loss RF MEMS Capacitive Switches,» *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, pp. 269-271, 1998.
- [75] H. Zareie et G. M. Rebeiz, «Compact High-Power SPST and SP4T RF MEMS Metal-Contact Switches,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, pp. 297-305, 2014.
- [76] H.-H. Yang, A. Yahiaoui, H. Zareie, P. Blondy et G. M. Rebeiz, «A Compact DC-10 GHz SP7T RF MEMS Switch,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2014.
- [77] Z. Yonghong, F. Zhenghe et F. Yong, «Ka-Band 4-Bit Phase Shifter with Low Phase Deviation,» *4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings*, pp. 382-385, 2004.
- [78] J. G. Yang et K. Yang, «Ka-Band 5-Bit MMIC Phase Shifter Using INGaAs PIN Switching

- Diodes,» *IEEE Microwave and wireless Components Letters*, vol. 21, pp. 151-153, 2011.
- [79] H. Takasu, F. Sasaki, M. Kawano et S. Kamihashi, «Ka-Band Low Loss and high Power Handling GaAs PIN diode MMIC Phase Shifter for Reflected Type Phased Array Systems,» *IEEE MTT-S Digest*, pp. 467-470, 1999.
- [80] W. Lan, D. Zhong, D. Jin, D. Yang, Z. Zhu et B. Jia, «Design of a Ku Band 7-Bit PIN Diode Phase Shifter,» *18th International conference on Electronic Packaging Technology*, pp. 785-788, 2017.
- [81] K. Maruhashi, H. Mizutani et K. Ohata, «A Ka-Band 4-Bit Monolithic Phase Shifter Using Unresonated FET Switches,» *IEEE MTT-S Digest*, pp. 51-54, 1998.
- [82] K. Maruhashi, H. Mizutani et K. Ohata, «Design and Performance of a Ka-Band Monolithic Phase Shifter Utilizing Nonresonant FET Switches,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 1313-1317, 2000.
- [83] C. Liang, C. Yuepeng, C. Xinyu et L. Zhiqun, «A Ka-Band 6-bits Phase Shifter for 5G Application Using SiGe BiCMOS Process,» *14th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology*, 2018.
- [84] M. Mabrouki, A. Smida, R. Ghayoula et A. Gharsallah, «A 4-Bits Reflection Type Phase Shifter Based on GaAs FET,» *World Symposium on computer Applications & Research (WSCAR)*, 2014.
- [85] C. Palego, Z. Peng, J. C. M. Hwang, D. Scarbrough, D. I. Forehand et G. L. Goldsmith, «Compact Ka-Band Phase Shifters Using MEMS Capacitive Switches,» *Proceedings of the 39th European Microwave Conference*, pp. 1864-1867, 2009.
- [86] B. Bélenger, B. Espana, S. Courrèges, P. Blondy, O. Vendier, D. Langrez et J. -L. Cazaux, «A High Power Ka-Band RF MEMS 2 Bit Phase Shifter on Sapphire Substrate,» *Proceedings of the 6th European Microwave Integrated Circuits Conference*, pp. 164-167, 2011.
- [87] G. M. Rebeiz, «RF MEMS Switches: Status of the Technology,» *Transducers'03. 12th International conference on solid-State Sensors, Actuators and Microsystems. Digest of Technical Papers*, vol. 2, pp. 1726-1729, 2003.
- [88] G. M. Rebeiz, G.-L. Tan et J. S. Hayden, «RF MEMS Phase Shifters: Design and Applications,» *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, pp. 72-81, 2002.
- [89] M. Unlu, S. Demir et T. Akin, «A 15-40 GHz Frequency Reconfigurable RF MEMS Phase Shifter,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, pp. 2865-2877, 2013.
- [90] M. Kim, J. B. Hacker, R. R. Mihailovich et J. F. DeNatale, «A DC-to-40 GHz Four Bit RF MEMS True Time Delay Network,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, pp. 56-58, 2001.

- [91] L. Di Palma, «Antennes Réseaux Transmetteurs Reconfigurables aux Fréquences Millimétriques,» *Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1*, 2015.
- [92] S. Mener, «Conception d'une Cellule Déphaseuse pour Réseau Réflecteur Reconfigurable à Deux Polarisation Circulaires Indépendantes,» *Thèse de Doctorat de l'INSA de Rennes*, 2013.
- [93] T. Makdissy, «Nouvelles topologies de Cellules Déphaseuses à coût et Complexité Réduits pour les Antennes réseaux Réflecteurs Large Bande,» *Thèse de Doctorat de l'INSA de Rennes*, 2013.
- [94] D. M. Pozar et T. A. Metzler, «Analysis of a Reflectarray Antenna Using Microstrip Patches of Variable Size,» *Electronics Letters*, vol. 29, pp. 657-658, 1993.
- [95] D. M. Pozar, S. D. Targonski et H. D. Syrigos, «Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, pp. 287-296, 1997.
- [96] R. D. Javor, X.-D. Wu et K. Chang, «Offset-Fed Microstrip Reflectarray Antenna,» *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 1363-1365, 1994.
- [97] R. D. Javor, X.-D. Wu et K. Chang, «Dual Polarisation of Microstrip Reflectarray Antenna,» *Electronics Letters*, vol. 30, pp. 1018-1019, 1994.
- [98] F. Yang et Y. Rahmat-Samii, «Patch Antenna With Switchable Slot (PASS): Dual Frequency Operation,» *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 31, pp. 165-168, 2001.
- [99] D. Cadoret, A. Laisné, R. Gillard et H. Legay, «A New Reflectarray Cell Using Microstrip Patches Loaded with Slots,» *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 44, pp. 270-272, 2005.
- [100] D. Cadoret, L. Marnat, R. Loison, R. Gillard, H. Legay et B. Salomé, «A Dual Linear Polarized Printed Reflectarray Using Slot Loaded Patch Elements,» *The Second European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2007*, 2007.
- [101] J. Huang et R. J. Pogorzelski, «Microstrip Reflectarray With Elements Having Variable Rotation Angles,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997 Digest*, vol. 2, pp. 12808-1283, 1997.
- [102] B. Strassner, C. Han et K. Chang, «Circularly Polarized Reflectarray With Microstrip Ring Elements Having Variable Rotation Angles,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 1122-1125, 2004.
- [103] F. Diaby, A. Clemente, L. Di Palma, L. Dussopt, K. Pham, E. Fourn et R. Sauleau, «Design of a 2-bit Unit Cell for Electronically Reconfigurable Transmitarrays at Ka-Band,» *Proceedings of the 47th Microwave Conference*, pp. 1321-1323, 2017.
- [104] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi et T. Kuki, «60-GHz Electrically Reconfigurable Reflectarray using PIN Diode,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*,

pp. 1177-1120, 2009.

- [105] R. Pereira, R. Gillard, R. Sauleau, P. Potier, T. Dousset et X. Delestre, «Dual Linearly Polarized Unit-Cells With Nearly 2-Bit Resolution for Reflectarray Applications in X-Band,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 6042-6048, 2012.
- [106] A. Kohmura, J. Lanteri, F. Ferrero, C. Migliaccio, P. Ratajczak, S. Futatsumori et N. Yonemoto, «Ka-Band Dual Frequency Switchable Reflectarray,» *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 3230-3233, 2011.
- [107] S. D. Kamenopolsky, «Low Cost 5-Bit Phase Shifter for DBS Phased Array Antennas,» *33rd European Microwave Conference*, pp. 801-804, 2003.
- [108] T. Kato, Y. Tanaka, H. Ueda, H. Kano et M. Hashimoto, «L-Band Phase Shifter with Switching FET's for Phased Array Antenna,» *IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, pp. 1527-1530, 1992.
- [109] B. Pinte, H. Legay, E. Girard, R. Gillard, M. Charrier et A. Ziaei, «A Reflectarray Antenna in Ka Band with MEMS Control,» *10th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and URSI Conference*, 2004.
- [110] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard et R. Gillard, «A Steerable Reflectarray Antenna With MEMS Controls,» *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pp. 494-499, 2003.
- [111] J. H. Schaffner, D. F. Sievenpiper et R. Y. Loo, «A Wideband Beam Switching Antenna Using RF MEMS Switches,» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 658-661, 2001.
- [112] J. Perruisseau-Carrier et A. K. Skrivervik, «Monolithic MEMS-Based Reflectarray Cell Digitally Reconfigurable Over a 360° Phase Range,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 138-141, 2008.

# CHAPITRE 3 - MATERIAUX A TRANSITION ISOLANT-METAL

## RÉSUMÉ

---

Les matériaux possédant une Transition Isolant-Métal, communément appelés matériaux MIT (« Metal-Insulator Transition »), sont très prometteurs pour la réalisation de systèmes intelligents, notamment dans le domaine de l'électronique radiofréquence (RF) où la reconfigurabilité des fonctions est de plus en plus recherchée. Dans cette famille de matériaux, le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ), étudié dans le projet MUFRED, est très intéressant non seulement pour sa large gamme d'applications (optique, électronique et thermique) mais également pour son caractère large bande dans le domaine de l'électronique RF avec son temps de commutation potentiellement ultra-court et sa température de transition proche de celle de la température ambiante.

Ce chapitre abordera les matériaux MIT dans leur ensemble en proposant un rapide état de l'art général avant de se concentrer plus précisément sur le dioxyde de vanadium. Ses principales propriétés seront présentées ainsi qu'une liste non-exhaustive des applications potentielles mentionnées dans la littérature. Les deux principales méthodes de dépôt du  $\text{VO}_2$ , mises en œuvre et comparées dans MUFRED, seront également décrites. Finalement, dans le cadre du projet MUFRED, une première intégration du  $\text{VO}_2$  dans des dispositifs RF élémentaires sera présentée et développée permettant ainsi d'appréhender le comportement du matériau lors de la conception de dispositifs plus complexes étudiés dans le prochain chapitre. Les temps de commutation à l'aide d'une commande optique seront caractérisés pour estimer la rapidité de la transition dans un cadre applicatif.

**Mots-clés :** *Matériau MIT,  $\text{VO}_2$ , ablation par laser impulsif, dépôt chimique en phase vapeur, commutateur RF à base de  $\text{VO}_2$ , résonateur reconfigurable, commutateur rapide, commande optique.*



## 1. INTRODUCTION DES MATERIAUX AGILES POUR LA COMMUTATION

La mise en œuvre de l'agilité au sein de dispositifs dans le domaine des micro-ondes a permis de mettre en évidence différentes techniques permettant de réaliser cette agilité tant recherchée. La classification de ces éléments « agiles » conduit à identifier différents principes allant de l'usage des composants semi-conducteurs à l'usage de matériaux dits « intelligents » en passant par celui des MEMS. Les matériaux agiles sont susceptibles de voir leurs propriétés intrinsèques - telles que la résistivité électrique, la transmittance, la réflectance, l'indice de réfraction etc. - modifiées selon les différents types d'excitations contrôlés par l'utilisateur (tension, courant, température, pression, etc.).

La catégorie des composants semi-conducteurs contient les diodes PIN, les diodes varactors et les transistors à effet de champs FET [1] entre autres. Ces éléments, pour lesquels l'utilisateur peut moduler les propriétés électriques, peuvent donc jouer le rôle de commutateur dans différentes fonctions radiofréquences (RF) et ont l'avantage d'être assez simplement intégrables. Quant aux MEMS (« Micro-Electro-Mechanical Switches ») [2], comme leur nom l'indique, ils voient leurs propriétés électriques (capacités et résistances) modifiées en ajustant mécaniquement la géométrie lorsqu'une différence de potentiel est appliquée.

Les matériaux intelligents sont classés selon la propriété intrinsèque utilisée pour créer de l'agilité. Il existe ainsi des matériaux dont la permittivité électrique peut être ajustée par une commande externe, comme les matériaux ferroélectriques [3] ou les cristaux liquides [4]. Pour d'autres matériaux, tels que les matériaux ferromagnétiques [5], ce sont les variations de la perméabilité magnétique qui sont mises à profit. Parmi les matériaux à changement de propriétés électriques, il existe une catégorie très intéressante : celle des matériaux à changement de phase [6] et plus précisément ceux présentant une transition isolant-métal [7].

La partie suivante détaillera cette catégorie des matériaux intelligents dont le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ) fait partie.

## 2. ÉTAT DE L'ART DES MATERIAUX MIT

Les matériaux ayant une transition isolant-métal (MIT), aussi connue sous le nom de transition de Mott [8], sont composés d'un grand nombre de familles telles que les chalcogénides, les magnétorésistances géantes, les cuprates supra-conducteurs, les ferroélectriques, les nickelates, etc. Caractérisés par leur température de transition propre, certains oxydes métalliques sont sujets à cette transition isolant-métal. La Figure 3.1 classe ces différents oxydes métalliques en fonction de leur température de transition, température

allant de 70 K pour le quindecaoxyde d'octavanadium  $V_8O_{15}$  à 1081 K pour le dioxyde de niobium  $NbO_2$ .

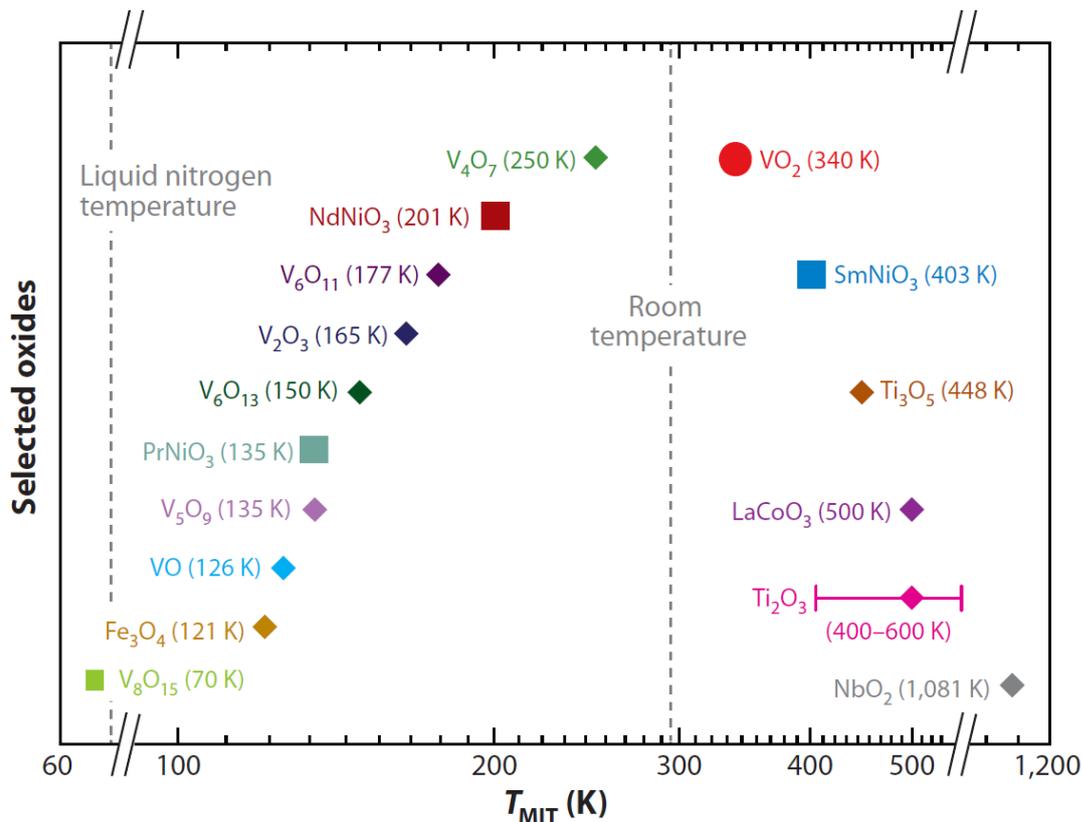


Figure 3.1 : Les différents oxydes métalliques présentant une transition isolant-métal et leur température de transition [9]

Plusieurs modèles sont avancés dans la littérature afin de théoriser le fonctionnement et de comprendre tous les mécanismes mis en jeu lors de la transition métal-isolant.

Tout d'abord, Mott [10] en 1949 a proposé un modèle électronique (se basant sur les interactions électroniques), en affirmant que les corrélations électroniques (effet d'interactions d'électrons à électrons) peuvent induire une transition de phase. Cette théorie considère que dans un système isolant, le potentiel coulombien liant une paire électron-trou décroissant entraîne une délocalisation des électrons, ionisant donc les atomes métalliques et faisant apparaître l'état métallique. Inversement, lorsque le potentiel coulombien d'attraction d'une paire électron-trou croît dans le système métallique, il entraîne une relocalisation des électrons conduisant ainsi à retrouver à nouveau un état isolant. Cet isolant est alors appelé Isolant de Mott-Hubbard suite à une formulation hamiltonienne simplificatrice de la théorie de Mott par Hubbard en 1963 [11].

En 1955, Peierls [12] a émis la théorie que la transition métal-isolant est induite par une déformation de la structure de maille du réseau cristallin du matériau. Cette transition est donc liée aux interactions phonons-électrons. La déformation de la structure de maille donne au matériau son caractère isolant. L'isolant est alors appelé Isolant de Peierls. Le bronze bleu ( $K_{0.3}MoO_3$ ) [13] est un exemple de cette transition de Peierls : à des températures plus élevées

que sa température de transition (181 K), il présente une structure de maille telle que les atomes sont équidistants les uns des autres. L'apport d'énergie thermique est alors suffisant pour permettre aux électrons de circuler d'un atome à un autre, induisant le caractère métallique du matériau. Par opposition, la baisse de la température en dessous de sa température de transition implique une baisse d'énergie de laquelle découle une déformation de la structure de maille du réseau cristallin stoppant ainsi la circulation des électrons d'atome à atome : un isolant de Peierls est alors obtenu.

Dans les années 1950, Anderson [14] a observé que des défauts distribués aléatoirement dans la structure de maille du cristal peuvent induire l'état isolant du matériau. Cet état isolant provient donc d'un désordre dans la structure du matériau dû à la présence d'impuretés (et donc d'une inhomogénéité du potentiel) telles que la présence de dopants. L'isolant est alors appelé Isolant d'Anderson.

Parmi les matériaux ayant une transition isolant-métal, une famille d'oxyde présente une large gamme de formes cristallines avec des compositions spécifiques : la famille des oxydes de vanadium. La partie suivante détaillera cette famille d'oxydes et tout particulièrement le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ) qui a été spécifiquement choisi pour le projet ANR MUFRED

## 3. LES OXYDES DE VANADIUM

### 3.1. GENERALITES

Le vanadium peut exister sous plusieurs degrés d'oxydation et présente ainsi une large gamme d'oxydes. Certains de ces oxydes existent sous forme métallique comme le tridecaoxyde heptavanadium ( $\text{V}_7\text{O}_{13}$ ) et d'autres sous forme d'isolant comme le pentaoxyde de vanadium ( $\text{V}_2\text{O}_5$ ). Cependant, une grande majorité de ces oxydes de vanadium fait partie des matériaux ayant une transition isolant-métal et les températures de transition  $T_c$  propres à ces oxydes sont données Table 3.1 [15], [16]. L'évolution des propriétés électriques en fonction de la température sont décrites (Figure 3.2) [17]. Ainsi, le vanadium se retrouve sous différentes phases d'oxydation, synthétisées dans le diagramme de phase (Figure 3.3) [9]. Parmi ces oxydes de vanadium, le  $\text{VO}_2$  est un des plus étudiés et des plus intéressants, notamment en raison de sa température de transition proche de la température ambiante.

Oxydes	$\text{V}_8\text{O}_{15}$	VO	$\text{V}_5\text{O}_9$	$\text{V}_2\text{O}_3$	$\text{V}_6\text{O}_{11}$	$\text{V}_4\text{O}_7$	$\text{VO}_2$	$\text{V}_3\text{O}_5$
$T_c$ (K)	70	126	135	165	177	250	341	430

*Table 3.1: Température de transition isolant-métal de différents oxydes de vanadium [15], [16]*

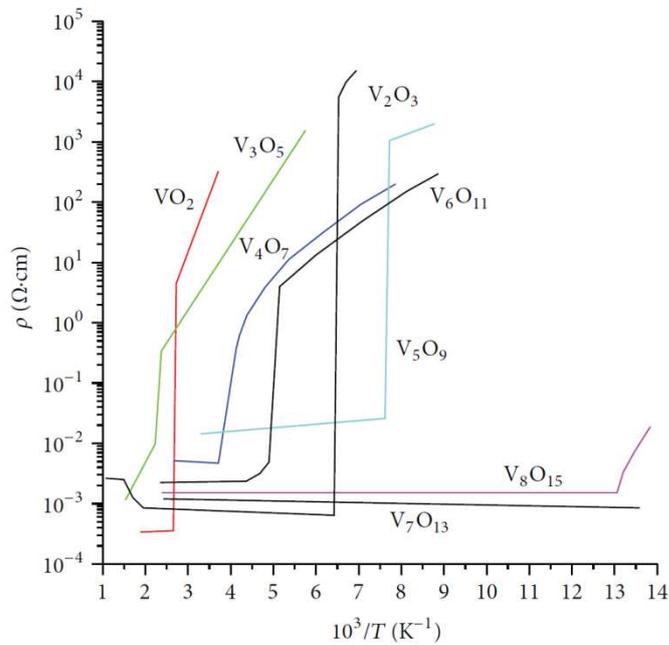


Figure 3.2 : Quelques oxydes de vanadium et leurs propriétés électriques en fonction de la température [17]

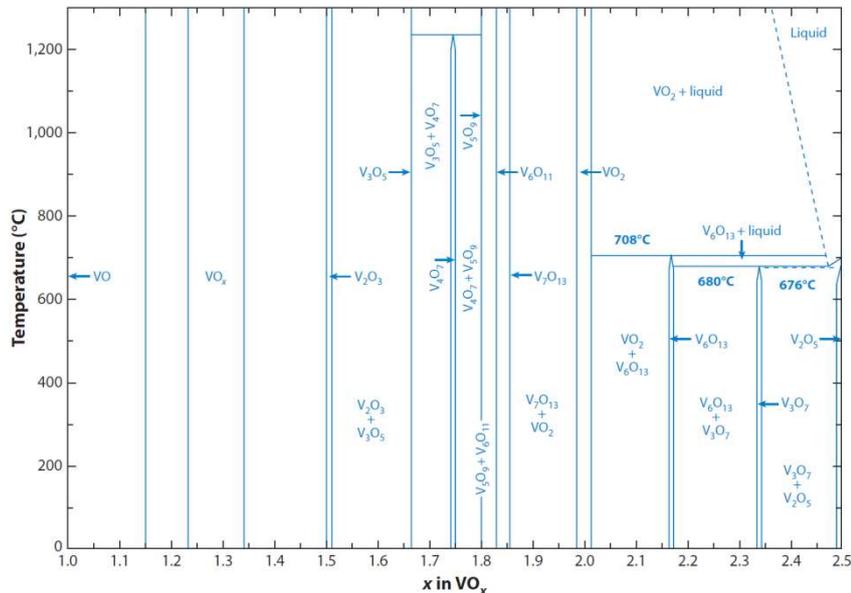


Figure 3.3 : Diagramme de phase des oxydes de vanadium [9]

## 3.2. LE DIOXYDE DE VANADIUM VO<sub>2</sub>

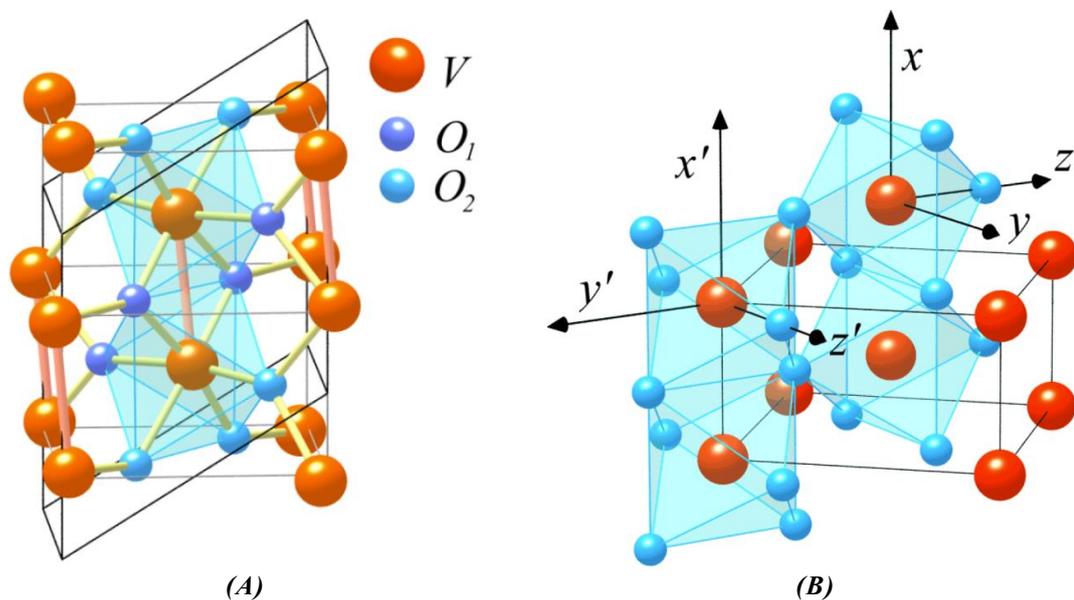
### 3.2.1. PRESENTATION GENERALE

Le dioxyde de vanadium (VO<sub>2</sub>) a été découvert par Morin [18] en 1959 qui a mis en évidence sa température de transition voisine de la température ambiante. En effet, le VO<sub>2</sub> présente un changement de phase à 341 K (68 °C). Pour des températures supérieures à cette température de transition, le VO<sub>2</sub> se trouve à l'état métallique. A l'inverse, pour des températures inférieures à 341 K, le matériau se présente sous sa forme isolant. Durant sa transition d'isolant à métal – et inversement étant donné le caractère réversible de cette transition – le VO<sub>2</sub> subit une transformation abrupte et réversible de ses propriétés.

La nature de la transition MIT du  $\text{VO}_2$  reste encore très controversée et est toujours débattue au sein de la communauté scientifique. Une première théorie mettrait en avant une transition de Mott-Hubbard due à la forte corrélation électronique au sein du matériau [10], tandis qu'une deuxième théorie le présenterait comme une transition de Peierls avec un important couplage électron-réseau [12].

Néanmoins, malgré cette controverse sur la compréhension de l'origine de la transition, la communauté scientifique s'accorde à dire que le  $\text{VO}_2$ , selon son état métallique ou isolant, présente des propriétés très différentes qu'elles soient optiques ou électriques, ce qui en fait un candidat de choix dans l'étude et la réalisation de dispositifs électroniques ou optiques accordables.

### 3.2.2. STRUCTURE CRISTALLOGRAPHIQUE



**Figure 3.4 :** Structures cristallographiques du  $\text{VO}_2$  (A) monoclinique à basse température et (B) rutile à haute température [19]

De part et d'autre de la transition isolant-métal du  $\text{VO}_2$ , une transformation de son réseau de maille est observée, passant ainsi d'une structure monoclinique M1 dans son état isolant (Figure 3.4.A) à une structure rutile R dans son état métallique (Figure 3.4.B).

La structure monoclinique M1 est caractérisée par des alternances de liaisons courtes et longues des atomes de vanadium formant des paires V-V suivant l'axe c de la maille.

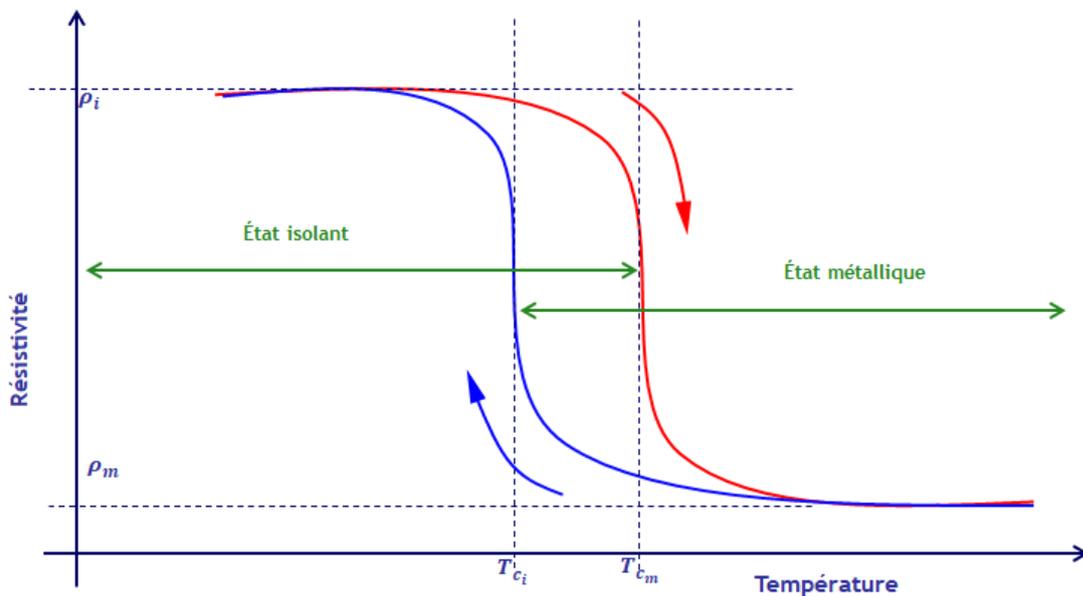
La structure rutile R est, quant à elle, formée par des cations de vanadium en réseau quadratique centré avec les atomes d'oxygène formant un octaèdre déformé autour d'un atome de vanadium.

### 3.2.3. PROPRIETES ELECTRIQUES

La transition isolant-métal induisant une modification structurale de la maille cristalline du  $\text{VO}_2$  modifie donc les propriétés électriques du matériau. Ainsi, lors de cette transition, une

modification de la résistivité électrique du matériau est observée avec un rapport de 3 à 5 ordres de grandeur selon la qualité du matériau et du dépôt.

En effet, à température ambiante, le  $\text{VO}_2$  est à son état isolant et possède donc une résistivité importante ( $\rho_i$ ). L'augmentation de la température fait décroître progressivement la résistivité électrique du matériau qui subit une variation abrupte à l'approche de la température de transition de 341 K. Au-delà de cette température ( $T_{c_m}$ ), le matériau devient métallique et présente une faible résistivité électrique ( $\rho_m$  état conducteur). La valeur de cette résistivité électrique « métallique » dépend fortement de la qualité du dépôt et donc du matériau en lui-même. Le processus étant réversible, l'abaissement de la température fait croître la résistivité avec à nouveau une variation abrupte autour de la température de transition caractéristique du  $\text{VO}_2$ . En deçà de cette température ( $T_{c_i}$ ), le dioxyde de vanadium revient donc dans son état isolant. La Figure 3.5 rappelle cette évolution des propriétés électriques du  $\text{VO}_2$  en fonction de la variation de la température à laquelle est soumis le matériau. Par ailleurs, il est à noter que dans le cas pratique, la température de transition isolant vers métal ( $T_{c_m}$ ) du  $\text{VO}_2$  est différente de celle de transition de métal vers isolant ( $T_{c_i}$ ). Un cycle d'hystérésis existe donc comme indiqué à la Figure 3.5. La largeur de ce cycle, de l'ordre de quelques degrés, peut varier en fonction de la taille des grains [20], la quantité de dopant [21] et des différentes méthodes utilisées lors du dépôt [22].



*Figure 3.5 : Illustration de l'évolution des propriétés électriques du  $\text{VO}_2$  en fonction de la température*

Autre point important à souligner, le  $\text{VO}_2$  n'est pas un matériau bistable contrairement au Tellure de Germanium GeTe [23] par exemple. La conservation du matériau dans son état métallique nécessite un maintien constant du stimulus externe utilisé (thermique, électrique et/ou optique).

### 3.2.4. PROPRIETES OPTIQUES ET MECANIQUES

En plus des variations de ses propriétés électriques, le VO<sub>2</sub> voit aussi ses propriétés optiques évoluées. En effet, le dioxyde de vanadium est transparent à basse température dans le domaine de l'infrarouge. L'augmentation de la température le rend progressivement, puis brutalement autour de la température de transition, opaque et réfléchissant pour ces mêmes gammes de longueurs d'ondes. Les Figure 3.6 et Figure 3.7 montrent la dépendance et la variation de la transmission optique du VO<sub>2</sub> en fonction de la longueur d'onde et de la température pour une longueur d'onde donnée [24].

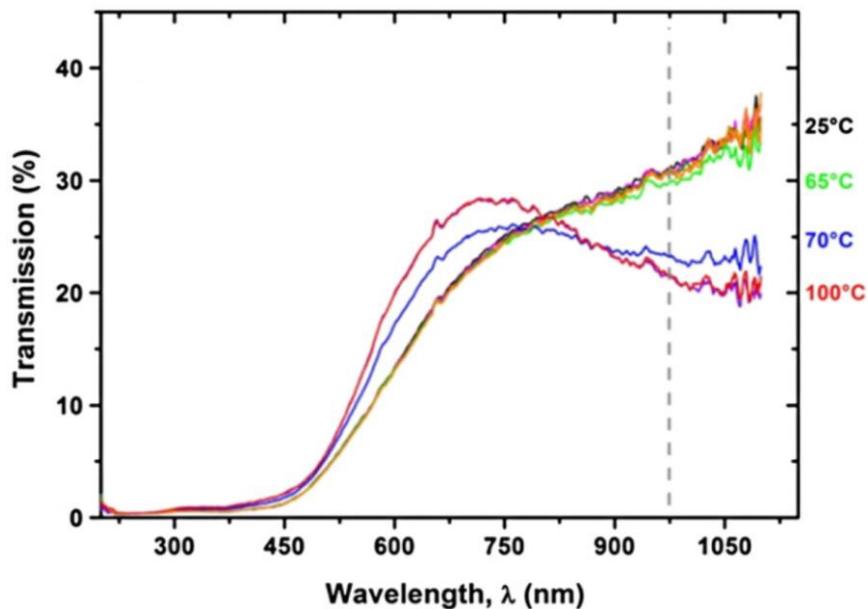


Figure 3.6 : Dépendance de la transmission optique du VO<sub>2</sub> en fonction de la longueur d'onde [24] pour différentes températures

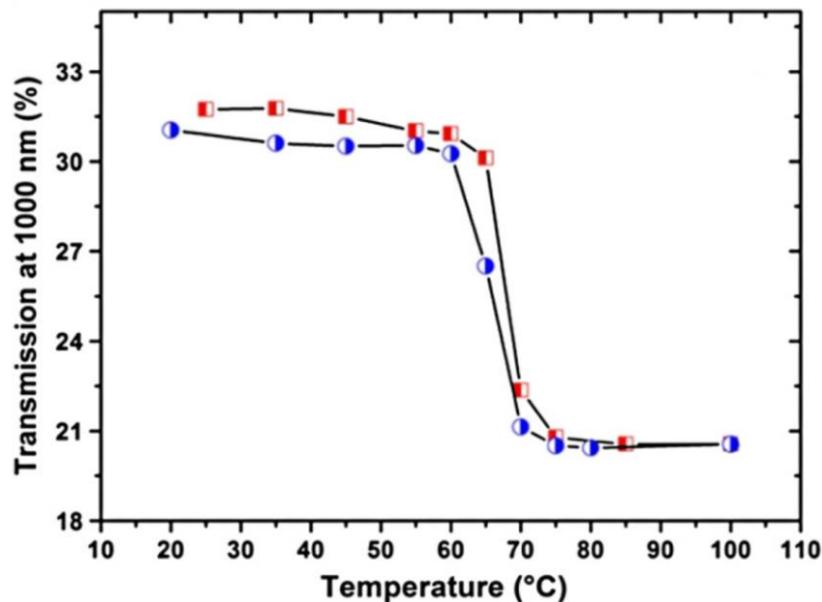


Figure 3.7 : Variation de la transmission optique du VO<sub>2</sub> en fonction de la température [24] pour une longueur d'onde donnée

Par ailleurs, le  $\text{VO}_2$  subit aussi des modifications de ses propriétés mécaniques. En effet, une déformation non linéaire du module de Young (constante d'élasticité liant la contrainte à la déformation pour un matériau homogène isotrope) apparaît aux alentours de la température de transition isolant-métal du  $\text{VO}_2$  [25]. Une croissance brutale est ainsi observée lors de la transition alors que dans les états isolant et métallique du  $\text{VO}_2$ , le module d'Young a une décroissance linéaire (Figure 3.8).

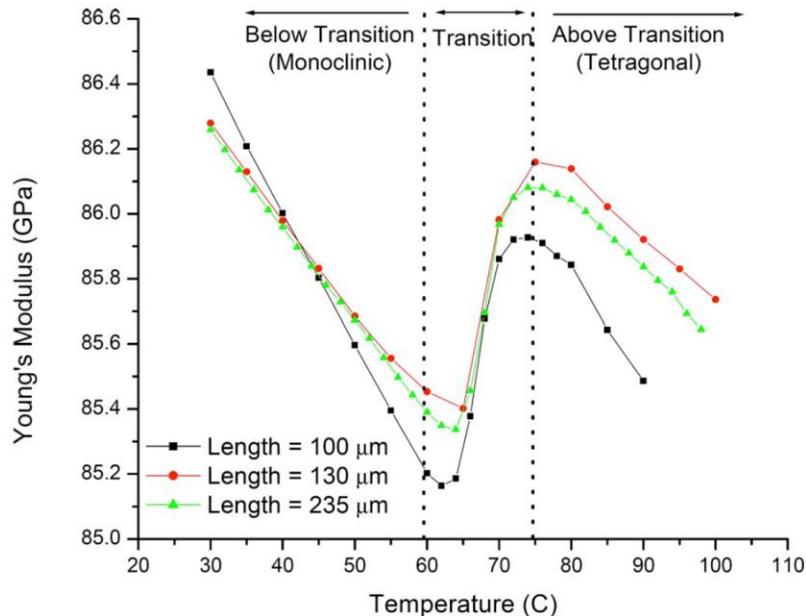


Figure 3.8 : Variation du module d'Young pour différentes longueurs d'une poutre de  $\text{VO}_2$  en fonction de la température [25]

### 3.2.5. COMMANDES D'ACTIVATION

Plusieurs stimuli externes peuvent permettre de contrôler et de commander la transition isolant-métal réversible du  $\text{VO}_2$ .

La commande thermique est la plus étudiée dans la littérature de par sa simplicité de mise en œuvre. Cette dernière permet de maintenir à loisir le  $\text{VO}_2$  dans ces deux états en le chauffant ou en le refroidissant [26]. Cependant, ce stimulus a l'inconvénient de conduire à une transition lente, allant de quelques centaines de nanosecondes à quelques microsecondes, due à la latence thermique [27].

La transition isolant-métal peut aussi être activée électriquement [28]. Ce stimulus, plus rapide que celui thermique, de l'ordre de la nanoseconde [29], présente, à l'instar de la température, une hystérésis de la résistivité électrique et du courant électrique [30]. Ainsi, deux tensions de transition, l'une d'isolant vers métal et l'autre de métal vers isolant, peuvent être observées (Figure 3.9) [31].

Finalement, la transition peut également être activée par une excitation optique [32]. Dans ce cas, la transition isolant-métal du  $\text{VO}_2$  peut être établie sur de très courtes durées, pouvant aller, *a priori*, jusqu'à la centaine de femto secondes [33].

Le projet ANR MUFRED s'attache à étudier et à démontrer l'intégration du VO<sub>2</sub> dans des dispositifs reconfigurables ultra-rapides, et se penchera donc principalement sur un contrôle électrique et/ou optique de cette transition.

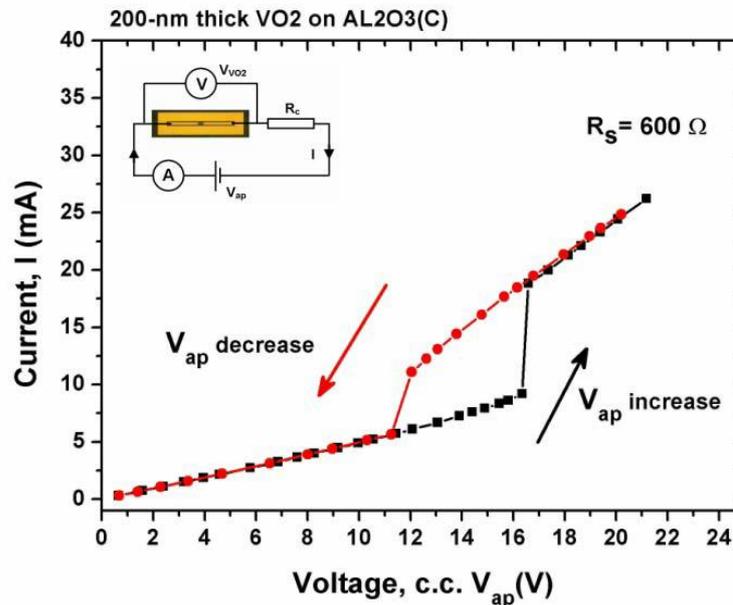


Figure 3.9 : Caractéristique courant vs. tension aux bornes d'un commutateur RF réalisé à l'aide de VO<sub>2</sub> [31]

### 3.3. QUELQUES APPLICATIONS DU DIOXYDE DE VANADIUM

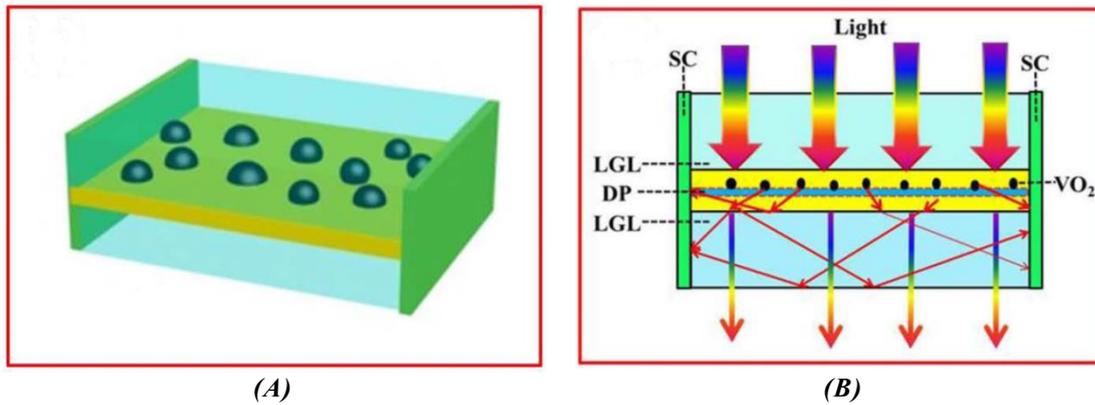
En raison des différentes propriétés électriques, optiques et thermiques du dioxyde de vanadium, de nombreuses applications sont envisagées à l'aide de VO<sub>2</sub>. Quelques-unes de ces applications sont listées ci-dessous et en particulier les applications électroniques dans le domaine des hyperfréquences.

#### 3.3.1. FENETRES INTELLIGENTES A BASE DE VO<sub>2</sub>

Une application directe se basant sur les modifications des propriétés optiques du dioxyde de vanadium et notamment son caractère opaque dans sa phase isolante et son caractère réfléchissant dans sa phase métallique est celle des fenêtres dites « intelligentes ».

En effet, de nombreuses études ont permis de démontrer qu'une fenêtre couverte d'un film de VO<sub>2</sub> permettait de laisser passer ou non la lumière à travers la vitre en fonction de la température de cette dernière [34], [35], [36], [37].

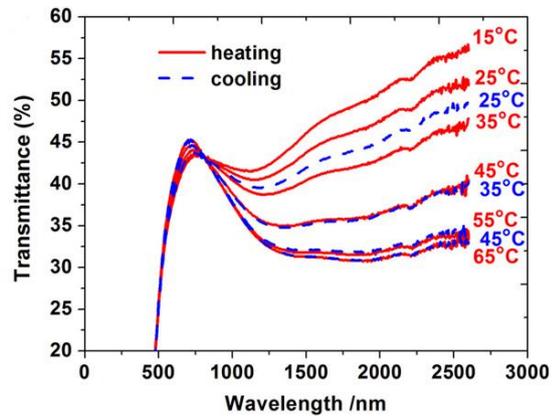
D'autres études ont permis de réaliser des fenêtres intelligentes à base de VO<sub>2</sub> couplées à des cellules solaires [38]. Ainsi, le rayonnement infrarouge du soleil est régulé par le VO<sub>2</sub> couvrant la fenêtre intelligente et une partie de la lumière est diffusée par la cellule solaire afin de générer de l'électricité (Figure 3.10). Ce démonstrateur a permis de générer une tension de 1,5 V et d'actionner une lampe [38].



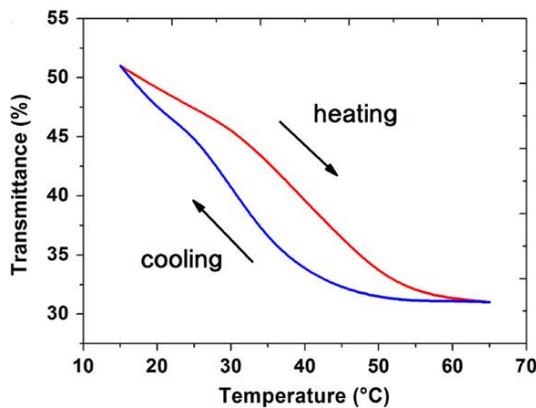
(A) (B)  
**Figure 3.10** : Principe de fonctionnement de la fenêtre intelligente à base de  $VO_2$  réalisée à l'aide de cellules solaires (SC), de couches permettant de guider la lumière (LGL) et d'un milieu de faible indice de réflexion (DP) [38]



(A)



(B)



(C)



(D)

**Figure 3.11** : (A) Photographie du film de  $VO_2$  déposé sur une fenêtre, (B) dépendance thermique de la transmittance en fonction de la longueur d'onde, (C) hystérésis de la transmittance en fonction de la température et (D) photographie d'un modèle de maison régulée en température [39]

La Figure 3.11 [39] présente un dispositif de fenêtre intelligente permettant de réguler la température interne d'une maison. La fenêtre couverte d'un revêtement de vanadium dopé au tungstène  $V_{(1-x)}W_xO_2$  permet, à température ambiante, de laisser le rayonnement infrarouge solaire pénétrer dans la pièce. Par contre, lors d'une augmentation de la température de la pièce, le dioxyde de vanadium va transiter dans son état métallique et empêcher la pénétration des rayons infrarouges, limitant et régulant ainsi la température de la pièce (Figure 3.11.D).

Le  $VO_2$  peut aussi être utilisé dans la conception de panneaux solaires thermiques [16]. En effet, utilisé sous forme de couche sélective et auto-adaptative, il permet d'éviter une

dégradation précoce du fluide caloporteur en partie causée par des températures excessives. Le travail est effectué sur l'optimisation (saut important entre la phase isolante et la phase métallique) de l'émissivité du matériau permettant d'éviter une vaporisation du fluide caloporteur.

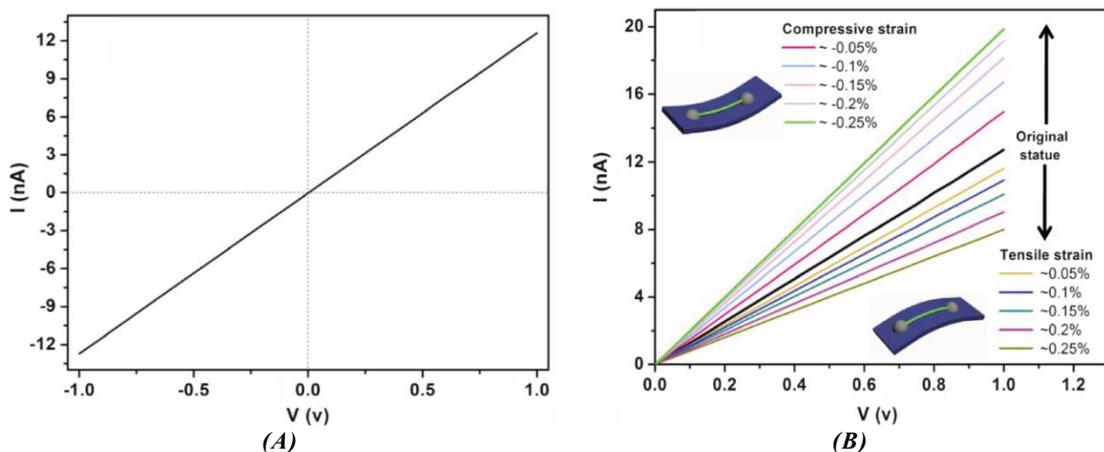
Le dioxyde de vanadium a aussi été intégré dans le cadre d'applications spatiales au niveau de l'étude d'un revêtement intelligent auto-adaptatif afin de réguler thermiquement les satellites soumis à de fortes variations thermiques et de protéger ainsi l'ensemble de l'électronique embarquée [40], [41].

Ces applications de fenêtres intelligentes nécessitent de pouvoir avoir un contrôle sur la température de transition, ce qui est tout à fait possible à l'aide de dopages permettant de modifier la température intrinsèque de 341 K du  $\text{VO}_2$ . Plusieurs dopants peuvent être utilisés comme le tungstène [42], le fer [43], le molybdène [44], l'or [45] et le magnésium [46] entre autres. Outre la modification de la température de transition, une altération de la largeur d'hystérésis et des différentes propriétés du  $\text{VO}_2$  peut survenir, dégradant parfois certaines des performances recherchées (diminution de quelques ordres de grandeur dans le saut de la résistivité et de la transmission optique...).

### 3.3.2. CAPTEURS A BASE DE $\text{VO}_2$

Des capteurs peuvent aussi être réalisés en se basant sur les caractéristiques de transition du  $\text{VO}_2$ . Ainsi, un premier capteur détecteur de pression de gaz composé de nano-fils de  $\text{VO}_2$  [47] a été réalisé. Placé dans un environnement gazeux, ce dispositif permet de détecter tous types de gaz inertes ou réactifs.

Un capteur de contrainte à base de  $\text{VO}_2$  peut être réalisé en se basant uniquement sur la modification structurale du  $\text{VO}_2$  à température ambiante [48]. Ainsi, une nano-poutre de  $\text{VO}_2$  fixée à une extrémité et soumise à une contrainte de tension ou de compression va modifier la phase du  $\text{VO}_2$  : transition d'une phase M1 en une phase M2 et inversement (Figure 3.12).



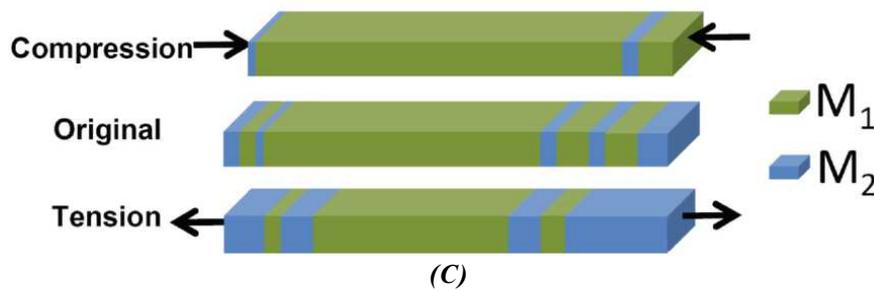


Figure 3.12 : (A) Caractéristique I-V du dispositif sans aucune contrainte, (B) Caractéristique I-V pour différentes contraintes de tension et compression et (C) schéma de la transition de phase M1 et M2 sous contrainte de tension et compression [48]

### 3.3.3. COMMUTATEURS ET FILTRES A BASE DE VO<sub>2</sub>

Les applications les plus intéressantes dans le contexte du projet ANR MUFRED sont les applications électroniques à base de VO<sub>2</sub>, plus particulièrement dans le domaine des hyperfréquences. Quelques applications non exhaustives sont citées ci-dessous.

Une des applications les plus simples dans le domaine de l'électronique hyperfréquence qui peut être réalisée en se basant sur un matériau intelligent ayant une transition isolant-métal est le commutateur radiofréquence (RF). En effet, de par ses propriétés électriques d'isolant et de métal dans ses deux phases à basse et haute température, le VO<sub>2</sub> est un candidat idéal pour réaliser un commutateur (interrupteur). Ainsi, un commutateur a été réalisé en ligne coplanaire [31] (Figure 3.13) sous deux configurations différentes : série et parallèle.

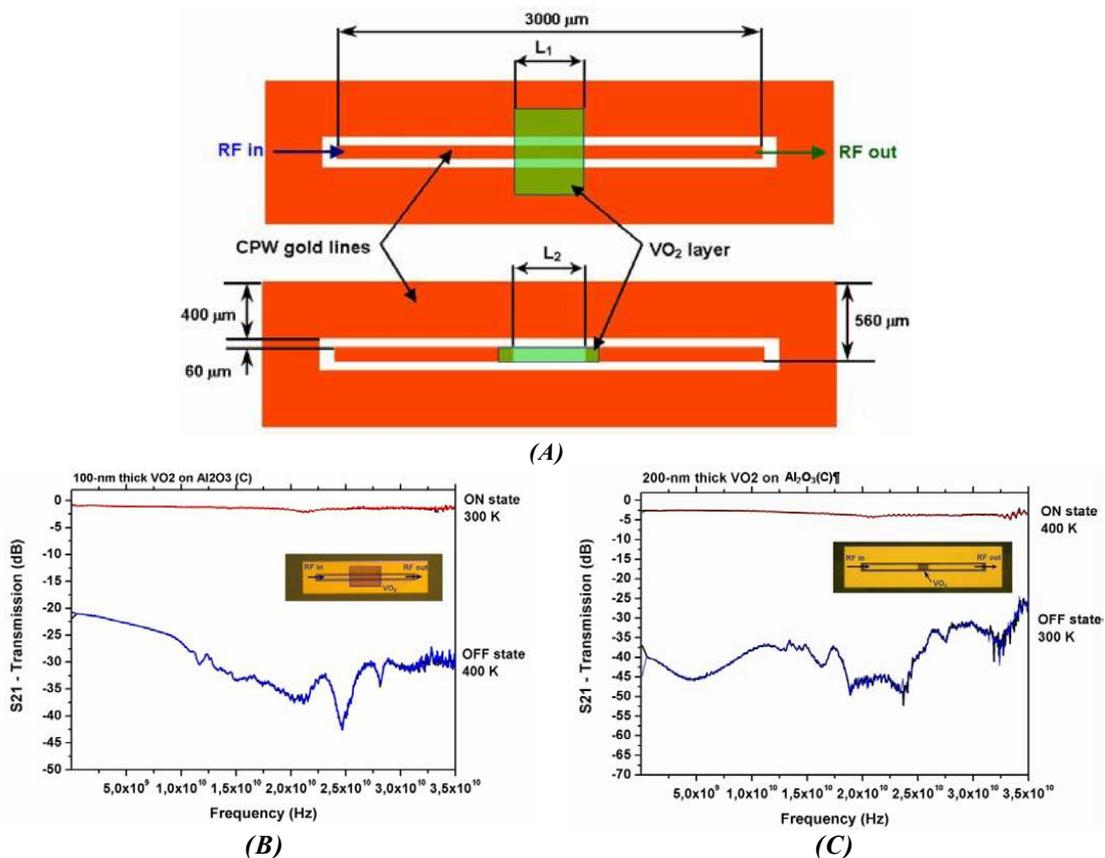


Figure 3.13 : (A) Schéma du commutateur RF en ligne coplanaire dans ses configurations parallèle (haut) et série (bas), (B) paramètre S<sub>21</sub> du commutateur parallèle et (C) du commutateur série [31]

Dans la configuration série, le motif de VO<sub>2</sub> réalise une jonction entre les deux ports d'entrée et de sortie au niveau du ruban central (Figure 3.13.A dispositif du bas). Ainsi lorsque le VO<sub>2</sub> est à l'état isolant, le signal RF est bloqué, obtenant ainsi l'équivalent d'un circuit ouvert en RF. Inversement, lorsque le VO<sub>2</sub> transite dans sa phase métallique, il devient conducteur et laisse donc le signal RF se propager d'un port à l'autre, obtenant ainsi l'équivalent d'une ligne de transmission RF (Figure 3.13.C). Dans la configuration parallèle, le motif de VO<sub>2</sub> vient remplir le gap de la ligne coplanaire de part et d'autre du ruban central reliant ainsi ce dernier aux deux plans de masse (Figure 3.13.A dispositif du haut). Dans cette configuration, lorsque le VO<sub>2</sub> est dans son état isolant, le signal RF se propage dans la ligne de transmission, ce qui équivaut à une ligne de transmission. Lorsque le VO<sub>2</sub> transite dans sa phase métallique, il réalise un court-circuit entre les plans de masse de la ligne coplanaire et le ruban central. Le court-circuit empêche donc le signal RF de se propager (Figure 3.13.B).

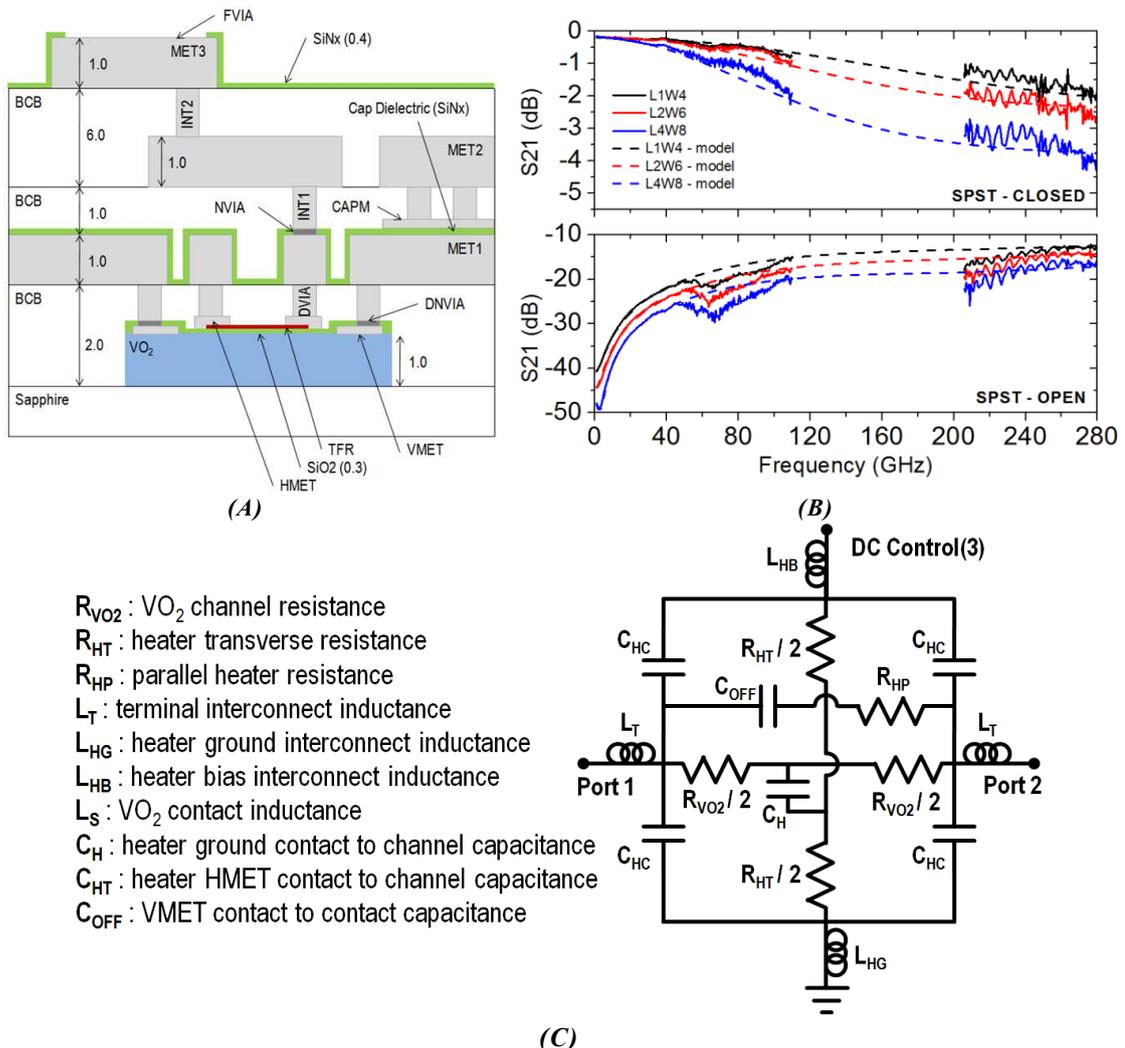


Figure 3.14 : (A) Vue de coupe, (B) performances RF et (C) schéma équivalent du commutateur large bande de VO<sub>2</sub> [49]

Plus récemment, un commutateur de type SPST (« Single Pole Single Throw ») à base de VO<sub>2</sub> très large bande a été réalisé [49]. Il présente de très bonnes performances RF sur une large bande, allant des basses fréquences jusqu'à 280 GHz (Figure 3.14.B). La technologie

utilisée, bien plus complexe que la ligne coplanaire citée précédemment, intègre le VO<sub>2</sub> et une couche mince de nichrome NiCr servant à activer la transition isolant-métal du VO<sub>2</sub> de manière thermique dans une structure multicouche (Figure 3.14.A).

Les commutateurs RF à base de VO<sub>2</sub> peuvent être utilisés comme briques élémentaires dans la construction de dispositifs fonctionnels tels que des filtres accordables. Différents filtres accordables à base de VO<sub>2</sub> ont ainsi pu être réalisés.

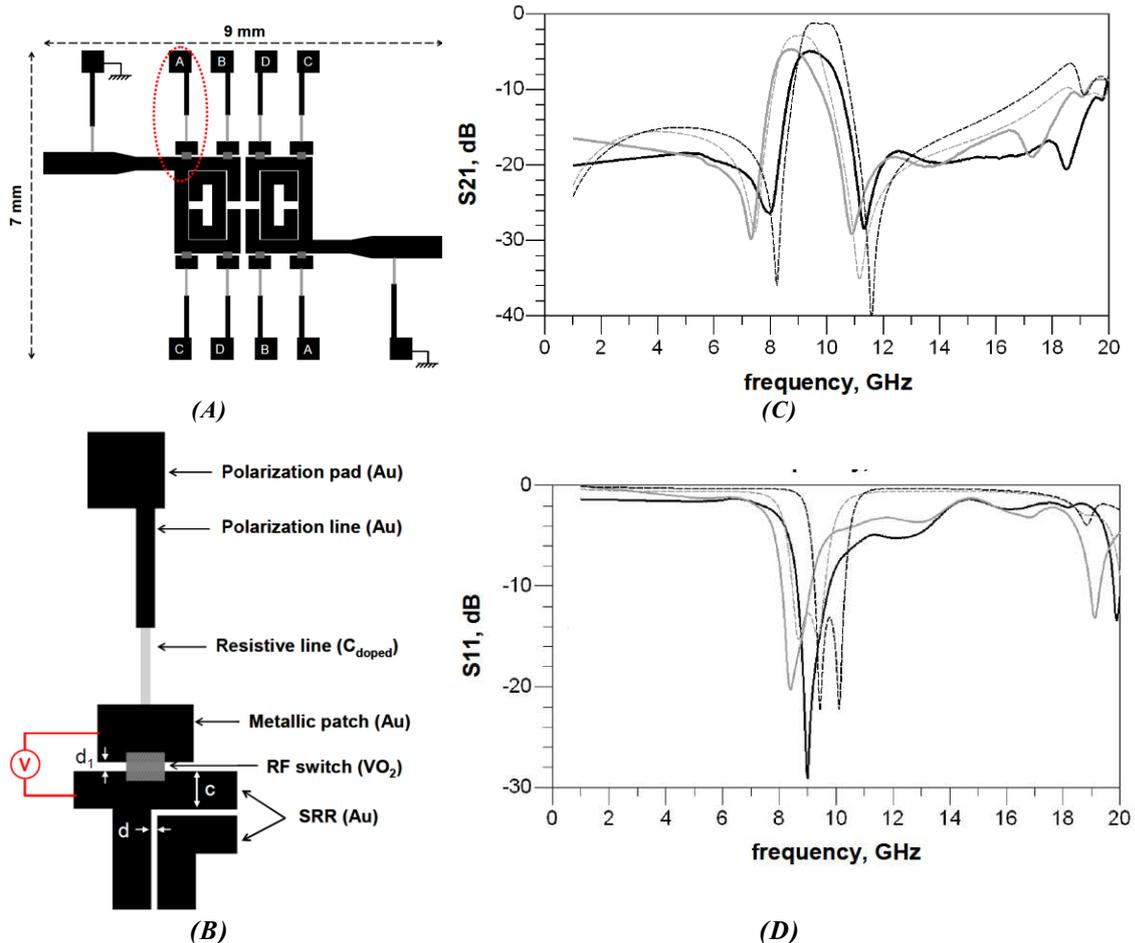


Figure 3.15 : (A) Layout du filtre passe bande reconfigurable, (B) zoom sur l'élément d'accord, (C) paramètres  $S$  d'insertion et (D) de réflexion du filtre [50]

Un filtre passe-bande à 2 pôles à base de VO<sub>2</sub> utilisant 2 paires de résonateurs en anneaux à fentes aussi appelés « Split Ring Resonators » (SRRs) a été développé [50]. Des lignes microruban sont connectées à des patches métalliques afin d'alimenter et d'actionner électriquement les commutateurs à base de VO<sub>2</sub> (Figure 3.15.A et Figure 3.15.B). Grâce à la transition isolant-métal rapide et réversible du VO<sub>2</sub>, les caractéristiques électriques des résonateurs SRRs sont modifiées de façon à venir moduler leurs fréquences de résonance, permettant d'obtenir un filtre passe bande accordable en fréquence (Figure 3.15.C et Figure 3.15.D).

Dans un autre exemple, un filtre stop-bande à 4 pôles a été réalisé à l'aide de lignes micro-ruban et 4 résonateurs en U [51]. Les deux extrémités de chaque résonateur en U sont

connectées par le biais de commutateurs à base de  $\text{VO}_2$ . La ligne micro-ruban est couplée de part et d'autre par 2 résonateurs en U (Figure 3.16.A et Figure 3.16.B). Une bande de réjection fréquentielle est ainsi créée. Le changement de phase d'isolant à métal des commutateurs  $\text{VO}_2$  permet un décalage fréquentiel de cette bande de réjection (Figure 3.16.C).

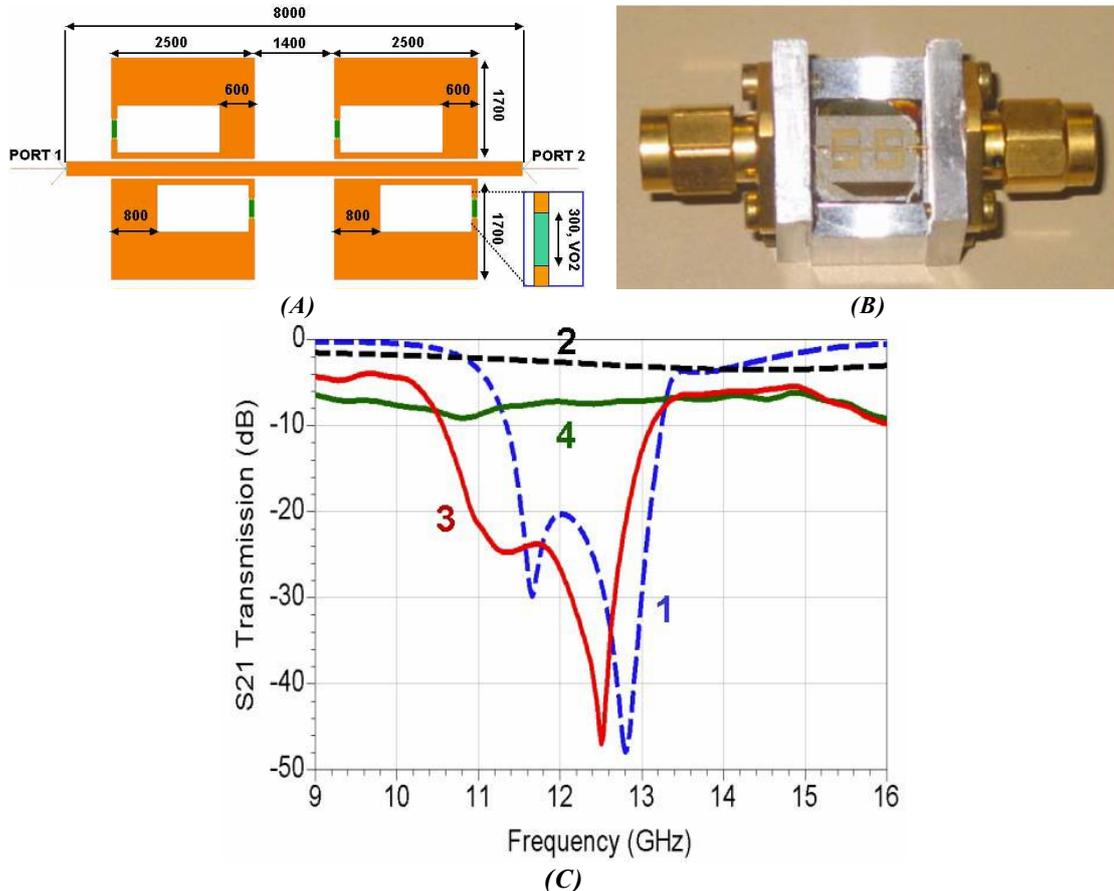
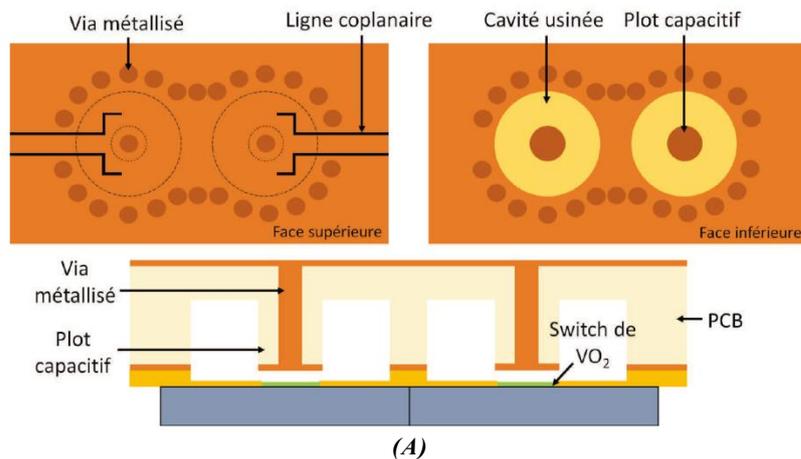


Figure 3.16 : (A) Schéma du filtre stop bande à base de  $\text{VO}_2$ , (B) photographie du filtre réalisé et (C) sa réponse fréquentielle RF [51]

La plupart des applications dans le domaine des hyperfréquences présentées précédemment sont des applications planaires. Cependant, d'autres études ont montré l'intégrabilité du dioxyde de vanadium dans des structures volumiques ou du moins semi-volumiques tels que des filtres à cavités [52], [53] ou des filtres en technologies SIW (« Substrate Integrated Waveguide ») (Figure 3.17) [54].



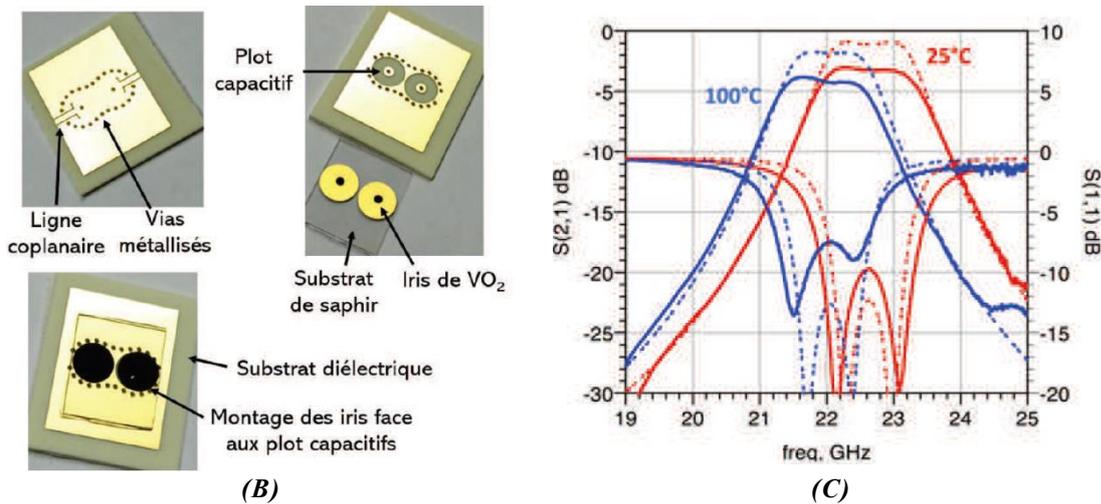


Figure 3.17 : (A) Vue de coupe et des faces supérieure et inférieure, (B) photographie et (C) performances du filtre SIW à base de commutateurs de VO<sub>2</sub> [54]

### 3.3.4. ANTENNES A BASE DE VO<sub>2</sub>

Dans le domaine des applications électroniques, outre les filtres RF, le VO<sub>2</sub> a aussi été utilisé dans la conception d'antennes reconfigurables utilisant des matériaux intelligents.

Ainsi une antenne « Bowtie » reconfigurable a été conçue [55]. Cette première antenne est caractérisée par sa longueur L<sub>1</sub> (Figure 3.18.A) qui conditionne la fréquence de résonance de l'antenne.

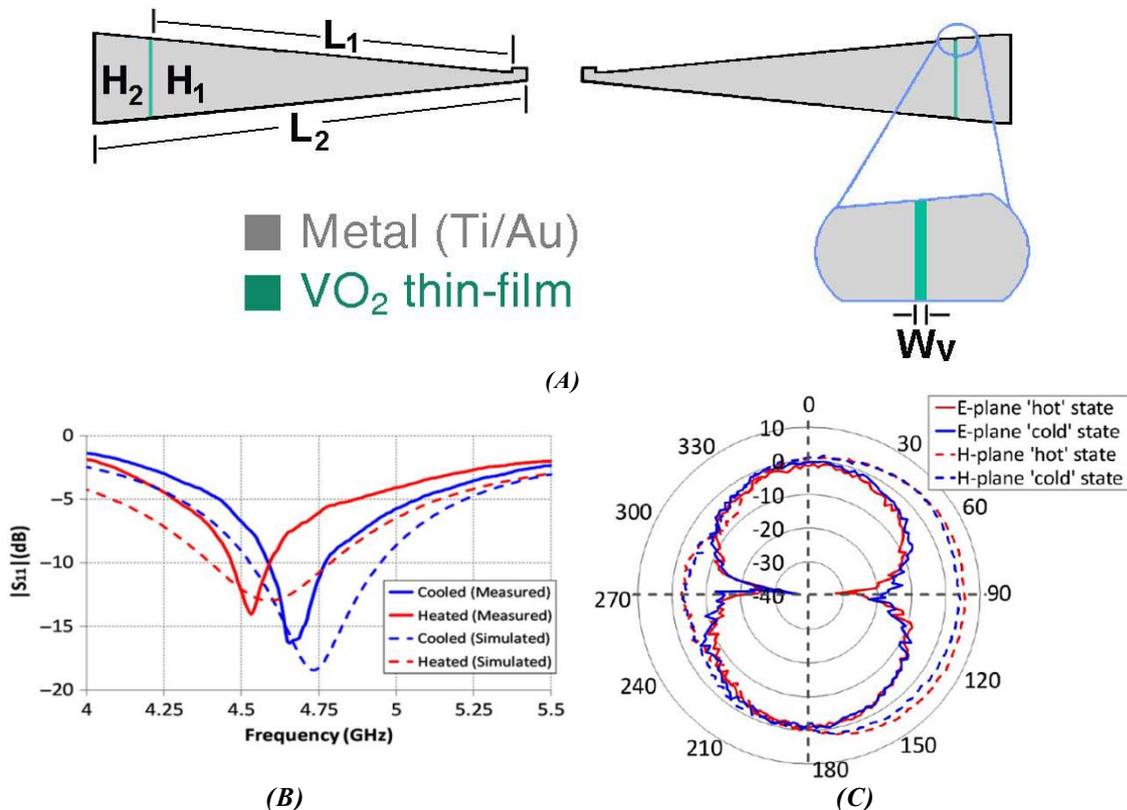


Figure 3.18 : (A) Schéma de l'antenne « bowtie » reconfigurable à base de VO<sub>2</sub>, (B) paramètres S d'adaptation de l'antenne et (C) diagramme de rayonnement en gain [55]

Cette longueur L<sub>1</sub> peut être augmentée pour être portée à une longueur L<sub>2</sub> grâce à l'insertion d'une couche mince de VO<sub>2</sub> entre les deux motifs. En effet, l'activation du VO<sub>2</sub> pour

faire passer le matériau dans son état métallique vient modifier la longueur effective de l'antenne réalisant ainsi une antenne géométriquement plus grande. La reconfiguration porte donc sur la fréquence de résonance de l'antenne. Lorsque le dioxyde de vanadium est dans son état isolant, l'antenne est de plus petite taille et va en conséquence fonctionner à une fréquence supérieure à celle obtenue lorsqu'il est dans son état métallique (Figure 3.18.B) sans modification importante de son diagramme de rayonnement (Figure 3.18.C).

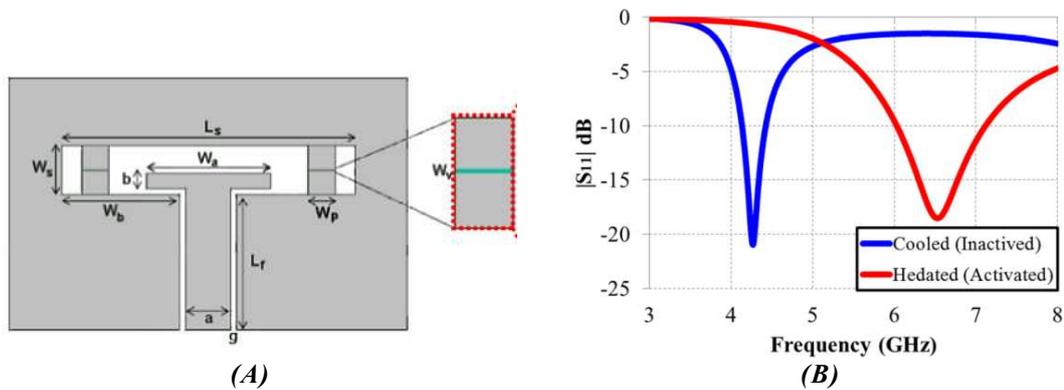


Figure 3.19 : (A) Schéma de l'antenne avec le placement du motif de VO<sub>2</sub> et (B) Paramètres S d'adaptation [56]

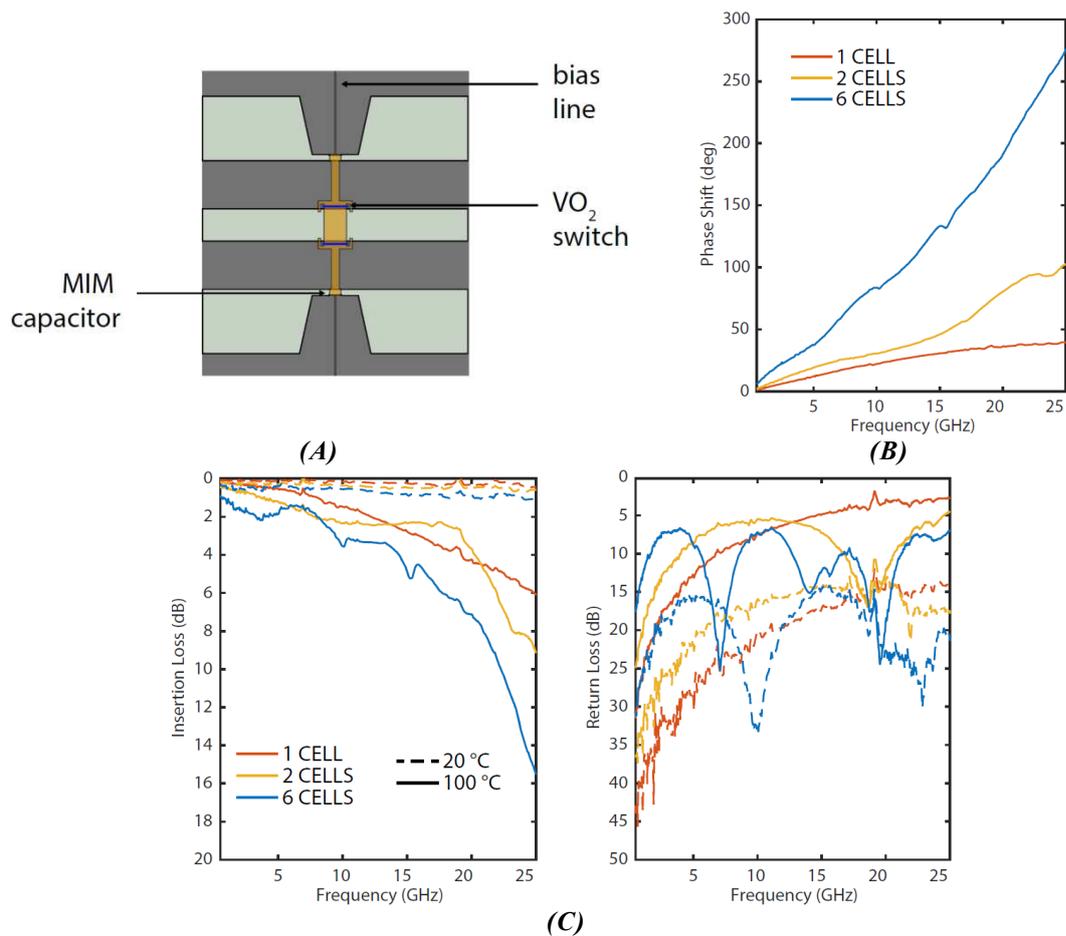
D'autres études ont permis de concevoir des antennes reconfigurables à fentes [56] ou encore une antenne fente avec une excitation micro-ruban [57]. La reconfigurabilité porte encore une fois sur la fréquence de résonance de l'antenne (Figure 3.19.B) en l'allongeant virtuellement à l'aide d'une commande thermique (Figure 3.19.A).

Bien que les précédentes antennes évoquées soient des antennes accordables en fréquence, la reconfigurabilité peut aussi se faire sur la direction du faisceau dans une optique de dépointage (« Beamforming ») sur une antenne unique ou sur une antenne réseau à commande de phase (« Phased Array Antenna »). Dans ce dernier cas, des déphaseurs reconfigurables sont donc nécessaires.

### 3.3.5. DEPHASEURS A BASE DE VO<sub>2</sub>

Les déphaseurs reconfigurables font partie des composants essentiels du « front-end » RF (dépointage de faisceau, antennes réseaux, réseaux réflecteurs, etc.) et leurs caractéristiques (poids/volume, coût, performances, résolution, ...) ont une influence directe sur leur comportement.

Une cellule unitaire déphasante a ainsi été conçue et étudiée (Figure 3.20.A) [58] en technologie coplanaire. Cette cellule permet de charger capacitivement une ligne en y ajoutant, par commutation à l'aide du VO<sub>2</sub>, une capacité MIM (métal-isolant-métal) modifiant ainsi le déphasage. La cascade de plusieurs cellules peut permettre de réaliser des déphasages plus importants (Figure 3.20.B) et créer ainsi un déphaseur accordable. Ses performances sont données Figure 3.20.C.



**Figure 3.20** : (A) Schéma d'une cellule déphasante à base de  $VO_2$ , (B) déphasage réalisé par 1, 2 et 6 cellules déphasantes cascadiées et (C) paramètres  $S$  correspondants [58]

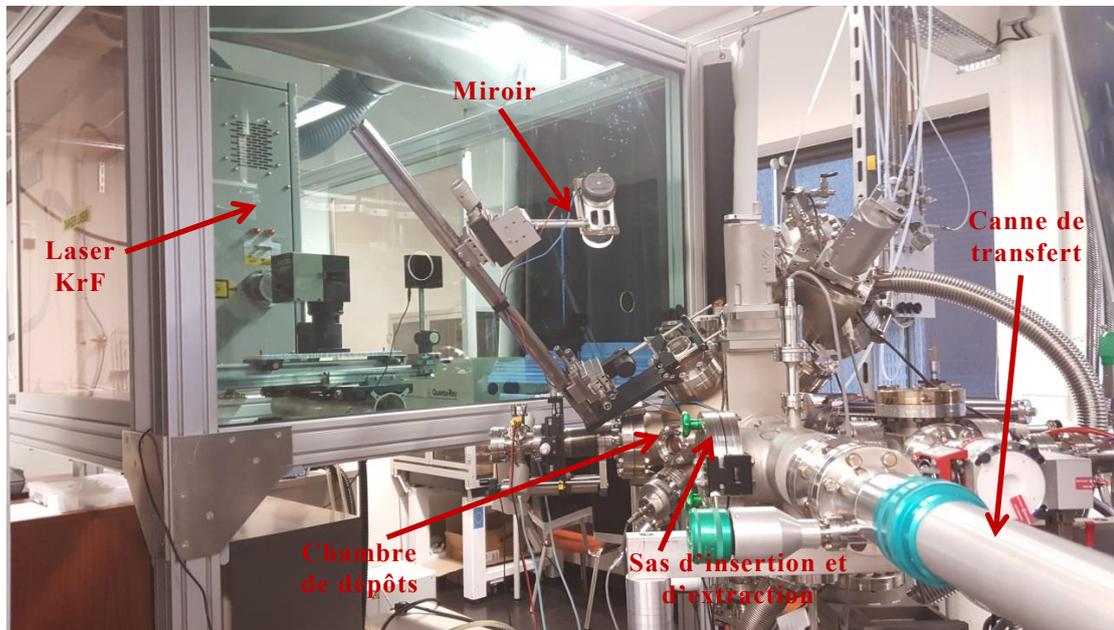
Dans le cadre du projet MUFRED, l'utilisation du dioxyde de vanadium (en couche mince) afin de réaliser l'élément d'accord pour les fonctions accordables est primordiale. L'obtention de ce matériau peut se faire à travers plusieurs méthodes de dépôt dont deux des principales sont étudiées dans ce projet.

## 4. METHODES DE DEPOTS

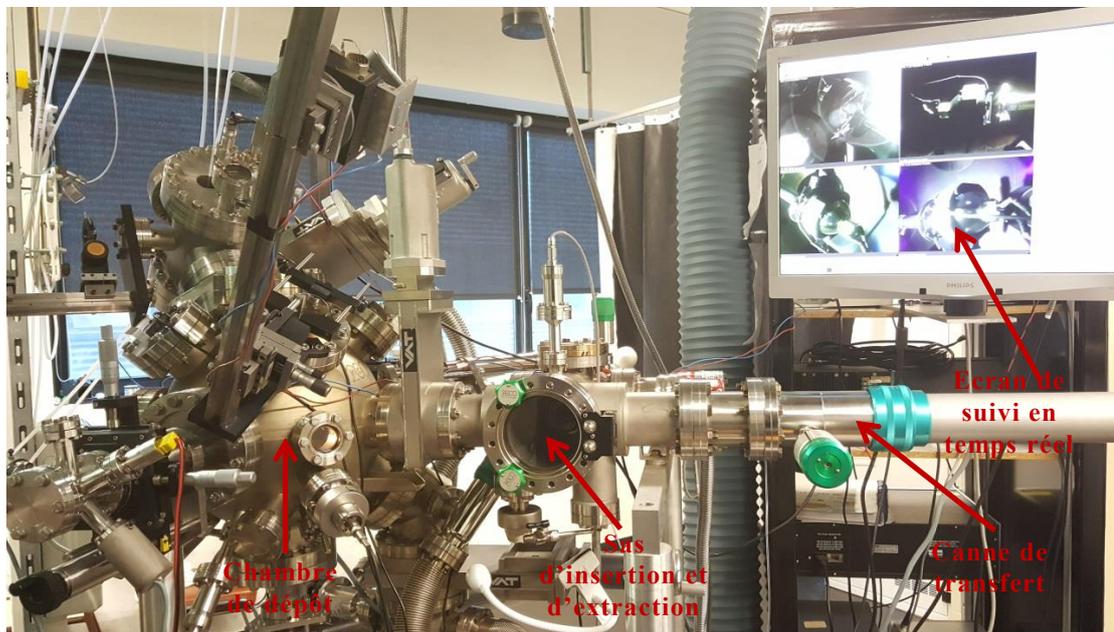
Dans la cadre du projet MUFRED, le dioxyde de vanadium est déposé sur substrat Saphir en couches minces. Dans cette configuration, plusieurs méthodes de dépôts sont disponibles : la pulvérisation magnétron [59], l'évaporation à canon à électrons [60], le dépôt à canon à ions [61], le dépôt par ablation laser [62] et le dépôt chimique par vaporisation [63]. Dans le consortium du projet, deux des techniques citées ci-dessus sont étudiées : l'ablation par laser impulsif (aussi appelée PLD « Pulsed Laser Deposition ») étudiée par l'Institut de Recherche sur les Céramiques (IRCER) à Limoges et le dépôt chimique en phase vapeur (CVD pour « Chemical Vapor Deposition ») par le Laboratoire des Matériaux et du Génie Physique (LMGP) à Grenoble. Ces deux méthodes sont détaillées dans la suite.

#### 4.1. ABLATION PAR LASER IMPULSIONNEL

L'ablation par laser impulsionnel aussi appelée « Pulsed Laser Deposition » (PLD) est une méthode de dépôt de couches minces par voie physique. Le dispositif expérimental développé au sein de l'Institut de Recherche sur les Céramiques (IRCER) est présenté Figure 3.21 et le principe de ce fonctionnement de cette technique Figure 3.22.A.



(A)



(B)

Figure 3.21 : Photographies du dispositif expérimental développé au sein du laboratoire IRCER (à Limoges)

Un faisceau laser impulsionnel est focalisé à l'aide d'un miroir sur une cible placée dans la chambre de dépôt sous vide ou sous pression de gaz contrôlée. La cible est placée face à l'échantillon sur lequel le dépôt de la couche mince doit se faire, ce dernier étant chauffé à une température adéquate. L'énergie apportée par le faisceau laser sur la zone d'impact de la cible

permet aux liaisons d'atomes de se dissocier. Ainsi, à l'impact, de la matière est extraite de la cible puis éjectée créant une « plume » de plasma normale à la surface de la cible. Cette matière est projetée sur l'échantillon placé en vis-à-vis. Afin d'avoir une usure uniforme de la cible, cette dernière est placée sur un axe rotatif.

Etant donné que la chambre de dépôt est placée sous vide ou sous pression de gaz contrôlée, le dispositif expérimental de l'IRCER intègre un sas d'insertion et d'extraction pouvant être isolé de la chambre de dépôt. Ce sas permet de maintenir un vide de « qualité » et d'avoir un contrôle permanent de l'atmosphère (pression, pollution, etc.) de la chambre. Un vide secondaire dans ce sas peut être obtenu rapidement à l'aide d'un système de pompage dédié, autorisant ainsi l'insertion de cibles et d'échantillons dans la chambre.

L'échantillon placé sur un porte échantillon est chauffé au niveau de sa face opposée au dépôt à l'aide d'une lampe halogène permettant d'atteindre des températures jusqu'à 800 °C (Figure 3.22.B). La distance entre l'échantillon et la cible est réglable.

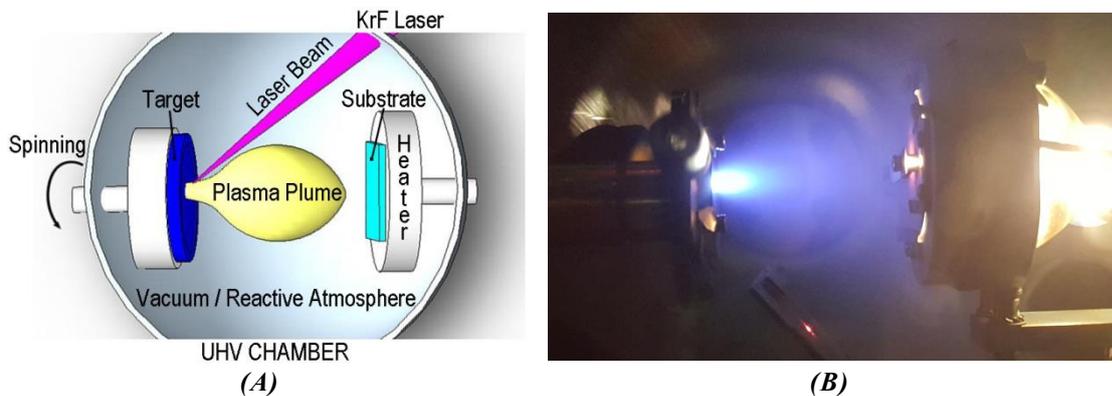


Figure 3.22 : (A) Schéma de principe de fonctionnement de l'ablation par laser impulsif (source schéma IRCER) et (B) photo du plasma généré dans la chambre de dépôt

	Valeurs	Unités
<b>Laser</b>	KrF	
<b>Longueur d'onde laser</b>	248	nm
<b>Durée des impulsions</b>	25	ns
<b>Fréquence des pulses</b>	10	Hz
<b>Fluence (énergie par unité de surface)</b>	3	J.cm <sup>-2</sup>
<b>Pression du vide (avant l'ouverture du flux d'oxygène)</b>	$8 \times 10^{-7}$	mbar
<b>Pression d'oxygène</b>	$2,2 \times 10^{-2}$	mbar
<b>Température du substrat</b>	580	°C
<b>Distance cible-substrat</b>	5	cm
<b>Pureté de la cible de vanadium</b>	99,95	%

Table 3.2: Paramètres du dépôt du VO<sub>2</sub> par PLD réalisé à l'IRCER

Lors du dépôt de dioxyde de vanadium à l'IRCER, une cible de vanadium (de pureté 99,95 %) est utilisée, placée à une distance de 5 cm de l'échantillon de Saphir chauffé à 580 °C par une lampe halogène. Le laser utilisé est un laser à excimère au fluorure de krypton KrF fonctionnant à la longueur d'onde de 248 nm et à une fréquence de 10 Hz avec une durée d'impulsion de 25 ns. Un vide est créé dans la chambre de dépôt avec une pression de  $8 \times 10^{-7}$  mbar avant l'ouverture d'une vanne permettant un flux constant d'oxygène avec une pression de  $2,2 \times 10^{-2}$  mbar (Table 3.2).

Plusieurs capteurs et caméras permettent de surveiller les différents paramètres et le bon fonctionnement du dépôt à l'intérieur de la chambre de dépôt. Une fois le dépôt de VO<sub>2</sub> terminé, le flux d'oxygène est maintenu constant durant la redescente en température du substrat afin de garantir la pureté et la bonne phase de l'oxyde de vanadium (obtention de VO<sub>2</sub> et non pas de V<sub>2</sub>O<sub>5</sub> par exemple).

Le dépôt de couches minces en utilisant l'ablation par laser impulsif est une technique présentant plusieurs avantages [64], notamment :

- la possibilité d'être réalisée sur n'importe quelle cible de matière condensée,
- un contrôle précis de la croissance du dépôt,
- un contrôle de la stœchiométrie de la couche en contrôlant le flux d'oxygène,
- la réalisation de composés complexes à concevoir avec d'autres techniques comme l'oxyde mixte de baryum, de cuivre et d'yttrium YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7</sub> (composé chimique cristallin supraconducteur) [65],
- la pureté du dépôt (à condition d'avoir une cible avec une très grande pureté).

Cependant, les couches conçues par PLD peuvent présenter des hétérogénéités, comme par exemple des gouttelettes à leur surface ou des défauts dans la maille cristallographique dus au bombardement par ablation de particules à haute énergie cinétique. Par ailleurs, cette technique est plutôt adaptée pour des dépôts sur des surfaces relativement petites (inférieures à 2 pouces).

---

## 4.2. DEPOTS CHIMIQUES EN PHASE VAPEUR

---

Le dépôt chimique en phase vapeur, aussi appelé « Chemical Vapor Deposition » (CVD) est une méthode permettant une croissance de couches minces en phase solide sur un substrat, initiée par une ou plusieurs réactions chimiques à partir d'une phase gazeuse. Les atomes constitutifs du matériau à déposer, appelés précurseurs, sont contenus dans des composés volatiles et sont transportés à l'aide d'un gaz vecteur neutre vers le substrat. Les réactions chimiques sont, dans la plupart des cas, initiées et entretenues par un apport d'énergie thermique et sous pression contrôlée. Plusieurs méthodes de CVD existent :

- LPCVD : « Low Pressure Chemical Vapor Deposition », méthode de CVD par activation thermique (chauffage du substrat) à basse pression [66],
- APCVD : « Atmospheric Pressure Chemical Vapor Deposition », méthode de CVD par activation thermique à pression atmosphérique [67],
- PECVD : « Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition », méthode de CVD par activation par plasma durant laquelle les précurseurs sont excités lors d'un passage dans une phase plasma,
- PHCVD (ou LICVD) : « Photo Enhanced Chemical Vapor Deposition » (ou « Laser Induced Chemical Vapor Deposition »), méthode de CVD avec activation par lumière durant laquelle les précurseurs sont excités par un rayonnement optique à une longueur d'onde adéquate.

Dans toutes ces méthodes, les mécanismes mis en jeu restent identiques et sont les suivants [68] :

1. Arrivée des molécules de précurseur
2. Absorption sur la surface
3. Création des espèces réactives
4. Désorption et évacuation des sous-produits
5. Diffusion des espèces réactives sur la surface
6. Réaction chimique sur la surface et formation du film
7. Désorption et évacuation des sous-produits en phase vapeur

Différents paramètres tels que la température et la pression peuvent influencer certaines de ces étapes de dépôt et donc modifier à la fois la vitesse de dépôt et la qualité de la couche déposée.

Le dispositif expérimental développé au sein du Laboratoire des Matériaux et du Génie Physique (LMGP) permet la croissance du dioxyde de vanadium dans le cadre du projet MUFRED en utilisant la méthode du dépôt chimique en phase vapeur aux organométalliques aussi appelé « Metal Organic Chemical Vapor Deposition » (MOCVD). Cette méthode est un cas particulier de la CVD par activation thermique lorsque les précurseurs sont organométalliques sous forme solide ou liquide.

Les techniques de dépôts par CVD présentent de nombreux avantages [68] :

- La non-nécessité de réaliser un vide poussé,
- Différents matériaux peuvent être déposés avec des vitesses de dépôts élevées,
- Possibilité de déposer sur de grandes surfaces, sur différents substrats, etc.,
- Le coût raisonnable des dépôts,

- La possibilité d'ajuster les conditions de dépôt pour maîtriser la composition de la couche.

Cependant, bien que les conditions de dépôt puissent être ajustées, cela peut se révéler être un inconvénient dû au grand nombre de paramètres à réguler. Par ailleurs, quelques hétérogénéités peuvent apparaître dans la couche provoquant des « trous » (manque localisé de matière).

Lors d'un dépôt de couche mince de  $\text{VO}_2$  le précurseur utilisé est le « vanadyl acetylacetonate » ( $\text{VO}(\text{acac})_2$ ) conduit par du diazote ( $\text{N}_2$ ) comme gaz vecteur et inerte dans la chambre. Le processus se fait à une température de  $450\text{ }^\circ\text{C}$  et à la pression atmosphérique.

## **5. ÉTUDE PRELIMINAIRE D'INTEGRATION DU $\text{VO}_2$ DANS DES DISPOSITIFS ELEMENTAIRES**

La conception des démonstrateurs dans le cadre du projet MUFRED nécessite une bonne compréhension du comportement du dioxyde de vanadium qui sera produit et de bien connaître ses caractéristiques. En effet, comme mentionné précédemment, les différentes propriétés du  $\text{VO}_2$ , notamment les propriétés électriques (conductivité et résistivité), varient selon les conditions de dépôt et les méthodes utilisées.

Cette partie sera donc consacrée à l'étude, la caractérisation et la compréhension du comportement du  $\text{VO}_2$  déposé dans les laboratoires partenaires (IRCER et LMGP) afin de pouvoir l'intégrer ultérieurement (Chapitre 4) dans des dispositifs RF plus complexes tout en prédisant leurs performances lors des différentes simulations réalisées.

Ainsi des fonctions RF élémentaires seront développées ici, telles que des commutateurs RF et des résonateurs à stubs. Afin de procéder à la fabrication et à la caractérisation et d'avoir un large panel de cas possibles tout en permettant une commande électrique simplifiée, ces dispositifs seront réalisés en technologie coplanaire (CPW). En effet, le dioxyde de vanadium étant déposé en couches minces, la technologie CPW permet d'envisager deux configurations de commutateur. Par ailleurs, une caractérisation des dispositifs en technologie CPW est réalisable à l'aide d'une station sous pointes, disponible entre autre au Lab-STICC.

### **5.1. PRESENTATION DES DISPOSITIFS ELEMENTAIRES A CONCEVOIR**

#### **5.1.1. COMMUTATEURS RF A BASE DE $\text{VO}_2$**

L'état de l'art a permis de montrer que le  $\text{VO}_2$  pouvait agir comme un interrupteur laissant passer un signal (DC et/ou RF) et que cet élément de commutation constitue un bloc

fondamental pour concevoir des dispositifs RF accordables. Ainsi, cette fonction élémentaire servira de dispositif de test dans le cadre de cette étude afin de caractériser et d'appréhender la qualité du dépôt du VO<sub>2</sub>.

Le commutateur RF à base de VO<sub>2</sub> est réalisé en technologie coplanaire (CPW) dont la géométrie est donnée Figure 3.23. La ligne CPW est composée d'un substrat de permittivité  $\epsilon_r$  d'une épaisseur  $H$  surmonté de trois lignes métalliques d'épaisseur  $t$  : une ligne centrale appelée ruban central (ou ruban chaud puisque véhiculant le signal RF) de largeur  $W$  entourée par deux lignes correspondant à la masse. Un gap de largeur  $G$  sépare le ruban central des lignes de masse de part et d'autre du ruban central.

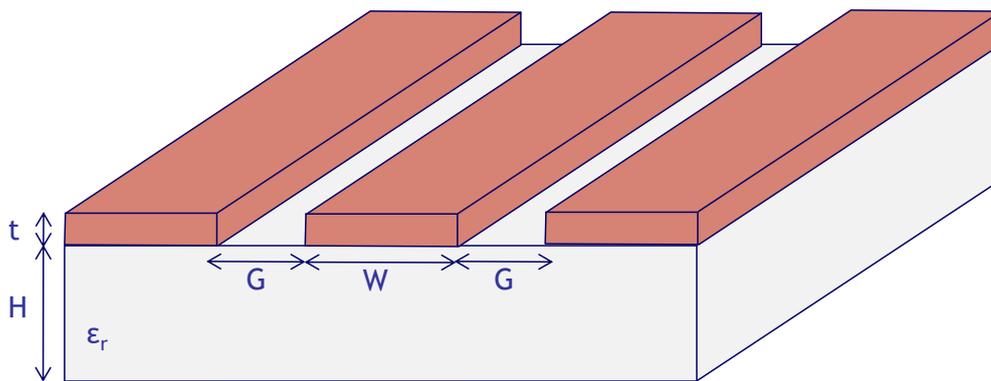


Figure 3.23 : Illustration de la géométrie d'une ligne coplanaire CPW

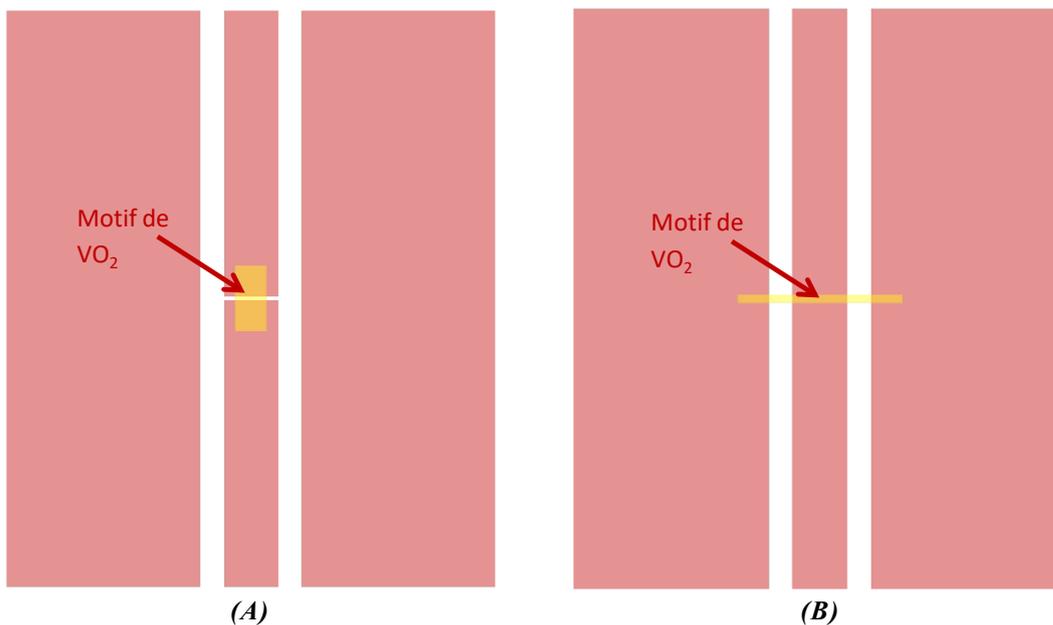


Figure 3.24 : Vue de dessus des commutateurs RF à base de VO<sub>2</sub> en configuration (A) série et (B) parallèle

En technologie CPW, deux configurations de commutateur sont possibles : série et parallèle.

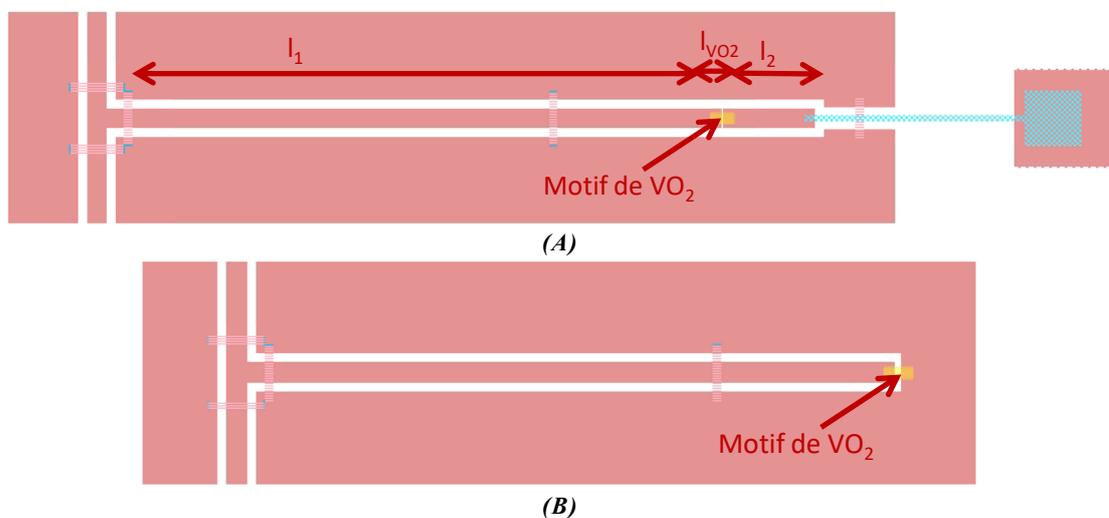
La configuration série consiste à couper le ruban central en deux en créant un gap entre les deux tronçons de ligne. Le VO<sub>2</sub> est positionné au niveau de ce gap et forme ainsi une jonction entre les ports RF d'entrée et de sortie (Figure 3.24.A). Lorsque le VO<sub>2</sub> est à son état

isolant (par la suite nommé état OFF), aucune transmission n'est possible pour le signal RF qui est entièrement réfléchi (en théorie). Dans son état métallique (état par la suite nommé ON), la jonction conductrice créée par le VO<sub>2</sub> permet au signal RF de se propager à travers la ligne CPW.

Dans le cas de la configuration dite parallèle, le VO<sub>2</sub> réalise une jonction entre le ruban central et les plans de masse présents de part et d'autres (Figure 3.24.B). Ainsi, lorsque le VO<sub>2</sub> est dans l'état OFF, il ne perturbe pas ou très peu, la transmission du signal RF. A l'inverse, dans son état ON, le motif de VO<sub>2</sub> vient créer une portion de ligne conductrice (état métallique conducteur du VO<sub>2</sub>) qui relie les plans de masse et le ruban central réalisant ainsi un court-circuit au milieu de la ligne de transmission. La propagation du signal RF est alors perturbée : le signal RF est, en théorie, entièrement réfléchi (aucune transmission).

### 5.1.2. STUBS RECONFIGURABLES A BASE DE VO<sub>2</sub>

Afin de montrer le caractère reconfigurable de fonctions RF, des stubs reconfigurables ont été conçus en utilisant des commutateurs RF à base de VO<sub>2</sub>. Une approche similaire à celle des commutateurs RF a conduit à étudier deux configurations différentes : une configuration appelée CO – CO et une autre appelée CO – CC (CO = Circuit Ouvert ; CC = Court-Circuit). Dans la première configuration, CO – CO, le VO<sub>2</sub> de longueur  $l_{VO_2}$ , réalise une jonction entre un stub de longueur  $l_1$  et une portion de ligne de longueur  $l_2$  (Figure 3.25.A). Lorsque le VO<sub>2</sub> est dans son état OFF (état isolant), la portion de ligne  $l_2$  est déconnectée du stub de longueur  $l_1$  qui forme alors un stub ouvert (CO). Ce stub résonne à une fréquence  $f_1$  (dépendante de la longueur  $l_1$ ). Lorsque le VO<sub>2</sub> est dans son état ON (état métallique), la longueur du stub est prolongée formant ainsi un nouveau stub CO d'une longueur  $l_1 + l_{VO_2} + l_2$  résonnant alors à une deuxième fréquence  $f_2$  (inférieure à la fréquence  $f_1$ ). D'un point de vue RF, le stub CO agit comme un filtre coupe-bande à sa fréquence de résonance.



**Figure 3.25 :** Vue de dessus des stubs RF reconfigurables à base de VO<sub>2</sub> en configuration (A) CO–CO et (B) CO–CC

Dans la deuxième configuration, CO – CC, le VO<sub>2</sub> réalise une jonction entre le stub de longueur  $l_1$  et le plan de masse (Figure 3.25.B). Lorsque le VO<sub>2</sub> est dans son état OFF, le stub est en configuration Circuit-Ouvert (CO) et résonne donc à la fréquence  $f_1$ . A l'état ON du VO<sub>2</sub>, ce dernier vient court-circuiter le stub en le reliant au plan de masse transformant ainsi un stub CO en un stub en configuration Court-Circuit (stub CC) de même longueur. Le filtre coupe-bande (stub CO) devient alors un filtre passe-bande (stub CC) à la fréquence de travail considérée.

### 5.1.3. POLARISATION DES MOTIFS DE VO<sub>2</sub>

Lors de la conception et avant la fabrication, il est nécessaire de s'interroger sur la commande utilisée afin de contrôler la transition MIT du dioxyde de vanadium et d'adapter les designs des dispositifs en conséquence. Durant cette étude, les motifs de VO<sub>2</sub> présents au sein des dispositifs présentés, sont conçus initialement pour être commandés avec une commande électrique mais pourront également être contrôlés optiquement.

En ce qui concerne les commutateurs RF dans les deux configurations et le stub CO – CC, la commande électrique du VO<sub>2</sub> peut se faire à travers les pointes GSG de la station sous pointes à l'aide de Tés de polarisation permettant d'appliquer un signal DC par les pointes tout en protégeant l'analyseur de réseau. Pour ces dispositifs, aucune modification quant à la polarisation n'est alors à apporter.

Dans le cas du stub CO – CO, la commande électrique ne peut plus se faire à travers les pointes et les Tés de polarisation car le VO<sub>2</sub> ne se situe ni directement entre les deux ports RF ni entre le ruban central et le plan de masse du CPW. Dans ce contexte, il est nécessaire de mettre en œuvre, lors de la conception du circuit, un système spécifique de polarisation électrique du VO<sub>2</sub> (Figure 3.26).

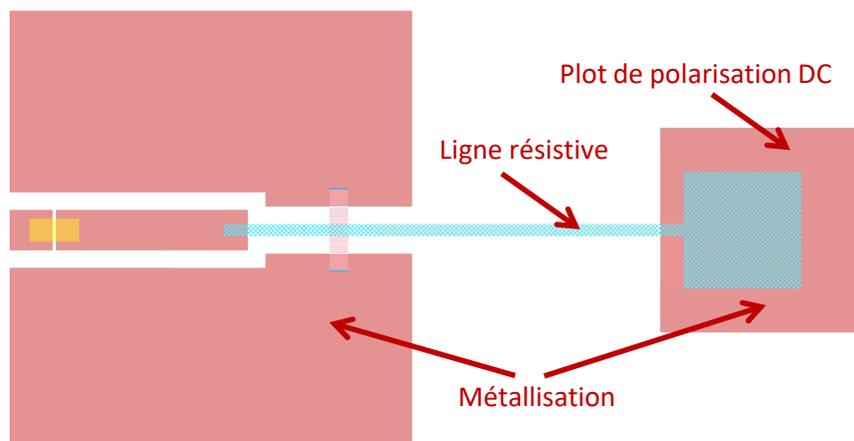


Figure 3.26 : Zoom sur la polarisation électrique du motif de VO<sub>2</sub> au niveau du stub CO–CO

Pour ce faire, une ligne résistive a été intégrée en bout de stub pour relier ce dernier à un plot de polarisation DC sur lequel une pointe DC externe sera positionnée. Ainsi le signal DC parviendra à une extrémité du motif de VO<sub>2</sub>. L'autre extrémité du motif de VO<sub>2</sub> étant reliée

au port RF, il sera possible d'appliquer une différence de potentiel à travers les pointes RF et les Tés de polarisation.

#### 5.1.4. CAHIER DES CHARGES ET DIMENSIONNEMENT DES DISPOSITIFS

Le Saphir étant particulièrement adapté à une croissance mono-orientée du dioxyde de vanadium, il sera utilisé comme substrat dans la conception des dispositifs. Deux coupes du Saphir sont disponibles : Saphir C et Saphir R. La deuxième présente une anisotropie de permittivité électrique et exige donc d'être vigilant au niveau de la modélisation lors des simulations pour espérer obtenir les résultats expérimentaux attendus. Ainsi, dans un premier temps, il est préférable de concevoir et d'optimiser ces dispositifs (conception avant fabrication) sur un substrat Saphir C de permittivité  $\varepsilon_r = 9,3$  homogène, d'épaisseur  $H = 508 \mu\text{m}$ . Les différents paramètres, notamment les épaisseurs de métallisation, sont donnés (Table 3.3) par les partenaires du consortium en charge des dépôts de  $\text{VO}_2$  (IRCER) et de métallisation (XLIM). Par ailleurs, l'expertise des laboratoires XLIM et IRCER sur le dioxyde de vanadium a permis d'évaluer des conductivités de ce dernier dans un cas appelé « cas défavorable » : cas pour lequel à l'état isolant, le  $\text{VO}_2$  est un mauvais isolant (conductivité de  $\sigma_i = 500 \text{ S.m}^{-1}$ ) et un mauvais conducteur à son état métallique (conductivité de  $\sigma_m = 5 \times 10^5 \text{ S.m}^{-1}$ ). Ces paramètres vont permettre d'optimiser les dimensions des dispositifs en fonction du cahier des charges imposé par le Lab-STICC (Table 3.4).

	Paramètres	Valeurs	Unités
Substrat Saphir C	Dimensions	$15 \times 15$	$\text{mm}^2$
	Épaisseur $H$	508	$\mu\text{m}$
	Permittivité $\varepsilon_r$	9,3	
	Pertes diélectriques	$1 \times 10^{-4}$	
Métallisation Or	Épaisseur $t$	1,5	$\mu\text{m}$
	Conductivité $\sigma$	$4,1 \times 10^7$	$\text{S.m}^{-1}$
Lignes résistive Molybdène	Résistivité $\rho_{Mo}$	$5 \times 10^{-5}$	$\Omega.\text{m}$
Cas défavorable $\text{VO}_2$	Conductivité isolant $\sigma_i$	500	$\text{S.m}^{-1}$
	Conductivité métal $\sigma_m$	$5 \times 10^5$	$\text{S.m}^{-1}$

Table 3.3: Différents paramètres donnés par les partenaires XLIM et IRCER pour optimiser en simulation les premiers démonstrateurs élémentaires

Dispositifs	Paramètres	Valeurs	Unités
Stub CO – CO	Fréquence de travail principale $f_I$	15	GHz
	Décalage fréquentiel $\Delta f$	2 / 13,3	GHz / %

	<b>Fréquence de travail secondaire <math>f_2</math></b>	13	GHz
	<b>Paramètre <math>S_{21}</math> @ <math>f_1</math></b>	$< -20$	dB
	<b>Paramètre <math>S_{11}</math> @ <math>f_1</math></b>	$> -0,5$	dB
<b>Commutateurs</b>	<b>Isolation / Adaptation</b>	$< -15$	dB
	<b>Impédance de ligne</b>	50	$\Omega$

Table 3.4: Cahier des charges des dispositifs

La conception des dispositifs, réalisé sur ADS Momentum de Keysight Technologies, fonctionnant à 15 GHz et adaptés à une impédance de ligne de  $50 \Omega$  a permis d'obtenir les dimensions indiquées Figure 3.27 et Figure 3.28 pour des épaisseurs de  $VO_2$  et de lignes résistives en molybdène (Mo) respectivement de  $H_{VO_2} = 150 \text{ nm}$  et  $H_{Mo} = 100 \text{ nm}$ .

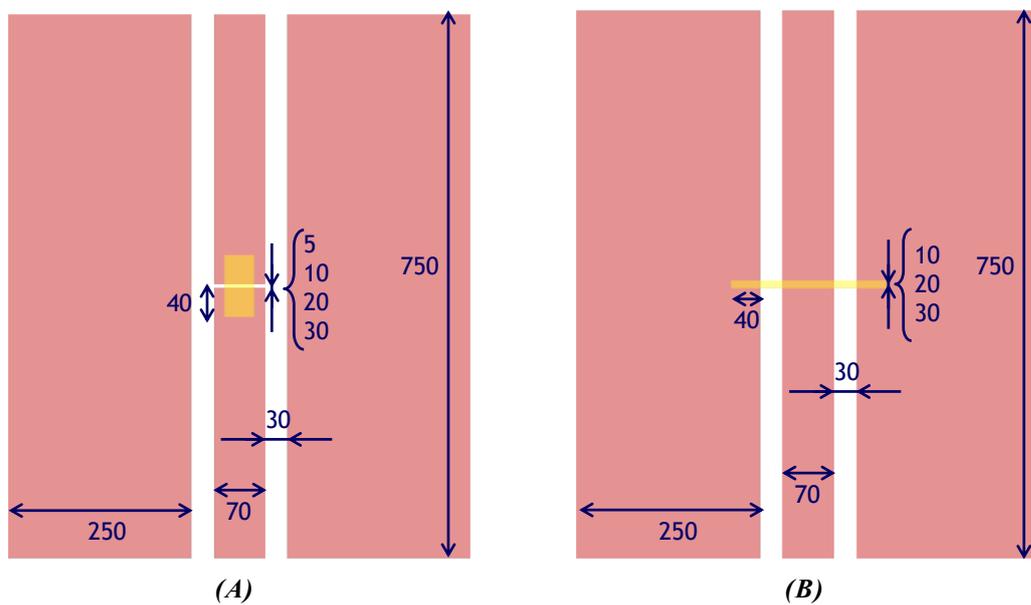


Figure 3.27 : Dimensions (en  $\mu\text{m}$ ) des commutateurs RF en configuration (A) série et (B) parallèle

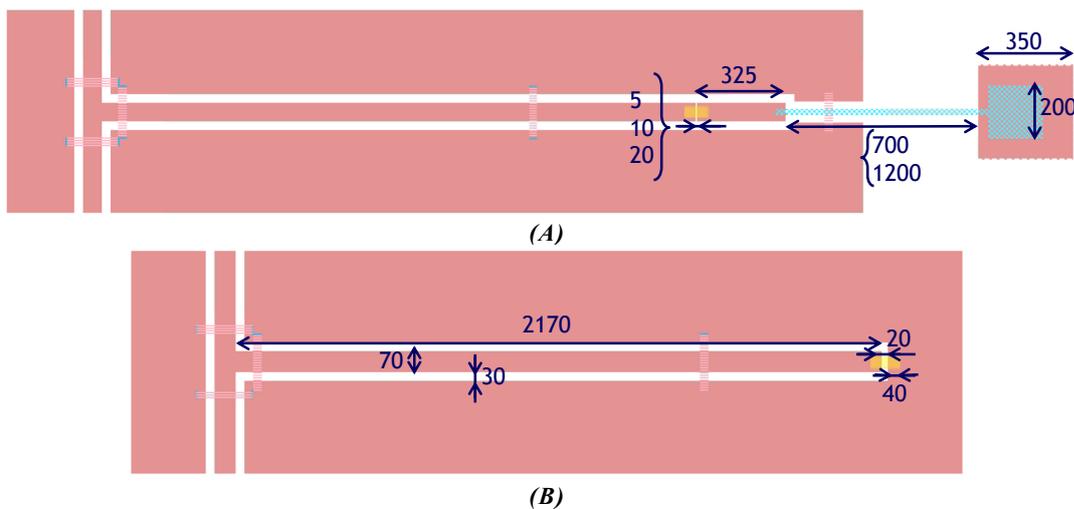


Figure 3.28 : Dimensions (en  $\mu\text{m}$ ) des stubs reconfigurables (A) CO-CO et (B) CO-CC

Les différents paramètres S en simulation dans les états OFF et ON de ces dispositifs sont donnés Figure 3.29. Ces paramètres S sont obtenus pour des conductivités de  $VO_2$  dans le cas appelé « défavorable ». Les deux dispositifs principaux (commutateur RF série et stub CO -

CO) présentent de bonnes performances et répondent bien au cahier des charges avec un décalage fréquentiel de 2 GHz entre les états OFF et ON pour le stub CO – CO.

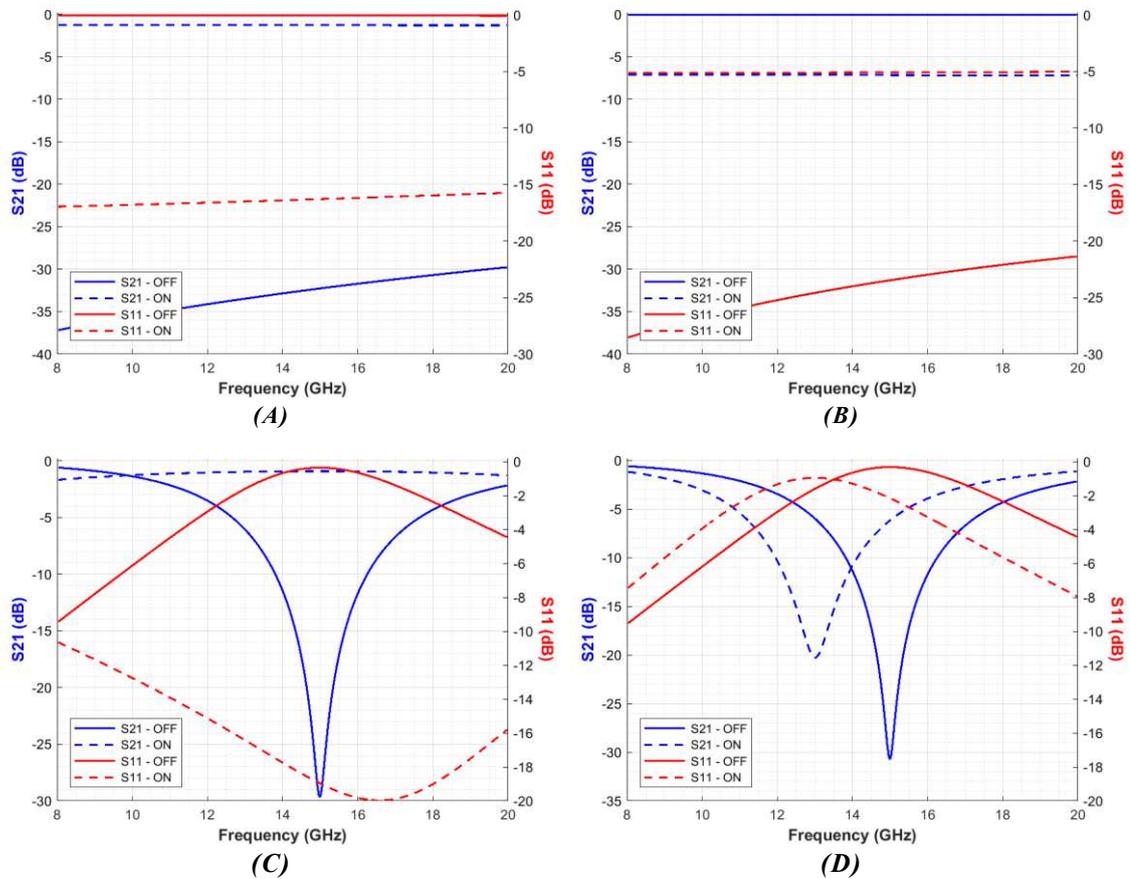


Figure 3.29 : Paramètres  $S$  en simulation des commutateurs RF en configuration (A) série avec un gap de  $5 \mu\text{m}$ , (B) parallèle avec une largeur de  $\text{VO}_2$  de  $10 \mu\text{m}$  et des stubs reconfigurables (C) CO-CC et (D) CO-CO avec un gap de  $\text{VO}_2$  de  $5 \mu\text{m}$

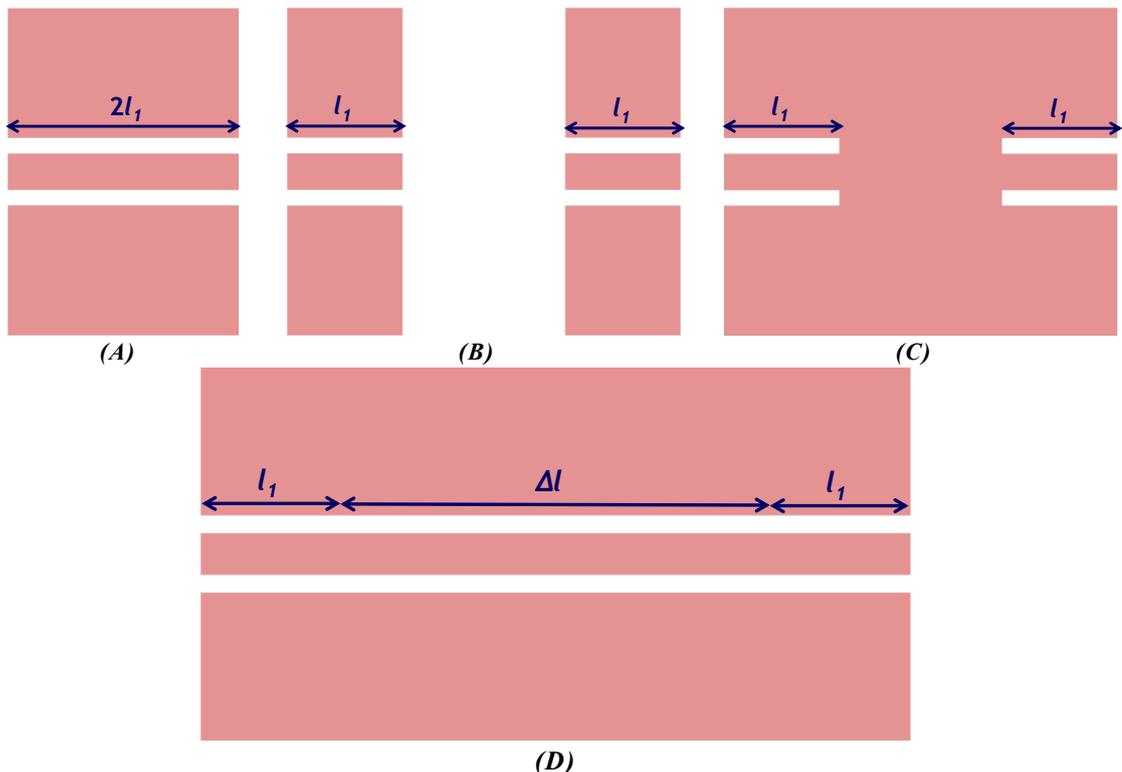


Figure 3.30 : Kit TRL (A) « Thru », (B) « Reflect open », (C) « Reflect short » et (D) « Line »

Par ailleurs, en prévision des mesures expérimentales à réaliser sur ces dispositifs, un kit de mesure TRL (« Thru » – « Reflect » - « Line ») a aussi été préparé (Figure 3.30). Les dimensions de ce kit sont données Table 3.5. Le déphasage réalisé par la longueur de ligne supplémentaire ( $\Delta l$ ) du dispositif « Line » (Figure 3.30.D) est de  $20,1^\circ$  et  $40,3^\circ$  respectivement à 10 GHz et 20 GHz.

Paramètres	Valeurs
$l_1$ ( $\mu\text{m}$ )	220
$\Delta l$ ( $\mu\text{m}$ )	750
$\Phi_{S21}(\Delta l @ 10 \text{ GHz})$ ( $^\circ$ )	20,1
$\Phi_{S21}(\Delta l @ 20 \text{ GHz})$ ( $^\circ$ )	40,3

**Table 3.5:** Dimensions du Kit TRL réalisé et déphasage obtenu par la longueur de ligne supplémentaire du dispositif « Line »

## 5.2. REALISATION

Lors de la fabrication des circuits, la première étape réalisée consiste à déposer le  $\text{VO}_2$ . Ce dernier est déposé par la technique de la PLD à l'IRCER avec une épaisseur de  $H_{\text{VO}_2} = 200 \text{ nm}$  sur l'ensemble de la surface d'un substrat Saphir R d'épaisseur  $H = 508 \mu\text{m}$  et de dimensions  $15 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$  (dimensions contraintes par le bâti de la PLD d'IRCER). Par la suite, l'échantillon est placé sur un module Peltier chauffant et, à l'aide de la méthode des 4 pointes, une mesure brute des résistivités à l'état isolant et à l'état métallique a été menée à XLIM (Table 3.6). Ces mesures ont été réalisées à deux températures différentes : à une température ambiante de  $22^\circ\text{C}$  pour laquelle la couche de  $\text{VO}_2$  est à l'état isolant (résistivité de  $1,85 \times 10^{-2} \Omega\cdot\text{m}$ ) et à une température supérieure à celle de la transition théorique du  $\text{VO}_2$ ,  $90^\circ\text{C}$  pour laquelle le  $\text{VO}_2$  passe à son état conducteur (résistivité de  $1,66 \times 10^{-6} \Omega\cdot\text{m}$ ). Ainsi un ratio de 4 ordres de grandeur est constaté entre les deux états (plus précisément  $1,11 \times 10^4$ ).

Température ( $^\circ\text{C}$ )	22	90
Résistivité ( $\Omega\cdot\text{m}$ )	$1,85 \times 10^{-2}$	$1,66 \times 10^{-6}$
Conductivité ( $\text{S}\cdot\text{m}^{-1}$ )	54,1	$6,02 \times 10^5$

**Table 3.6:** Résistivités et conductivités correspondantes (mesurées à XLIM par la méthode des 4 pointes) de la couche de  $\text{VO}_2$  (déposée par PLD à l'IRCER)

Une fois ces mesures faites, une gravure sélective de cette couche de  $\text{VO}_2$  est réalisée à XLIM pour ne garder que les zones d'intérêts qui serviront à former les différents commutateurs. Puis le dépôt d'une couche de molybdène (Mo) d'une épaisseur de  $150 \text{ nm}$  a été réalisé présentant une résistivité de  $\rho_{\text{Mo}} = 6,15 \times 10^{-6} \Omega\cdot\text{m}$ . Finalement, une couche de titane (Ti) d'une épaisseur de  $20 \text{ nm}$  permettant une bonne accroche de l'or (Au) d'épaisseur  $600 \text{ nm}$  sur le saphir est nécessaire. Ces trois dernières couches de métallisation et de lignes résistives

sont réalisées par la technique du « lift-off » (Figure 3.31). Pour chaque dispositif, plusieurs configurations ont été simulées et réalisées avec des longueurs différentes du gap du  $\text{VO}_2$  (allant de  $5 \mu\text{m}$  à  $30 \mu\text{m}$ ) et des longueurs de lignes résistives différentes. Ces configurations doivent permettre d'analyser et de comprendre l'influence du gap sur les différentes grandeurs observées (paramètres S, puissance d'activation, etc.).

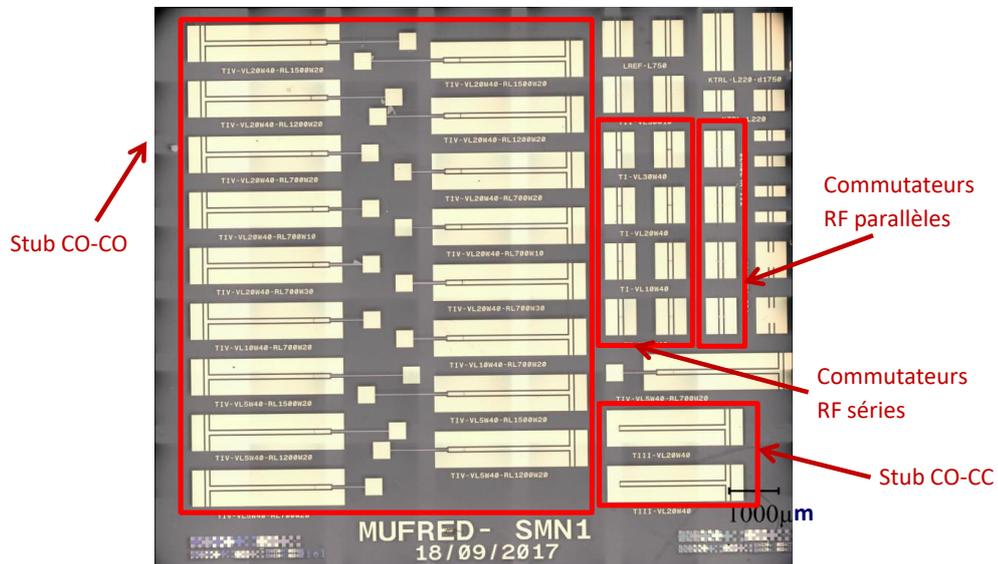


Figure 3.31 : Photographie de la réalisation sur saphir R (crédit photo XLIM)

### 5.3. RESULTATS EXPERIMENTAUX PAR COMMANDE ELECTRIQUE

Les dispositifs réalisés ont nécessité pour certains (notamment les stubs CO – CO et CO – CC) une dépose de fils d'or (« bondings ») permettant, en maintenant les plans de masses au même potentiel de part et d'autres du ruban central, d'éviter l'excitation et la propagation du mode impair en CPW (due aux jonctions et discontinuités). Cependant, certains des dispositifs ont été dégradés durant cette opération, créant parfois des courts-circuits, et se sont avérés inutilisables (tels que le stub CO – CC). D'autres dispositifs, tels que les commutateurs RF en configuration parallèle, ont été difficiles à mesurer. En effet, le  $\text{VO}_2$  a nécessité une puissance électrique anormalement élevée sans pour autant commuter, les dégradant irréversiblement (Figure 3.32).

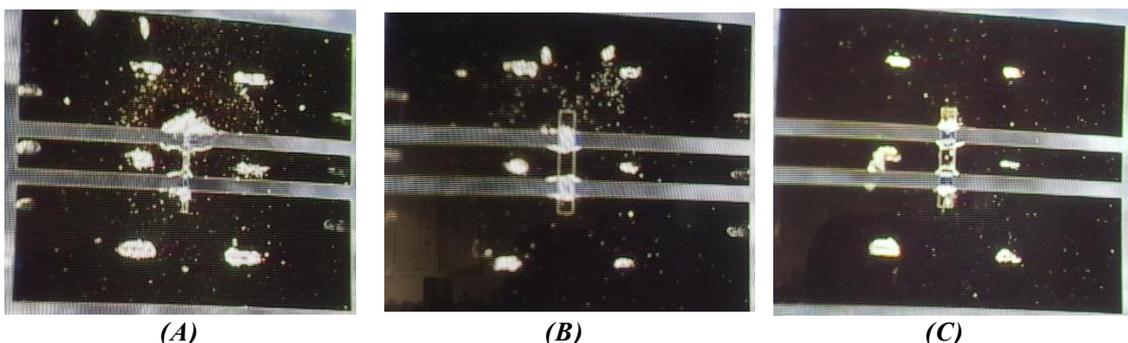


Figure 3.32 : Vue de la destruction de la couche de  $\text{VO}_2$  sur les commutateurs RF parallèles

Ces dispositifs, en particulier les commutateurs RF parallèles, seront à nouveau fabriqués lors d'une prochaine réalisation (sur des dispositifs plus optimisés) afin d'essayer de comprendre l'origine de tous les défauts et ne seront donc pas développés dans cette partie. Seuls les résultats des commutateurs RF série et des stubs CO – CO le seront.

Au vue des différences entre les paramètres utilisés pour la simulation et les paramètres de fabrication (permittivité, résistivité, épaisseur de métallisation, etc.), une rétro-simulation a été nécessaire à l'issue des mesures expérimentales. Les résultats de simulation présentés par la suite sont ceux obtenus par rétro-simulation afin de pouvoir en faire une comparaison.

### 5.3.1. COMMUTATEUR RF SERIE

Les mesures ont été réalisées au Lab-STICC en utilisant une station sous pointes équipée de pointes GSG (Figure 3.33.A). Une différence de potentiel est appliquée entre les pointes S des pointes GSG avec une résistance en série de  $2\text{ k}\Omega$  et un ampèremètre permettant de relever l'intensité (principe donné à la Figure 3.33.B). Les paramètres S sont observés sur la bande de fréquences  $8 - 20\text{ GHz}$  à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel et protégé par des Tés de polarisation. La tension appliquée et le courant traversant le commutateur à base de  $\text{VO}_2$  sont relevés.

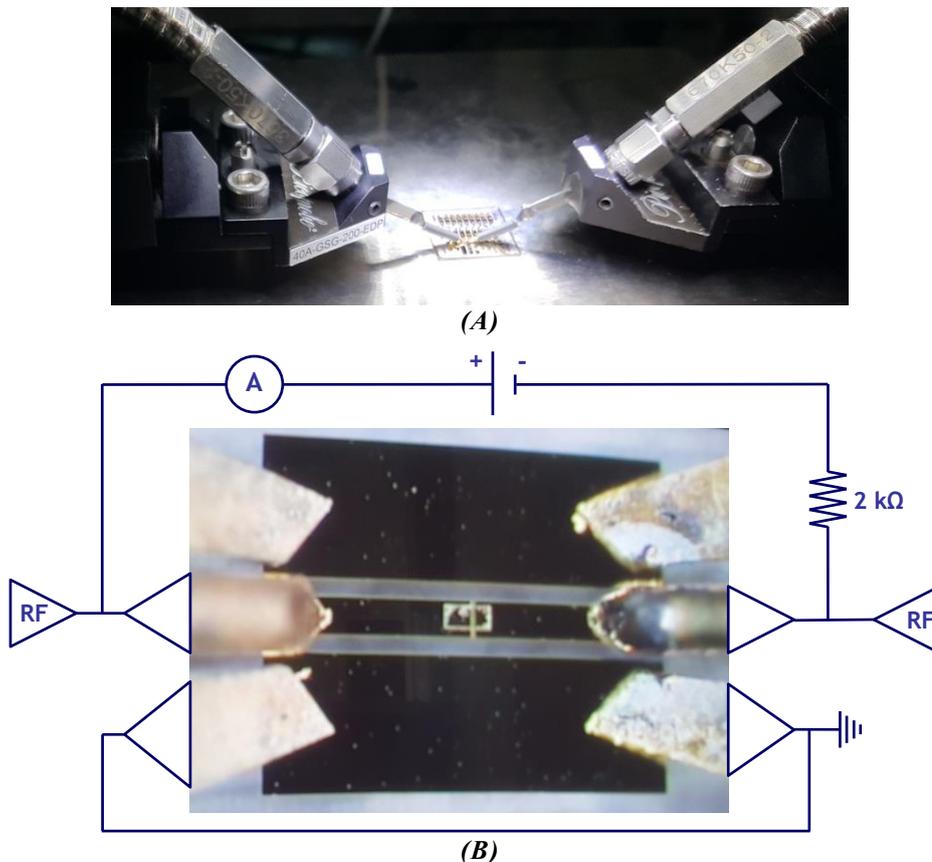


Figure 3.33 : (A) Photographie des pointes GSG posées sur le commutateur RF série et (B) schéma du principe de commande électrique du motif de  $\text{VO}_2$

Les évolutions des paramètres S pour les commutateurs RF en configuration série avec un gap de  $5\text{ }\mu\text{m}$  et  $30\text{ }\mu\text{m}$  sont données Figure 3.34.A et Figure 3.34.B respectivement. Les

commutateurs offrent des performances prometteuses avec des adaptations ( $S_{11}$  à l'état ON) et des isolations ( $S_{21}$  à l'état OFF) inférieures à  $-15$  dB. Les pertes sont cependant variables selon la longueur du motif de  $VO_2$  allant de 1,2 dB (pour un gap de  $5 \mu\text{m}$ ) à 2,0 dB (pour un gap de  $30 \mu\text{m}$ ) (Figure 3.35.A).

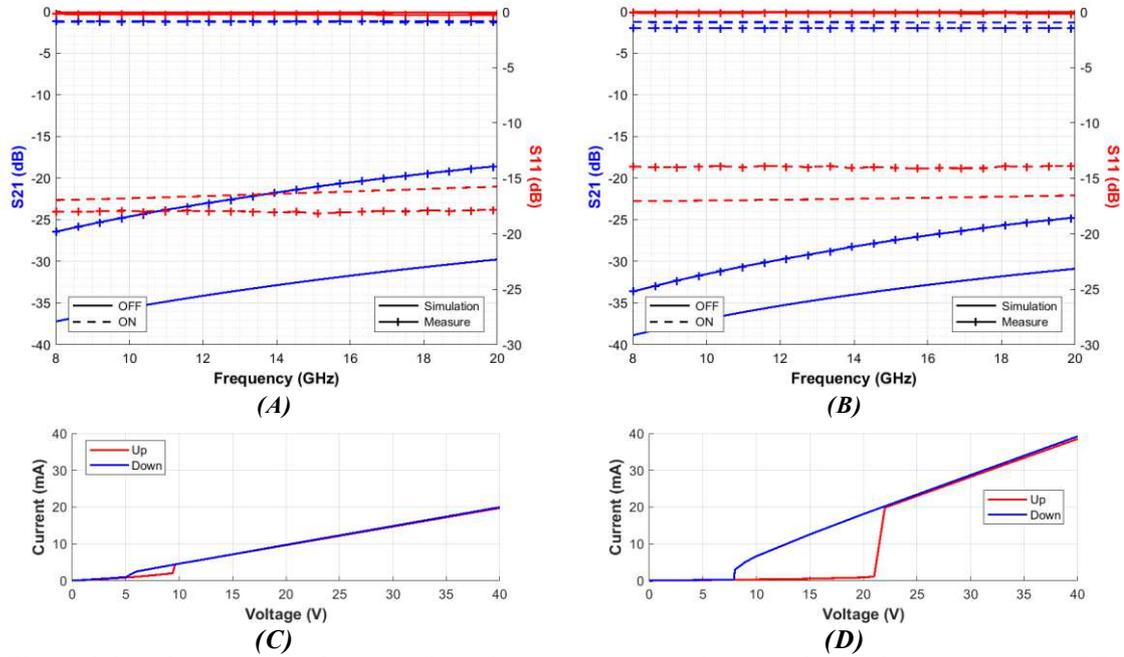


Figure 3.34 : Comparaison des paramètres  $S$  en mesure et en rétro-simulation des commutateurs RF séries avec un gap de  $VO_2$  de (A)  $5 \mu\text{m}$  et (B)  $30 \mu\text{m}$ , courbes caractéristiques I-V correspondantes pour (C)  $5 \mu\text{m}$  et (D)  $30 \mu\text{m}$

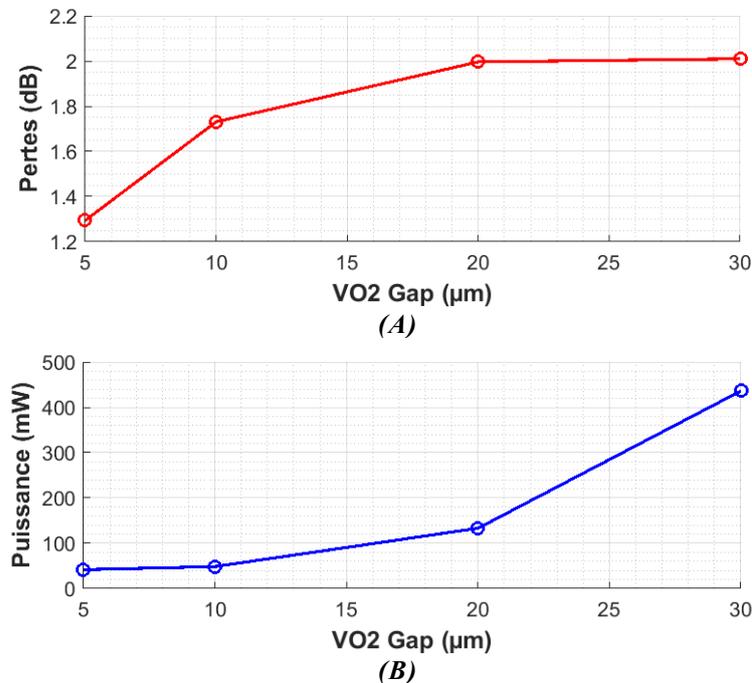


Figure 3.35 : Variation (A) des pertes et (B) de la puissance électrique d'activation en fonction de la longueur du gap de  $VO_2$

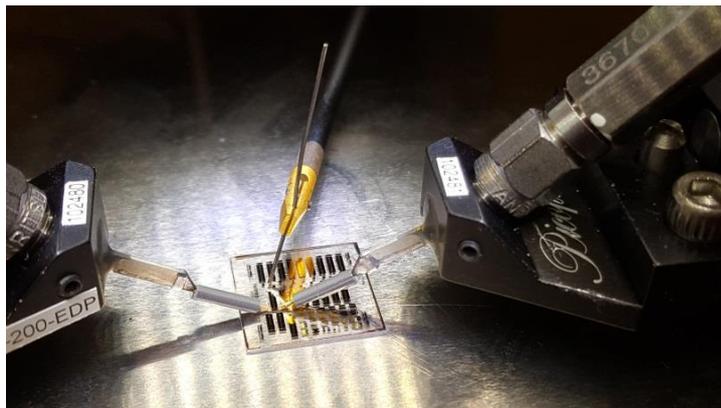
Les courbes caractéristiques I-V des commutateurs sont données Figure 3.34.C et Figure 3.34.D respectivement pour un gap de  $5 \mu\text{m}$  et  $30 \mu\text{m}$ . L'hystérésis mentionnée au paragraphe 3.2.5 est bien présente et sa largeur ainsi que ses valeurs de seuil sont variables

selon la largeur du gap de VO<sub>2</sub>. Les valeurs de tension et de courant lors de la transition isolant vers métal sont rappelées Table 3.7 ainsi que la puissance électrique nécessaire à l'activation du VO<sub>2</sub> (Figure 3.35.B). Cette puissance est variable avec les dimensions du motif et sera donc un critère (en plus des pertes à l'état ON) important pour le dimensionnement de futurs dispositifs RF. En effet, pour un commutateur RF en configuration série, il sera essentiel de réaliser un compromis entre la minimisation des pertes à l'état métallique (ON), la maximisation de l'isolation à l'état isolant (OFF) et la puissance d'activation.

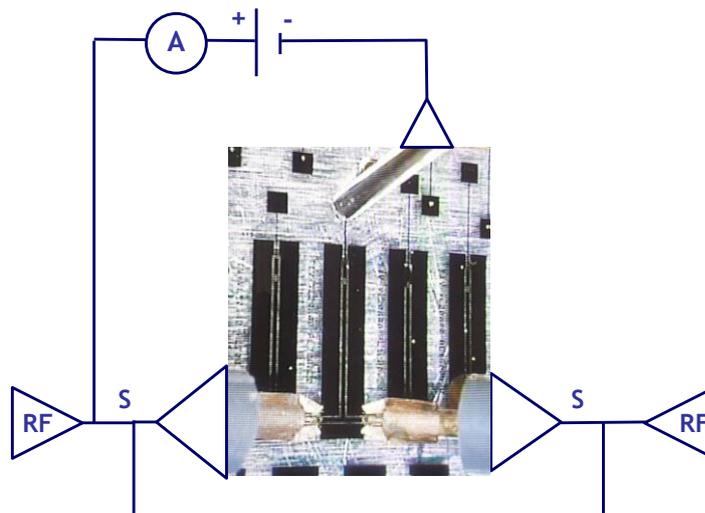
Gap de VO <sub>2</sub> (µm)	5	10	20	30
Tension (V)	9,6	10,3	12,6	22
Intensité (mA)	4,35	4,71	10,56	19,83
Puissance (mW)	41,78	48,51	133,1	436,3
Pertes (dB)	1,29	1,73	1,98	2,01

Table 3.7: Variation lors du passage de la transition d'isolant à métal pour différentes valeurs de gap de VO<sub>2</sub> des différents paramètres observés

### 5.3.2. STUB CO-CO



(A)



(B)

Figure 3.36 : (A) Photographie de la pointe externe DC et (B) schéma de principe de polarisation du motif de VO<sub>2</sub>

Les mesures pour le stub CO – CO se font de manière identique au commutateur RF série à l'exception de la polarisation du motif de VO<sub>2</sub> qui se fait à l'aide d'une pointe externe à travers le plot de polarisation et la résistance série de Molybdène prévus à cette effet (Figure 3.36.A).

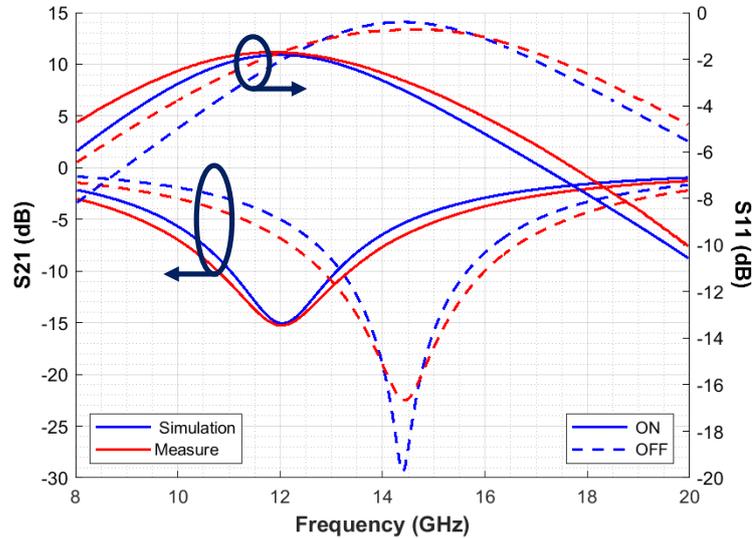


Figure 3.37 : Comparaison des paramètres  $S$  en mesures et en rétro-simulation du stub CO-CO avec un gap de  $5 \mu\text{m}$

	Paramètres	Valeurs	Unités
Substrat Saphir R	Épaisseur $H$	508	$\mu\text{m}$
	Permittivité $\epsilon_r$	10,6	
	Pertes diélectriques	$1 \times 10^{-4}$	
Métallisation Or	Épaisseur $t$	600	$\mu\text{m}$
	Conductivité $\sigma$	$4,1 \times 10^7$	$\text{S.m}^{-1}$
Lignes résistives Molybdène	Résistivité $\rho_{Mo}$	$5,7 \times 10^{-6}$	$\Omega.\text{m}$
Cas réel VO <sub>2</sub>	Conductivité isolant $\sigma_i$	54,1	$\text{S.m}^{-1}$
	Conductivité métal $\sigma_m$	$6,02 \times 10^5$	$\text{S.m}^{-1}$

Table 3.8: Différents paramètres donnés par les partenaires XLIM et IRCER pour optimiser en simulation les premiers démonstrateurs élémentaires

Une différence de potentiel est appliquée entre la pointe externe DC et la pointe S (centrale) des pointes GSG. Les deux pointes S sont placées au même potentiel (principe donné à la Figure 3.36.B). Les paramètres  $S$  sont relevés et donnés Figure 3.37 pour un stub CO – CO avec un gap de VO<sub>2</sub> de  $5 \mu\text{m}$ . La fréquence de résonance du stub à l'état OFF est observée à une fréquence de 14,4 GHz au lieu de 15 GHz comme prévu lors de la conception. Cette différence peut s'expliquer par la différence de permittivité entre les substrats saphir C et saphir R. Par ailleurs, l'agilité en fréquence est plus importante que celle initialement prévue (2,4 GHz au lieu de 2 GHz) et peut-être expliquée par une résistivité de la ligne résistive inférieure à celle utilisée

lors des simulations. Une rétro-simulation a permis d'ajuster ces valeurs, celles-ci sont données en bleu Table 3.8.

Ces premiers démonstrateurs ont permis de caractériser le VO<sub>2</sub> déposé par PLD à l'IRCER dont les propriétés seront utilisées lors des prochaines conceptions à venir. La simplicité des dispositifs présentés précédemment permet, en accord avec les objectifs de MUFRED, de pouvoir procéder à de premières expérimentations optiques pour caractériser les temps de commutation.

## 6. COMMANDE OPTIQUE ET TEMPS DE COMMUTATION

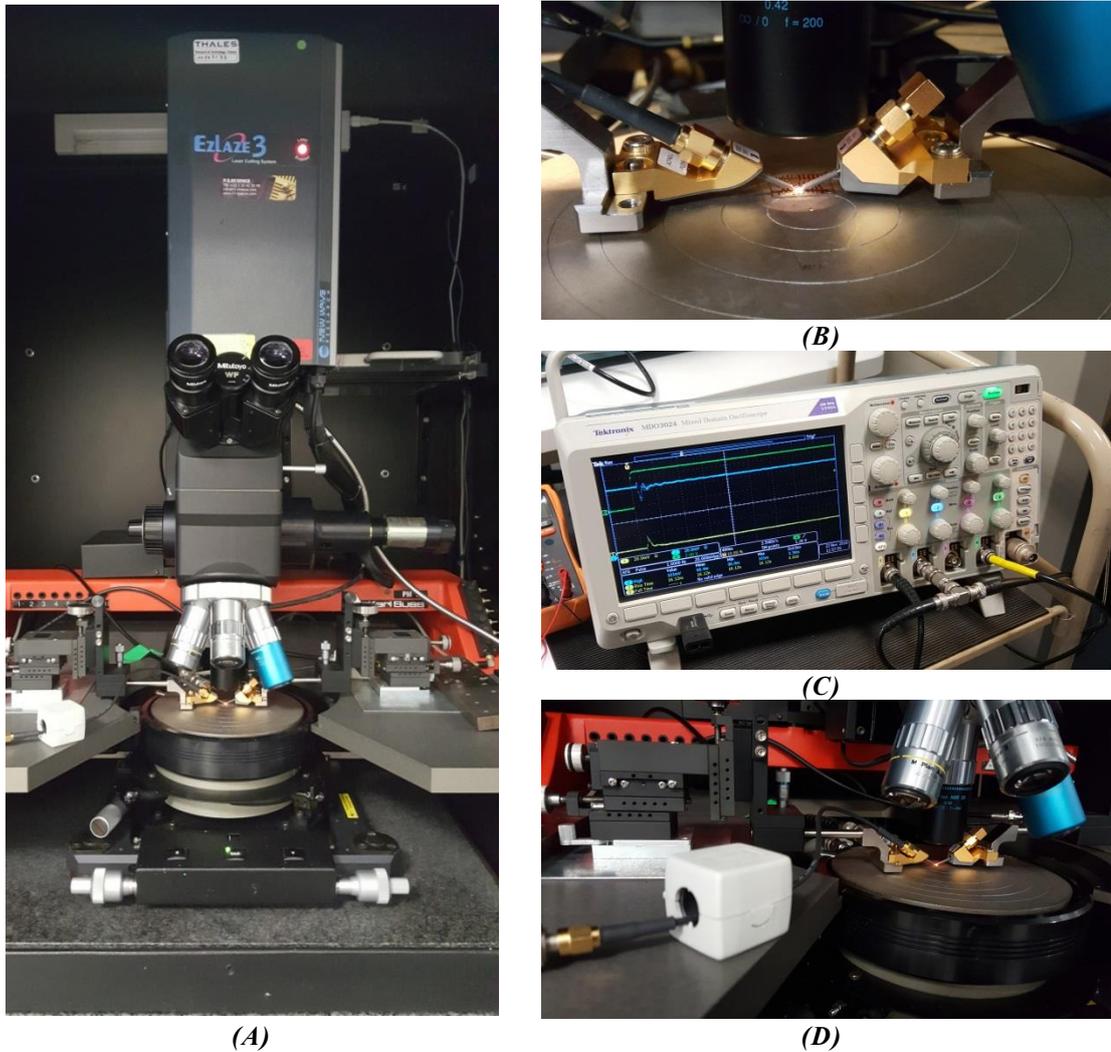
Dans cette partie, les premières manipulations utilisant une commande optique dans le cadre du projet MUFRED sont présentées. Ces mesures ont été réalisées à Thales Research & Technology (TRT) sur certains dispositifs présentés dans la partie précédente et ont pour objectif de caractériser les temps de commutation par commande optique. Ces tests sont pour l'instant seulement préliminaires car l'ensemble du système de commande n'est pas encore finalisé.

---

### 6.1. MANIPULATION

---

Lors des manipulations faites dans le cadre de MUFRED pour mettre en œuvre la commande optique du VO<sub>2</sub>, un laser à trois longueurs d'ondes a été utilisé : ultra-violet (UV) à 355 nm, vert (G) à 532 nm et proche infra-rouge (NIR) à 1064 nm. Ce laser, avec une durée d'impulsion de 4 ns et trois objectifs ( $\times 2$ ,  $\times 10$  et  $\times 50$ ) (Figure 3.38.A), est placé au-dessus d'une station sous pointes (Figure 3.38.B). Une fente aux dimensions modulables (en X et en Y) permet d'ajuster la tâche du faisceau aux dimensions souhaitées. Un oscilloscope avec générateur intégré est utilisé à la fois pour générer une tension de 500 mV aux extrémités des pointes RF avec une résistance série de 50  $\Omega$  et pour relever les signaux étudiés (Figure 3.38.C). Ces expériences ont été réalisées sur les commutateurs RF en configuration série. A l'état isolant du VO<sub>2</sub>, la tension appliquée se trouve entièrement aux bornes du motif de VO<sub>2</sub> en raison de son caractère « interrupteur ouvert ». Cette tension, bien inférieure à la tension de commutation d'isolant vers métal, ne fait pas transiter le motif et se trouve en permanence aux bornes du motif de VO<sub>2</sub>. Lors de l'impulsion laser à la longueur d'onde NIR, selon l'énergie injectée, le VO<sub>2</sub> transite vers son état métallique et revient à son état isolant (caractère non bistable du VO<sub>2</sub> évoqué dans le paragraphe 3.2.3) à la fin de l'impulsion. Dans son état métallique, un courant traverse le circuit y compris la résistance série. La tension aux bornes de la résistance est relevée à l'aide de l'oscilloscope. Une photodiode permet de s'assurer que le motif de VO<sub>2</sub> a bien été excité par l'impulsion. Des bagues de ferrites permettent d'éliminer le bruit ambiant des signaux relevés (Figure 3.38.D).



**Figure 3.38** : Photographies des manipulations avec laser réalisées à TRT : (A) le laser et ses objectifs au-dessus de la station sous pointes, (B) zoom sur la station sous pointes, (C) oscilloscope et (D) bagues de ferrites

## 6.2. TEMPS DE COMMUTATION

L'impulsion du laser fait transiter le  $\text{VO}_2$  dans son état métallique permettant ainsi l'existence d'un courant qui parcourt le circuit. La durée d'activation du  $\text{VO}_2$  ainsi que l'intensité du courant le traversant sont variables selon l'énergie d'excitation (Figure 3.39). Le laser étant un laser impulsionnel (une durée d'impulsion de 4 ns) et le  $\text{VO}_2$  n'étant pas bistable, le commutateur RF série revient tout naturellement à son état OFF (état isolant du  $\text{VO}_2$ ) après dissipation de l'énergie sous forme thermique.

Un « palier » est remarqué dans la pente de la commutation lors du passage d'isolant à métallique (Figure 3.40). A priori, deux phénomènes interviennent lors d'une excitation optique [69]. La première pente correspondrait à une réaction rapide du matériau pour lequel l'apport de photons est insuffisant pour maintenir une conductivité. Les excitations avec une faible énergie provoquent une descente très rapide sans durée de maintien dans l'état conducteur. La seconde pente correspondrait à une réaction plus lente : l'apport de photons

ayant atteint un seuil fait alors transiter complètement le VO<sub>2</sub> dans son état métallique et permet de maintenir une conductivité dans cet état durant une certaine durée.

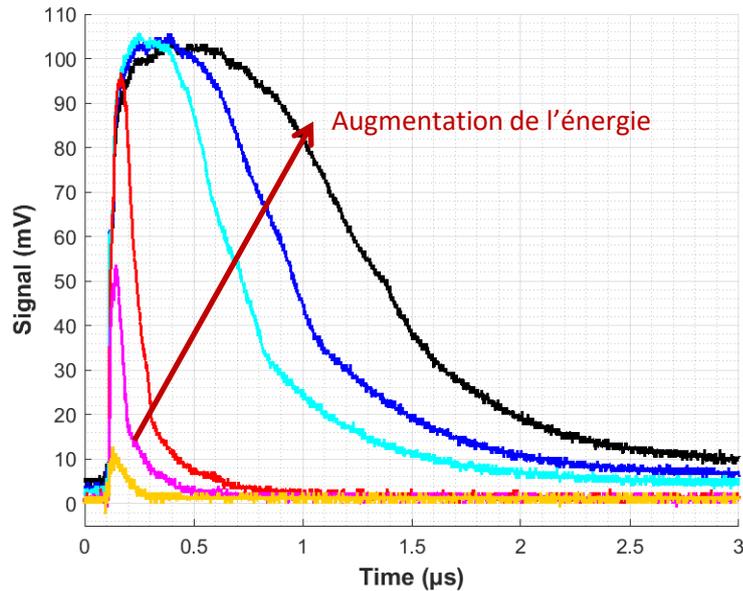


Figure 3.39 : Tension mesurée aux bornes de la résistance pour différentes énergies avec une excitation laser à la longueur d'onde NIR

Plusieurs modèles reposant sur l'équation de Boltzmann (Eq. 3.1) permettent alors d'extraire les temps de commutation des mesures (Figure 3.40), où  $a$  et  $b$  sont respectivement les asymptotes horizontales basses et hautes,  $\tau$  la constante de temps et  $t_0$  la valeur centrale.

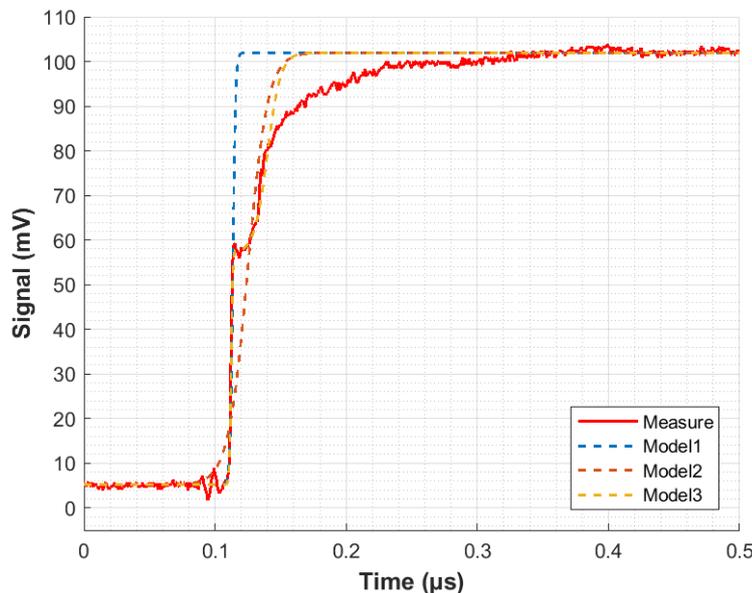


Figure 3.40 : Comparaison avec différents modèles pour le commutateur RF série avec un gap de VO<sub>2</sub> de 10 μm

$$f(t) = b + \frac{a - b}{1 + e^{\frac{t-t_0}{\tau}}} \quad (\text{Eq. 3.1})$$

Le premier modèle (*Model<sub>1</sub>*) ne prend en compte que la première pente rapide. Le deuxième (*Model<sub>2</sub>*), quant à lui, prend en compte une moyenne des deux pentes. Et finalement,

le dernier modèle (*Model<sub>3</sub>*) prend en compte le « palier » et vient suivre les deux pentes. Des temps de commutation, définis à 10 % et 90 % de la valeur maximale, sont alors extraits et donnés Table 3.9.

Modèle	Équation	a (mV)	b (mV)	t <sub>0</sub> (μs)	τ (ns)	Temps de commutation T <sub>m</sub> (ns)	
Model <sub>1</sub>	$f(t) = b + \frac{a - b}{1 + e^{\frac{t-t_0}{\tau}}}$	5,2	102	0,11	1,0	4,4	
Model <sub>2</sub>	$f(t) = b + \frac{a - b}{1 + e^{\frac{t-t_0}{\tau}}}$	5,2	102	0,13	7,5	32,9	
Model <sub>3</sub>	$f(t) = b + \frac{a - b}{1 + e^{\frac{t-t_0}{\tau}}}$	t < 0,12 μs	5,2	58	0,11	0,6	40,1
		t > 0,12 μs	57	10,2	0,14	5	

Table 3.9: Extraction des temps de commutation par l'utilisation d'un modèle pour le commutateur RF série avec un gap de 10 μm

Ces valeurs de temps de commutation sont à comparer avec les temps de commutation des techniques d'accord usuelles tels que les diodes PIN, les transistors FET et les MEMS (Table 3.10) [1].

Élément d'accord	RF MEMS	Diodes PIN	FET Transistor	Optical VO <sub>2</sub>
Temps de commutation	1 – 300	1 – 100	1 – 100	1 – 50
Unités	μs	ns	ns	ns

Table 3.10: Comparaison des temps de commutation selon les éléments d'accords [1]

Dans cette étude, les temps de commutation sont identiques à ceux des diodes PIN et des transistors FET. Cependant, il est à prendre en compte qu'au moment de ces manipulations expérimentales, la commande optique n'était pas complètement opérationnelle et optimisée. Une étude approfondie est en cours de réalisation par Thales Research & Technology afin de l'optimiser et de descendre à des temps de commutation visés (0,1 ps à 100 ps).

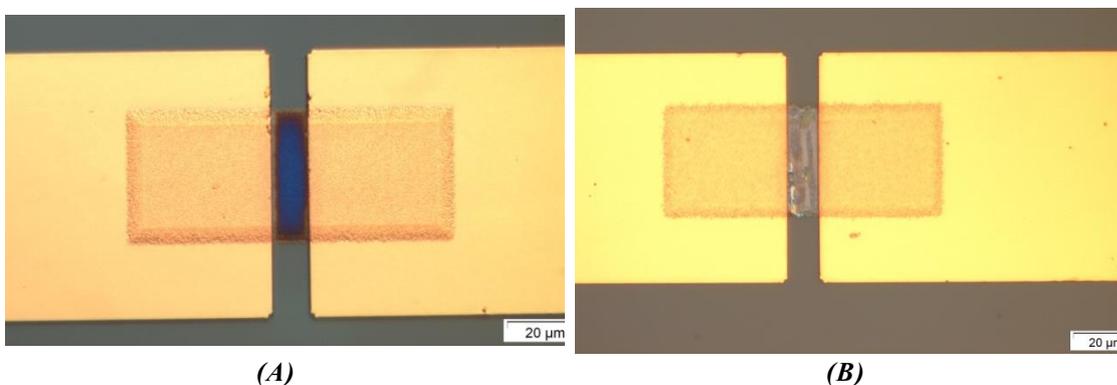
Un point important est à souligner : l'étude ne prend pour le moment qu'en compte le temps de montée de la commutation en opposition au temps de descente qui semble être plus long (quelques microsecondes selon la puissance). Cela s'explique par la dissipation de l'énergie optique sous forme d'énergie thermique. Ce temps fera l'objet d'une étude ultérieure lorsque le dispositif aura atteint un niveau de maturité technologique (niveau TRL « Technology Readiness Level ») plus élevé.

### 6.3. DIFFICULTES RENCONTREES

Lors des manipulations expérimentales optiques réalisées à TRT, deux principaux problèmes ont été relevés.

Le premier concerne l'impossibilité de maintenir l'état métallique  $\text{VO}_2$  et donc l'état conducteur du commutateur RF série. En effet, le laser étant un laser impulsionnel et pour des raisons d'énergie, il est impossible de maintenir un faisceau laser continu, permettant dans ce cas de maintenir l'état métallique du  $\text{VO}_2$ . Le balayage du VNA n'est pas suffisamment rapide pour permettre de mesurer les propriétés RF (Paramètres S, etc.) et de les comparer à celles obtenues par commande électrique. Des solutions peuvent cependant être envisagées en utilisant des photodiodes laser.

La deuxième difficulté concerne une dégradation des couches minces de  $\text{VO}_2$  à chaque impulsion laser (Figure 3.41). En effet, un motif de  $\text{VO}_2$  vierge de toutes mesures optiques ou électriques a, pour ce dépôt, un aspect bleuté (Figure 3.41.A). Après plusieurs impulsions à la longueur d'onde NIR, son aspect visuel a été dégradé (Figure 3.41.B). Cette dégradation est aussi visible sur ses propriétés électriques : le  $\text{VO}_2$  ne revient plus entièrement dans son état isolant (Figure 3.39 cf. courbe noire). L'origine de cette dégradation, qu'elle provienne de la puissance de l'impulsion ou de la répétition de l'impulsion, est encore à déterminer et à explorer au moment de la rédaction de ce manuscrit. Cependant, une hypothèse peut être émise : il semblerait qu'une excitation optique à la longueur d'onde NIR de la couche de  $\text{VO}_2$ , viendrait ablater la surface de cette couche provoquant ainsi des dégradations irréversibles. Des études complémentaires sont conduites par TRT avec des longueurs d'ondes différentes (UV et G) et pour différentes puissances afin d'en comprendre les raisons et d'offrir une solution adéquate au contrôle de la transition du  $\text{VO}_2$  sans provoquer sa dégradation. Cette étude est également prévue dans le cadre du projet MUFRED mais au moment de la caractérisation optique des précédents échantillons à TRT, une mesure quantifiée du niveau de puissance émis par le laser n'était pas encore opérationnelle.



**Figure 3.41** : (A) photographie de l'aspect bleuté du  $\text{VO}_2$  ayant subi aucune impulsion, (B) dégradation visible du  $\text{VO}_2$  après plusieurs impulsions

## 7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, les matériaux à changement de phase ont été présentés et notamment les oxydes de vanadium dont le dioxyde de vanadium fait partie. La particularité du VO<sub>2</sub> réside dans sa température de transition d'isolant à métal proche de la température ambiante, permettant ainsi un contrôle de cette transition, *a priori*, peu coûteux. Les phénomènes mis en jeu actionnant cette transition, bien que discutés par la communauté scientifique, sont rappelés de manière succincte dans ce chapitre ainsi que les modifications des différentes propriétés tant électriques qu'optiques. Ces propriétés évolutives permettent au VO<sub>2</sub> d'être un candidat idéal pour diverses applications dites « intelligentes », « reconfigurables » ou « agiles », que ce soit dans le domaine de la domotique, des régulations thermiques, du spatial ou de l'électronique RF. Une liste non exhaustive a été présentée s'appuyant sur les nombreuses applications disponibles dans la littérature.

Deux des critères qui rendent le VO<sub>2</sub> attractif dans le développement du projet MUFRED sont sa rapidité intrinsèque de commutation permettant de descendre, selon la littérature, à des temps de commutation de l'ordre de grandeur de quelques picosecondes, et sa plage fréquentielle de fonctionnement allant du DC au THz. Ainsi, profitant de cette largeur de bande, de premiers démonstrateurs basés sur des fonctions RF élémentaires à 15 GHz, conçus au Lab-STICC et réalisés à l'IRCER et à XLIM, ont permis de mettre en évidence l'intégration du VO<sub>2</sub> dans des dispositifs RF. Par ailleurs, une caractérisation de ces propriétés a été réalisée afin de rendre la conception par simulation la plus fidèle possible lors de prochaines études. Finalement, bien que la commande optique réalisée par TRT au sein du projet MUFRED ne soit pas finalisée, de premiers essais expérimentaux ont tout de même permis de mettre en évidence le caractère prometteur de la rapidité de commutation du matériau étudié et les différents phénomènes apparaissant lors de la commutation.

Le VO<sub>2</sub>, candidat pour des éléments d'accord dans des dispositifs RF, sera donc utilisé pour réaliser des fonctions RF plus avancées telles que des déphaseurs reconfigurables. Ce seront les premiers blocs de base des objectifs du projet MUFRED : concevoir un réseau phasé (et/ou un réseau réflecteur) d'antennes à balayage de faisceau ultra-rapide à base de commutateur VO<sub>2</sub>.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] G. M. Rebeiz, *RF MEMS: Theory, Design and Technology*, Hoboken, New Jersey: Wiley-Interscience, 2003.
- [2] W. Zhou, W. Sheng, J. Cui, Y. Han, X. Ma et R. Zhang, «SR-Crossbar Topology for Large-Scale RF MEMS Switch Matrices,» *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 13, pp. 231-238, 2019.
- [3] M. Maglione, «Recent Advances in Integrated Ferroelectric and Multiferroic Materials,» *2010 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pp. 216-219, 2010.
- [4] B.-J. Che, F.-Y. Meng, Y.-L. Lyu et Q. Wu, «A Novel Liquid Crystal Based Leaky Wave Antenna,» *2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2016.
- [5] T. Wang, Y. Peng, W. Jiang, Y. M. Huang, B. M. F. Rahman, R. Divan, D. Rosenmann et G. Wang, «Integrating Nanopatterned Ferromagnetic and Ferroelectric Thin Films for Electrically Tunable RF Applications,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, pp. 504-512, Feb. 2017.
- [6] T. Singh et R. R. Mansour, «Characterization of Phase Change Material Germanium telluride for RF Switches,» *Proceedings of the 48th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 475-478, 2018.
- [7] V. Dubost, «Une Initiation aux Concepts et Matériaux de la Transition Métal-Isolant de Mott,» *Thèse de Doctorat*, 2014.
- [8] N. F. Mott, «Metal-Insulator Transition,» *Reviews of Modern Physics*, vol. 40, pp. 677-683, 1968.
- [9] Z. Yang, C. Ko et S. Ramanathan, «Oxide Electronics Utilizing Ultrafast Metal-Insulator Transitions,» *Annual Review of Materials Research*, vol. 41, pp. 337-367, 2011.
- [10] N. F. Mott, «The Basis of the Electron Theory of Metals, with Special Reference to the Transition Metal,» *Electron Theory of Metals*, pp. 416-422, 1949.
- [11] J. Hubbard, «Electron Correlations in Narrow Energy Bands,» *Proceedings of the Royal Society of London*, vol. 276, pp. 238-257, 1963.
- [12] R. E. Peierls, *Quantum Theory of Solids*, London: Oxford University Press, 1955.
- [13] G. Grüner, «The Dynamics of Charge-Density Waves,» *Reviews of Modern Physics*, vol. 60, pp. 1129-1181, 1988.

- [14] P. W. Anderson, «Absence of Diffusion in Certain Random Lattices,» *Physical Review*, vol. 109, pp. 1492-1505, 1958.
- [15] R. Zaabi, «Films Minces Intelligents à Propriétés Commandables pour des Applications Electriques et Optiques Avancées : Dopage du Dioxyde de Vanadium,» *Thèse de l'Université de Limoges*, 2015.
- [16] A. Didelot, «Films d'Oxydes de Vanadium Thermochromes Dopés Aluminium Obtenus Après un Recuit d'Oxydationo-Cristallisation pour Applications dans le Solaire Thermique,» *Thèse de l'Université de Lorraine*, 2017.
- [17] A. L. Pergament, G. B. Stefanovich, N. A. Kuldin et A. A. Velichko, «On the Problem of Metal-Insulator Transition in Vanadium Oxydes,» *ISRN Condensed Matter Physics*, 2013.
- [18] F. J. Morin, «Oxides Which Show a Metal-To-Insulator Transition At The Neel Temperature,» *Physical Review Letters*, vol. 3, pp. 34-36, 1959.
- [19] V. Eyert, «The Metal-Insulator Transitions of VO<sub>2</sub> : A Band Theoretical Approach,» *Annals of Physics*, vol. 11, pp. 650-702, 2002.
- [20] D. Brassard, S. Fourmaux, M. Jean-Jacques, J. C. Kieffer et M. A. El Khakani, «Grain Size Effect on the Semiconductor-Metal Phase Transition Characteristics of Magnetron-Sputtered VO<sub>2</sub> Thin Films,» *Applied Physics Letters*, vol. 87, p. 051910(3), 2005.
- [21] B. G. Chae et H. T. Kim, «Effects of W Doping on the Metal-Insulator Transition in Vanadium Dioxide Film,» *Physica B*, vol. 405, pp. 663-667, 2010.
- [22] R. McGee, A. Goswami, B. Khorshidi, K. McGuire, K. Schofield et T. Thundat, «Effect of Process Parameters on Phase Stability and Metal-Insulator Transition of Vanadium Dioxide (VO<sub>2</sub>) Thin Films by Pulsed Laser Deposition,» *Acta Materialia*, vol. 137, pp. 12-21, 2017.
- [23] D. Yu, J. Wu, Q. Gu et H. Park, «Germanium Telluride Nanowires and Nanohelices with Memory-Switching Behavior,» *Journal of American Chemical Society*, vol. 128, pp. 8148-8149, 2006.
- [24] J. Leroy, A. Bessaudou, F. Cosset et A. Crunteanu, «Structural, Electrical and Opticla Properties of Thermochemic VO<sub>2</sub> Thin Films Obtained by Reactive Electron Beam Evaporation,» *Thin Solid Films*, vol. 520, pp. 4823-4825, 2012.
- [25] N. Sepulveda, A. Rua, R. Cabrera et F. Fernandez, «young's Modulus of Vo<sub>2</sub> Thin Films as a Function of Temperature Including Insulator-to-Metal Transition regime,» *Applied Physics Letters*, vol. 92, p. 191913(3), 2008.
- [26] R. G. Mani et S. Ramanathan, «Observation of a Uniform Temperature Dependence in the Electrical Resistance Across the Structural Phase Transition in Thin Film Vanadium Oxide (VO<sub>2</sub>),» *Applied Physics Letters*, vol. 91, p. 062104(3), 2007.
- [27] S. Hormoz et S. Ramanathan, «Limits on vanadium Oxide Mott Metal Insulator Transitooon

- Field Effect Transistors,» *Solid-State Electronics*, vol. 54, pp. 654-659, 2010.
- [28] D. Ruzmetov, G. Gopalakrishnan, J. Deng, V. Narayanamurti et S. Ramanathan, «Electrical Triggering of Metal-Insulator Transition in Nanoscale Vanadium Oxide Junctions,» *Journal of Applied Physics*, vol. 106, p. 083702(5), 2009.
- [29] J. Leroy, A. Crunteanu, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Champeaux et J.-C. Orlianges, «High-Speed Metal Insulator Transition in Vanadium Dioxide Films Induced by an Electrical Pulsed Voltage Over Nano-Gap Electrodes,» *Applied Physics Letters*, vol. 100, p. 213507(4), 2012.
- [30] F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Crunteanu et P. Blondy, «RF-Microwave Switches Based on Reversible Semiconductor-Metal Transition of VO<sub>2</sub> Thin Films Synthesized by Pulsed Laser Deposition,» *Applied Physics Letters*, vol. 91, p. 223505(3), 2007.
- [31] A. Crunteanu, F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Pothier et P. Blondy, «Microwave Switching Functions Using Reversible Metal-Insulator Transition (MI<sub>t</sub>) in VO<sub>2</sub> Thin Films,» *Proceedings of the 37th European Microwave Conference*, 2007.
- [32] Y. W. Lee, B.-J. Kim, S. Choi, H.-T. Kim et G. Kim, «Photo-Assisted Electrical Gating in a Two-Terminal Device Based on Vanadium Dioxide Thin Film,» *Optics Express*, vol. 15, pp. 12108-12113, 2007.
- [33] A. Cavalleri, C. Toth, C. W. Siders, J. A. Squier, F. Raksi, P. Forget et J. C. Kieffer, «Femtosecond Structural Dynamics in VO<sub>2</sub> During an Ultrafast Solid-Solid Phase Transition,» *Physical Review Letters*, vol. 87, p. 237401(4), 2001.
- [34] S. M. Babulanam, T. S. Eriksson, G. A. Niklasson et C. G. Granqvist, «Thermochromic VO<sub>2</sub> Films for Energy Efficient Windows,» *Solar Energy Materials*, vol. 16, pp. 347-363, 1987.
- [35] C. G. Granqvist, S. Green, G. A. Niklasson, N. R. Mlyuka, S. Von Kraemer et P. Georen, «Advances in Chromogenic Materials and Devices,» *Thin Solid Films*, vol. 518, pp. 3046-3053, 2010.
- [36] S.-Y. Li, A. Niklasson et C. G. Granqvist, «A Thermochromic Low-Emmittance Coating: Calculations for Nanocomposites of IN<sub>2</sub>O<sub>3</sub>:Sn and VO<sub>2</sub>,» *Applied Physics Letters*, vol. 99, p. 131907(3), 2011.
- [37] Z. Chen, Y. Gao, L. Kang, J. Du, Z. Zhang, H. Luo, H. Miao et G. Tan, «VO<sub>2</sub> Based Double Layered Films for Smart Windows: Optical Desgin, all Solution Preparation and Improved Properties,» *Solar Energy Materials & Solar Cells*, vol. 95, pp. 2677-2684, 2011.
- [38] J. Zhou, Y. Gao, Z. Zhang, H. Luo, C. Cao, Z. Chen, L. Dai et X. Liu, «VO<sub>2</sub> Thermochromic Smart Window for Energy Savings and Generation,» *Scientific Reports*, vol. 3, 2013.
- [39] Y. Gao, H. Luo, Z. Zhang, L. Kang, Z. Chen, J. Du, M. Kanehira et C. Cao, «Nanoceramic VO<sub>2</sub> Thermochromic Smart Glass: A Review on Progress in Solution Processing,» *Nano Energy*,

---

vol. 1, pp. 221-246, 2012.

- [40] L. Kang, Y. Gao, H. Luo, J. Wang, B. Zhu, Z. Zhang, J. Du, M. Kanehira et Y. Zhang, «Thermochromic Properties and Low Emissivity of ZnO:Al/VO<sub>2</sub> Double Layered Films with a Lowered Phase Transition Temperature,» *Solar Energy Materials & Solar Cells*, vol. 95, pp. 3189-3194, 2011.
- [41] A. Hendaoui, N. Emond, S. Dorval, M. Chaker et E. Hadad, «Enhancement of the Positive Emittance-Switching Performance of Thermochromic VO<sub>2</sub> Films Deposited on Al Substrate for an Efficient Passive Thermal Control of Spacecrafts,» *Crurent Applied Physics*, vol. 13, pp. 875-879, 2013.
- [42] C. Piccirillo, R. Binions et I. P. Parkin, «Synthesis and Characterisation of W-Doped VO<sub>2</sub> by Aerosol Assisted Chemical Vapour Deposition,» *Thin Solid Films*, vol. 516, pp. 1992-1997, 208.
- [43] T. E. Phillips, R. A. Murphy et T. O. Poehler, «Electrical Studies of reactively Sputtered Fe-Doped VO<sub>2</sub> Thin Films,» *Materials Research Bulletin*, vol. 22, pp. 1113-1123, 1987.
- [44] L. Q. Mai, B. Hu, T. Hu, W. Chen et E. D. Gu, «Electrical Property of Mo-Doped VO<sub>2</sub> Nanowire Array Film Melting-Quencing Sol-Gel Method,» *Journal of Physical Chemistry B*, vol. 110, pp. 19083-19086, 2006.
- [45] E. Cavanna, J. P. Segaud et J. Livage, «Optical Switching of Au-Doped VO<sub>2</sub> Sol-Gel Films,» *Materials Research Bulletin*, vol. 34, pp. 167-177, 1999.
- [46] S. Hu, S.-Y. Li, R. Ahuja, C. G. Granqvist, K. Hermansson, G. A. Niklasson et R. H. Scheicher, «Optical Properties of Mg-Doped VO<sub>2</sub>: Absorption Measurements and Hybrid Functional Calculations,» *Applied Physics Letters*, vol. 101, p. 201902(4), 2012.
- [47] E. Strelcov, Y. Lilach et A. Kolmakov, «Gas Sensor Based on Metal-Insulator Transition in VO<sub>2</sub> Nanowire Thermistor,» *Nano Letters*, vol. 9, pp. 2322-2326, 2009.
- [48] B. Hu, Y. Ding, W. Chen, D. Kulkarni, Y. Shen, V. V. Tsukruk et Z. L. Wang, «External-Strain Induced Insulating Phase Transition in VO<sub>2</sub> Nanobeam and Its Application as Flexible Strain Sensor,» *Advanced Materials*, vol. 22, pp. 5134-5139, 2010.
- [49] C. Hillman, P. A. Stupar et Z. Griffith, «VO<sub>2</sub> Switches for Millimeter and Submillimeter-Wave Applications,» *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 2015.
- [50] D. Bouyge, A. Crunteanu, J.-C. Orlianges, D. Passerieux, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Velez, J. Bonache, F. Martin et P. Blondy, «Reconfigurable Bandpass Filter Based on Split Ring Resonators and Vanadium Dioxide (VO<sub>2</sub>) Microwave Switches,» *Asia Pacific Microwave Conference*, pp. 2232-2235, 2009.
- [51] J. Givernaud, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Pothier, P. Blondy et A. Crunteanu, «Tunable Band Stop Filters Based on Metal-Insulator Transition in Vanadium dioxide Thin

- Films,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1103-1106, 2008.
- [52] M. Agaty, A. Crunteanu, C. Dalmay et P. Blondy, «Ku Band High Q Tunable Cavity Filters Using MEMS and Vanadium Dioxide (VO<sub>2</sub>) Tuners,» *IEEE MTT-S International Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THZ Applications (IMWS AMP)*, 2018.
- [53] M. Agaty, A. Crunteanu, C. Dalmay et P. Blondy, «Ku Band High-Q Switchable Cavity Filter Using Vanadium Dioxide (VO<sub>2</sub>) Microwave Disk-Shaped Switch,» *Proceedings of the 48th European Microwave Conference*, 2018.
- [54] M. Agaty, «Nouvelles Technologies pour les Filtres Hyperfréquences Accordables,» *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, 2018.
- [55] T. S. Teeslink, D. Torres, J. L. Ebel, N. Sepulveda et D. E. Anagnostou, «Reconfigurable Bowtie Antenna Using Metal-Insulator Transition in Vanadium Dioxide,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1381-1384, 2015.
- [56] D. E. Anagnostou, T. S. Teeslink, D. Torres et N. Sepulveda, «Vanadium Dioxide Reconfigurable Slot Antenna,» *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (SPSURI)*, 2016.
- [57] L. Huitema, A. Crunteanu, H. Wong, A. Ghalem et M. Rammal, «Frequency Tunable Antennas Based on Innovative Materials,» *IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)*, 2017.
- [58] E. A. Casu, N. Oliva, M. Cavalieri, A. A. Müller, A. Fumarola, W. A. Vitale, A. Krammer, A. Schüler, M. Fernandez-Bolanos et A. M. Ionescu, «Tunable RF Phase Shifters Based on Vanadium Dioxide Metal Insulator Transition,» *Journal of The Electron Devices Society*, vol. 6, pp. 965-971, 2018.
- [59] J. Cui, D. Da et W. Jiang, «Structure Characterization of Vanadium Oxide Thin Films Prepared by Magnetron Sputtering Methods,» *Applied Surface Science*, vol. 133, pp. 225-229, 1998.
- [60] R. E. Marvel, K. Appavoo, B. K. Choi, J. Nag et R. F. Haglund Jr., «Electron-Beam Deposition of Vanadium Dioxide Thin films,» *Applied Physics A*, vol. 111, pp. 975-981, 2013.
- [61] X. Yi, C. Chen, L. Liu, Y. Wang, B. Xiong, H. Wang et S. Chen, «A New Fabrication Method for Vanadium dioxide Thin Films Deposited by Ion Beam Sputtering,» *Infrared Physics & Technology*, vol. 44, pp. 137-141, 2003.
- [62] C. V. Ramana, R. J. Smith, O. M. Hussain et C. M. Julien, «On the Growth Mechanism of Pulsed Laser Deposited Vanadium Oxide Thin Films,» *Materials Science and Engineering B*, vol. 111, pp. 218-225, 2004.
- [63] T. Maruyama et Y. Ikuta, «Vanadium Dioxide Thin Films Prepared by Chemical Vapour Deposition From Vanadium (III) Acetylacetonate,» *Journal of Materials Science*, vol. 28,

pp. 5073-5078, 1993.

- [64] P. R. Willmott et J. R. Huber, «Pulsed Laser Vaporisation and Deposition,» *Reviews of Modern Physics*, vol. 72, pp. 315-328, 2000.
- [65] D. Dijkkamp et T. Venkatesan, «Preparation of Y-Ba-Cu Oxide Superconductor Thin Films Using Pulsed Lased Evaporation From High Tc Bulk Material,» *Applied Physics Letters*, vol. 51, 1987.
- [66] M. B. Sahana, G. N. Subbanna et S. A. Shivashankar, «Phase Transformation and Semiconductor-Metal Transition in Thin Films of VO<sub>2</sub> Deposited by Low-Pressure Metalorganic Chemical Vapor Deposition,» *Journal of Applied Physics*, vol. 92, pp. 6495-6504, 2002.
- [67] R. Binions, G. Hyett, C. Piccirillo et I. P. Parkin, «Doped and Un-Doped Vanadium dioxide Thin Films Prepared by Atmospheric Pressure Chemical Vapour Deposition From Vanadyl Acetylacetonate and Tungsten Hexachloride: The Effects of Thickness and Crystallographic Orientation on Thermochromic Properties,» *Journal of Materials Chemistry*, vol. 17, pp. 4652-4660, 2007.
- [68] S. Wersand-Quell, «Elaboration de Films Minces de Borates par MOCVD-Injection pour des Applications en Optique Non Linéaire,» *Thèse de Doctorat de l'Université Paul Verlaine de Metz*, 2006.
- [69] T. L. Cocker, L. V. Titova, S. Fourmaux, G. Holloway, H.-C. Bandulet, D. Brassard, J.-C. Kieffer, M. A. El Khakani et F. A. Hegmann, «Phase Diagram of the Ultrafast Photoinduced Insulator-Metal Transition in Vandium Dioxide,» *Physical Review B*, vol. 85, p. 155120(11), 2012.



# CHAPITRE 4 - CONCEPTION

## D'UN RESEAU PHASE

### D'ANTENNES RECONFIGURABLE

#### A BASE DE VO<sub>2</sub>

#### RESUME

---

Un des principaux objectifs du projet ANR MUFRED vise à réaliser un prototype d'un réseau phasé d'antennes reconfigurable à base de dioxyde de vanadium (VO<sub>2</sub>) dans le but de démontrer la pertinence de ce matériau pour obtenir une reconfiguration du faisceau par une commande électrique et surtout optique afin de favoriser la rapidité de commutation. Les réseaux phasés d'antennes sont constitués de plusieurs blocs de base : le réseau d'alimentation, les déphaseurs et le réseau d'antennes en lui-même. Durant cette thèse, ces différents dispositifs sont étudiés et conçus séparément.

Ainsi, au sein de ce chapitre, on étudie séparément chacun de ces blocs de base en commençant par le dispositif élémentaire que constituent le commutateur SPST (« Single Pole Single Thru ») avec un réseau de polarisation électrique intégré. Ce commutateur est ensuite modifié pour la conception de commutateurs SP4T (« Single Pole Four Thru »). Ces différents commutateurs servent alors à la conception de déphaseurs reconfigurables à bases de VO<sub>2</sub>. Suite à ce travail, les architectures des autres blocs (réseau d'alimentation et réseau d'antennes) sont proposées et étudiées, permettant ainsi de compléter le démonstrateur du projet ANR MUFRED. Les premiers résultats sont donnés et des pistes de réflexion sont proposées afin d'améliorer les performances des dispositifs étudiés.

**Mots-clés :** *Commutateur, SPST, SP4T, déphaseur 1-bit, déphaseur 2-bits, reconfigurabilité, VO<sub>2</sub>, réseau phasé d'antennes, antenne réseau à commande de phase, antenne à balayage électronique, agilité de faisceau.*



# 1. STRUCTURATION DU DEMONSTRATEUR

## 1.1. PRESENTATION GENERALE

Dans un premier temps, un réseau phasé d'antennes reconfigurable à base de dioxyde de vanadium (VO<sub>2</sub>) est envisagé comme démonstrateur du concept avancé pour le projet MUFRED. La reconfigurabilité de ce démonstrateur repose sur le balayage du faisceau (communément appelé « beam-forming »). Envisagé pour des applications de télécommunications (5G) et/ou satellitaires, la fréquence de travail de ce réseau phasé est fixée à 28 GHz avec une bande passante minimale de 850 MHz, soit une bande passante relative minimale de 3 %. Ce dispositif sera utilisé pour démontrer le caractère ultra-rapide du balayage de faisceau.

Afin d'en simplifier la réalisation et en conformité avec les spécifications de MUFRED, ce premier démonstrateur sera réalisé sur un unique substrat, impliquant donc la croissance du VO<sub>2</sub> sur ce même substrat. En prenant en compte la compatibilité de la croissance, l'orientation des grains du VO<sub>2</sub> et de bonnes performances RF, le choix se porte alors naturellement sur l'utilisation d'un substrat saphir (Chapitre 3) de permittivité diélectrique  $\epsilon_r$  égale à 10. Les différentes contraintes imposées par les infrastructures matérielles de l'IRCER quant à la croissance du VO<sub>2</sub> (*i.e.* les dimensions de la chambre de dépôt et la surface à ne pas dépasser pour conserver l'homogénéité des épaisseurs de dépôt grâce à la technique de dépôt par ablation laser pulsé (PLD)) impliquent des dimensions maximales pour le substrat de 2,54 cm × 2,54 cm (1 pouce × 1 pouce).

		Valeurs	Unités	Commentaires
<b>Fréquence de travail</b>		28	GHz	Applications 5G/satellites visées
<b>Bande passante relative</b>		3	%	Bande passante minimale
<b>Substrat</b>	<b>Matériau</b>	Saphir C		Bonne croissance du VO <sub>2</sub>
	<b>Permittivité</b>	10		Permittivité moyenne considérée en simulation
	<b>Dimensions</b>	2,54 × 2,54	cm	Dimensions maximales critiques
	<b>Épaisseur</b>	508	µm	

*Table 4.1: Cahier des charges du réseau d'antennes reconfigurable à base de VO<sub>2</sub>*

Pour cette preuve de concept, l'optimisation des performances de la partie antennaire n'étant pas privilégiée dans cette étude, les critères de gain, de rayonnement et de polarisation des antennes ne sont pas communiqués. Le cahier des charges décrit ci-dessus est rappelé Table 4.1.

Un réseau phasé, comme mentionné dans le Chapitre 2, est composé d'un réseau d'alimentation précédé d'un unique port d'entrée RF permettant la transmission du signal jusqu'au réseau d'antennes qui émet alors le signal dans une direction donnée. Dans le cas d'un réseau phasé reconfigurable, des déphaseurs sont insérés entre le réseau d'alimentation et le réseau d'antennes. Le réseau phasé peut ainsi être schématisé par blocs (Figure 4.1).

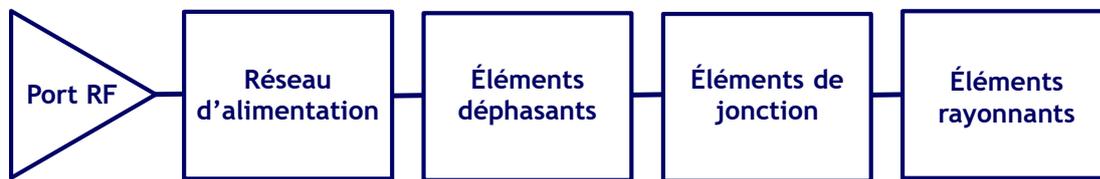


Figure 4.1 : Schématisation par blocs d'un réseau phasé

## 1.2. CHOIX DES TOPOLOGIES

Dans la configuration de réseau phasé proposée Figure 4.1, le balayage de faisceau se fait à l'aide d'éléments déphasants reconfigurables. Ces éléments déphasants, *i.e.* des déphaseurs reconfigurables, reposent sur le dioxyde de vanadium pour réaliser la commutation entre les différentes valeurs de phase requises. Pour contrôler la transition du matériau agile, l'utilisation de la commande optique est privilégiée en association avec une solution de replis par la commande électrique. L'architecture et la structure du démonstrateur en seront donc impactées. En effet, pour ne pas perturber le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes par la présence des commandes optiques (diodes lasers et/ou fibres optiques, ...), les déphaseurs, et par conséquent le réseau d'alimentation ainsi que les éléments de jonction, seront placés sur la face arrière du démonstrateur (Figure 4.2), tandis que la face avant sera réservée uniquement aux éléments rayonnants.

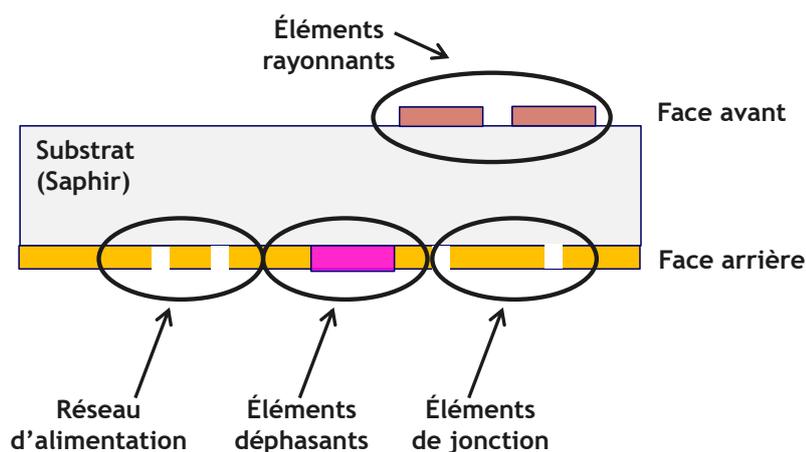


Figure 4.2 : Vue d'artiste du démonstrateur

### 1.2.1. ÉLÉMENTS RAYONNANTS

Le choix de la topologie des éléments rayonnants se porte sur une technologie micro-ruban présentant un plan de masse (sur la face arrière). Ainsi, des antennes élémentaires carrées

de type patch sont utilisées afin de constituer les réseaux d'antennes. Cette topologie d'antenne admet plusieurs avantages :

- étude simplifiée et rapide due aux synthèses théoriques développées dans la littérature pour une telle structure,
- une simplicité de réalisation,
- un coût faible de fabrication,
- la présence du plan de masse permettant de limiter le rayonnement arrière,
- possibilité d'alimentation des antennes par la face arrière pour rester en configuration mono-substrat.

L'Annexe I décrit la méthode pour déterminer le nombre d'éléments possibles sur un substrat de dimensions 2,54 cm × 2,54 cm à 28 GHz avec un espacement théorique centre à centre d'éléments rayonnants de la demi-longueur d'onde dans l'air ( $\lambda_0 = 10,7$  mm), soit un espacement de 5,35 mm. Ainsi, pour une telle configuration, le nombre d'éléments rayonnants pouvant être placés sur le substrat est de 4 x 4, soit 16 éléments.

Par soucis de simplicité pour le premier démonstrateur, le nombre d'éléments rayonnants sera réduit à 8 éléments (2 × 4 éléments). Les démonstrateurs suivants, plus complexes et avec des performances optimisées, seront basés sur des réseaux à plus grand nombre d'éléments ( $N > 64$ ) (cf. paragraphe 4.2.4).

### 1.2.2. ÉLÉMENTS DEPHASANTS

---

De par les choix retenus de simplicité de réalisation (utilisation des 2 faces métalliques d'une seule couche du substrat et d'antennes micro-ruban), les éléments de circuits peuvent alors être réalisés en technologie coplanaire (CPW). Cette technologie permet non seulement de pouvoir envisager différentes configurations de commutateurs à base de VO<sub>2</sub> mais également de pouvoir envisager par la suite, lors de la réalisation de démonstrateurs plus complexes, un report de composants (notamment des déphaseurs reconfigurables à base de VO<sub>2</sub> ou directement des commutateurs (cf. paragraphe 4.2.3)).

Dans le but d'avoir un nombre suffisant de direction de dépointage, chaque élément en ligne (et similairement en colonne) doit pouvoir être déphasé indépendamment sur une plage de phase allant de 0° à 360°. Ainsi, les déphaseurs constituant ce réseau phasé de 2 × 4 éléments doivent au minimum contenir 4 états. La topologie retenue pour ces déphaseurs est celle de lignes commutées. En effet, ces déphaseurs de type « True-Time Delay » (TTD) permettent un fonctionnement sur une bande de fréquence plus importante que des déphaseurs classiques du fait d'un dépointage parasite plus faible selon la fréquence (« frequency beam squint »). Cette caractéristique est due à une différence de temps de propagation de groupe entre 2 états qui reste plate en fonction de la fréquence.

Par ailleurs, afin de limiter la complexité de l'architecture de commande dans un premier temps, que ce soit une commande électrique ou optique, les déphaseurs auront 4 états de reconfiguration avec un pas de  $90^\circ$  ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$ ) et permettront de déphaser 2 éléments simultanément : les deux éléments rayonnants d'une colonne du réseau phasé seront reliés de manière à avoir la même amplitude et la même phase introduite par un même déphaseur (Figure 4.3).

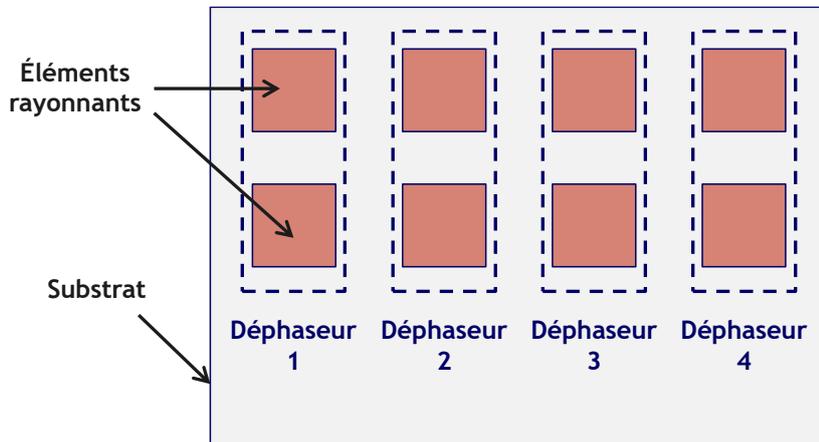


Figure 4.3 : Schématisation de l'attribution des déphaseurs pour le réseau phasé à  $2 \times 4$  éléments

### 1.2.3. RESEAU D'ALIMENTATION

Le réseau d'alimentation permettant la propagation du signal depuis un port d'entrée vers les éléments rayonnants, placé en amont des déphaseurs (Figure 4.4), sera réalisé en technologie CPW à 28 GHz. Il sera constitué d'un port d'entrée adapté à  $50 \Omega$  et de 4 ports de sortie adaptés à  $50 \Omega$  et se basera sur des procédés classiques de diviseur de puissance.

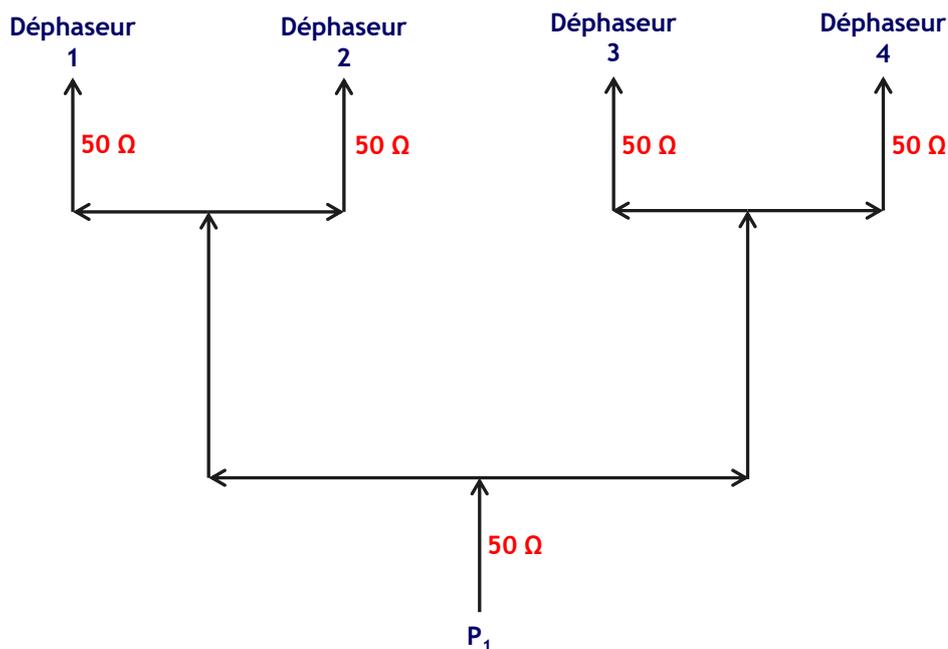


Figure 4.4 : Schématisation du réseau d'alimentation  $1 \rightarrow 4$

### 1.2.4. ÉLÉMENTS DE JONCTION

---

En raison de la disposition des éléments de circuit (réseau d'alimentation et déphaseurs) sur la face opposée aux éléments rayonnants, il est nécessaire de réaliser une transition permettant de faire propager le signal depuis le port d'entrée jusqu'aux éléments rayonnants. Par ailleurs, les contraintes de non complexité de réalisation et du substrat saphir (fragilité) impliquent d'éliminer les solutions à base de via métallique. Ainsi, le choix s'est porté sur une excitation des antennes par couplage.

La technologie coplanaire (CPW) utilisée pour la réalisation des différents dispositifs relatifs au réseau phasé implique alors une solution de couplage CPW à fente. Plusieurs solutions existent déjà dans la littérature telles que le couplage d'antennes micro-ruban à l'aide :

- De fente capacitive [1]
- De fente inductive [2]
- De stub en circuit ouvert [3]
- De stub en court-circuit [4]
- De fente en boucle circulaire [5]
- De fente en anneau rectangulaire [6]
- De fentes successives de longueurs progressives [7]

Dans le cadre de la réalisation de cette étude, la solution à base de fente en anneau rectangulaire sera utilisée. Ce choix repose sur les différents avantages de cette solution :

- Relative simplicité de la conception
- Plusieurs degrés de liberté pour l'optimisation
- L'isolation des commandes DC et de l'antenne par la boucle rectangulaire (agissant comme une capacité de découplage).

Chacune des parties décrites dans ce paragraphe sont étudiées et conçues dans le paragraphe suivant. L'impédance d'adaptation de tous ces dispositifs est de  $50 \Omega$  à la fréquence de travail de 28 GHz sur un substrat saphir de permittivité  $\epsilon_r = 10$ .

## 2. ÉTUDE ET CONCEPTION DES DISPOSITIFS

La conception et l'étude du réseau phasé est établie en trois parties :

- Conception du déphaseur 2-bits (4 états de phase) reconfigurable à base de dioxyde de vanadium avec un pas de phase de  $90^\circ$
- Conception du réseau d'antenne
- Conception du réseau d'alimentation  $1 \rightarrow 4$

L'étude et la conception de ces différents dispositifs sont réalisées sur le logiciel de simulation d'ANSYS HFSS (« High Frequency Structure Simulator ») dont les paramètres de simulation sont donnés Table 4.2. Tous les dispositifs sont réalisés sur le substrat saphir d'épaisseur  $h$  de  $508 \mu\text{m}$  et de permittivité diélectrique relative  $\epsilon_r$  de 10. La métallisation est établie avec de l'or d'épaisseur  $t$  de  $1,5 \mu\text{m}$  et de conductivité de  $\sigma_{or}$  de  $4,1 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$ . Les simulations sont réalisées à la fréquence de 28 GHz et sur une plage de fréquence allant de 20 à 36 GHz.

Paramètres		Valeurs	Unités
Fréquence		28	GHz
Plage de fréquence		20 – 36	GHz
Saphir	Permittivité $\epsilon_r$	10	
	Épaisseur $h$	508	$\mu\text{m}$
Or	Conductivité $\sigma_{or}$	$4,1 \times 10^7$	$\text{S.m}^{-1}$
	Épaisseur $t$	1,5	$\mu\text{m}$

Table 4.2: Paramètres de simulation sur HFSS (fréquence et matériau)

## 2.1. DEPHASEUR 2-BITS RECONFIGURABLE A BASE DE VO<sub>2</sub>

Le déphaseur 2-bits « True Time Delay » (TTD) à lignes commutées est basé sur un élément clé : le commutateur SP4T (« Single Pole Four Thru »). De manière générale, les commutateurs de type SPnT permettent à l'utilisateur de choisir une branche de sortie parmi n branches différentes. Ainsi, basée sur ce composant, la généralisation d'un déphaseur n-bits peut être faite (Figure 4.5).

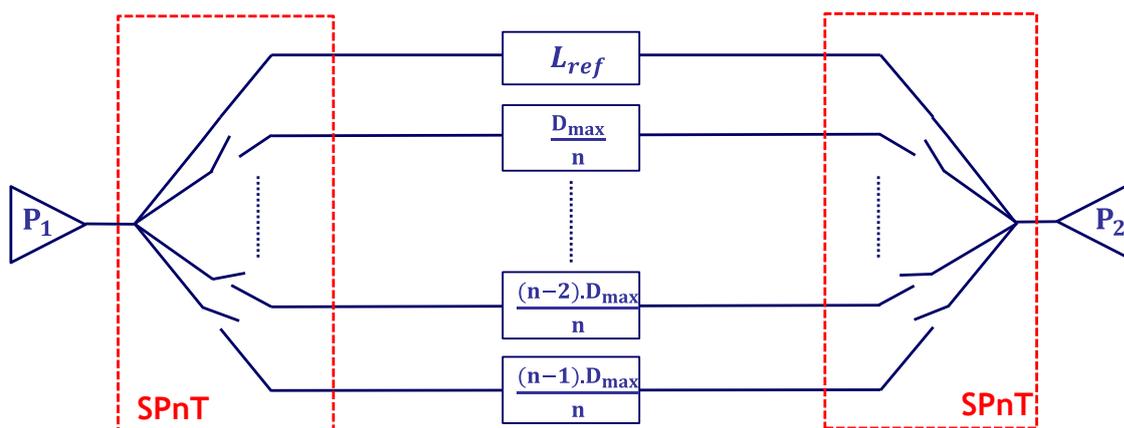


Figure 4.5 : Généralisation d'un déphaseur n-bits TTD à lignes commutées basé sur un SPnT avec n le nombre d'états et  $D_{max}$  le déphasage maximal souhaité

Dans le cas du déphaseur 2-bits souhaité pour la réalisation du réseau phasé prévu par le projet ANR MUFRED, 4 états de phases avec les déphasages de  $0^\circ$ ,  $-90^\circ$ ,  $-180^\circ$  et  $-270^\circ$  sont nécessaires. Ainsi, la conception du déphaseur débute, dans un premier temps par l'étude d'un commutateur SP4T.

Ce composant SP4T reconfigurable à base de VO<sub>2</sub> à commande électrique et/ou optique nécessite alors un réseau de polarisation intégré (pour la commande électrique) à son design. Ainsi, une première étude est réalisée sur un commutateur SPST (« Single Pole Single Thru », SPnT dans le cas où  $n = 1$ ) afin d'en intégrer le réseau de polarisation adéquat. La conception de ce commutateur SPST est basée sur les observations menées en amont dans le Chapitre 3 - 5.

### 2.1.1. COMMUTATEUR SPST

Le commutateur SPST avec un réseau de polarisation électrique intégré est réalisé en technologie coplanaire (CPW). Sa conception se fait alors en plusieurs étapes :

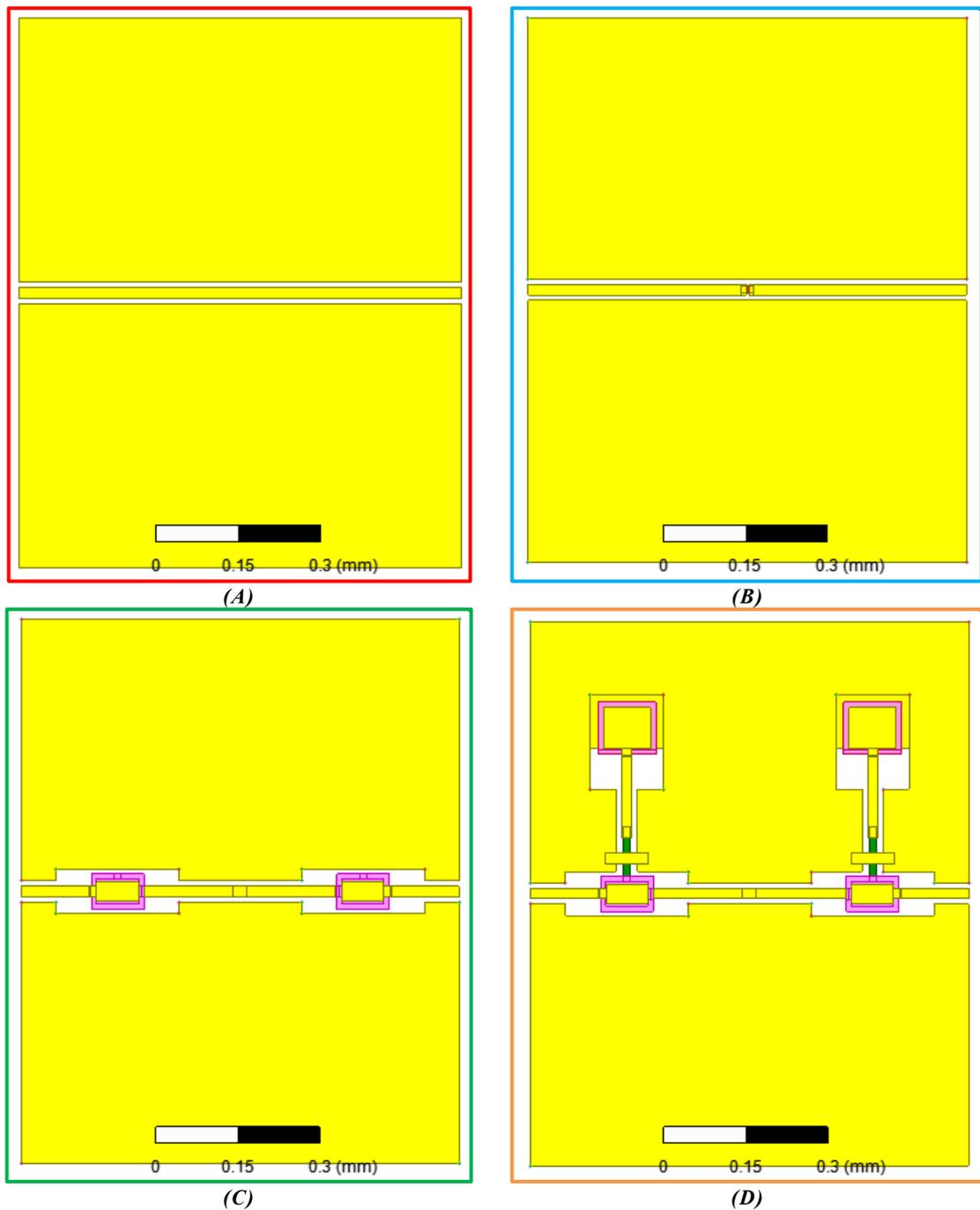


Figure 4.6 : Design du commutateur SPST par étape : (A) étape 1, (B) étape 2, (C) étape 3 et (D) étape 4

- Étape 1 : conception et optimisation d'une ligne CPW adapté à 50 Ω à 28 GHz (Figure 4.6.A)
- Étape 2 : ajout du motif de VO<sub>2</sub> au sein de la ligne CPW (Figure 4.6.B)
- Étape 3 : étude et conception de capacités de liaison pour isoler les parties RF/DC (DC block) MIM (Métal Isolant Métal) intégrées dans la ligne CPW en aval et en amont du VO<sub>2</sub> (Figure 4.6.C)
- Étape 4 : étude et conception d'un réseau de polarisation avec ses plots de polarisation (Figure 4.6.D)
- Étape 5 : assemblage du commutateur SPST avec le motif de VO<sub>2</sub> et son réseau de polarisation électrique (Figure 4.7)

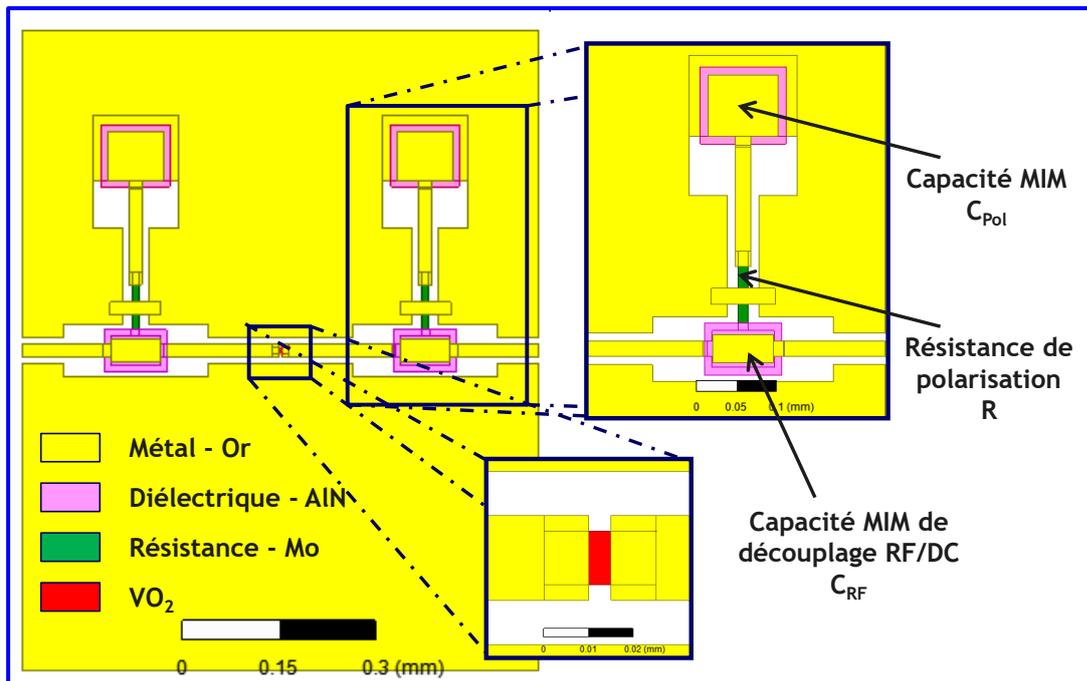


Figure 4.7 : Design du commutateur SPST (étape 5)

Paramètres	Valeurs	Unités	Commentaires
<b>W</b>	19	μm	Largeur du ruban central CPW
<b>G</b>	10	μm	Largeur du gap CPW (entre le ruban central et les plans de masse)
<b>t</b>	1,5	μm	Épaisseur de métal (Or)
<b>g</b>	5	μm	Longueur du gap de VO <sub>2</sub>
<b>σ<sub>VO2i</sub></b>	6,0 × 10 <sup>1</sup>	S.m <sup>-1</sup>	Conductivité du VO <sub>2</sub> dans l'état isolant
<b>σ<sub>VO2m</sub></b>	6,0 × 10 <sup>5</sup>	S.m <sup>-1</sup>	Conductivité du VO <sub>2</sub> dans l'état métallique

Table 4.3: Dimensions de la ligne de transmission CPW de 50 Ω à 28 GHz et valeurs des conductivités du VO<sub>2</sub> dans ses deux états

Les dimensions d'une ligne CPW de 50 Ω à 28 GHz sur un substrat saphir de permittivité  $\epsilon_r = 10$ , d'épaisseur  $h = 508 \mu\text{m}$  et une métallisation en or d'épaisseur  $t = 1,5 \mu\text{m}$  sont données dans la (Table 4.3). La longueur totale de la ligne étudiée fait 800 μm pour

permettre le placement de l'ensemble des éléments. Le motif de VO<sub>2</sub> avec un gap  $g$  de 5  $\mu\text{m}$  est placé au centre de la ligne. Les conductivités utilisées lors des simulations pour le motif de VO<sub>2</sub> dans son état isolant et son état métallique sont respectivement  $\sigma_{VO2i} = 6,0 \times 10^1 \text{ S.m}^{-1}$  et  $\sigma_{VO2m} = 6,0 \times 10^5 \text{ S.m}^{-1}$  (valeurs extraites des observations menées au Chapitre 3 - 5.3.2).

La construction en étape du commutateur SPST à base de VO<sub>2</sub> permet de déterminer le bilan des pertes introduites par l'ajout de chacun des éléments du dispositif.

Les capacités MIM de découplage RF/DC ont pour dimensions 76  $\mu\text{m} \times 35 \mu\text{m}$  et les deux électrodes sont séparées par du diélectrique en nitrure d'aluminium (AlN) de permittivité  $\epsilon_{rAlN} = 8,8$  et d'épaisseur  $h_{AlN} = 300 \text{ nm}$ . La capacité  $C_{RF}$  ainsi formée a une valeur de 0,7 pF. La deuxième capacité utilisée dans le réseau de polarisation sert à supprimer le bruit parasite éventuel introduit par le générateur DC (capacité de découplage). La polarisation se fait alors sur l'électrode supérieure de cette capacité MIM. Les dimensions de cette électrode sont de 76  $\mu\text{m} \times 86 \mu\text{m}$  et la valeur de la capacité MIM  $C_{Pol}$  ainsi construite est de 1,7 pF. La résistance, réalisée en molybdène (Mo) d'épaisseur  $h_{Mo} = 100 \text{ nm}$ , de longueur  $L_{Mo} = 80 \mu\text{m}$  et de largeur  $W_{Mo} = 12 \mu\text{m}$ , permet de contrôler le courant injecté dans l'activation du VO<sub>2</sub> et de protéger le matériau. Cette résistance  $R$  a ainsi une valeur de 2 k $\Omega$ . Le schéma équivalent de ce réseau de polarisation est donné Figure 4.8.

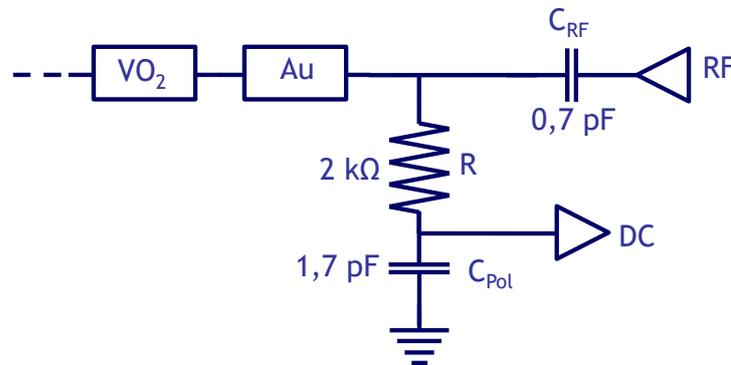


Figure 4.8 : Schéma équivalent du réseau de polarisation

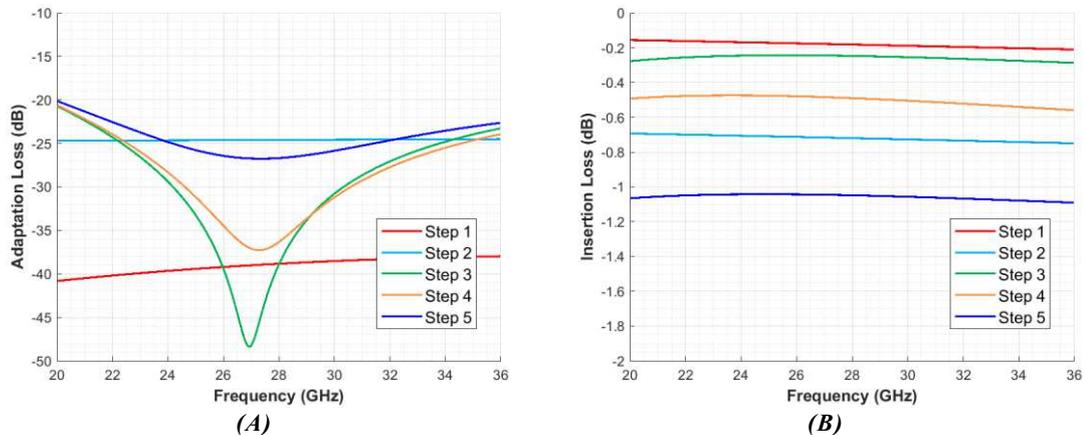


Figure 4.9 : Paramètres RF simulés lors des 5 étapes de conception du commutateur SPST à l'état ON (VO<sub>2</sub> dans son état métallique) : (A) coefficients de réflexion et (B) pertes d'insertion

Les évolutions des coefficients de réflexion et des pertes d'insertion en fonction de la fréquence sont données respectivement Figure 4.9.A et Figure 4.9.B. Chacune des 5 étapes présente une très bonne adaptation avec  $S_{11} \leq -20$  dB sur la plage de fréquence étudiée. Cependant, selon les étapes, les pertes d'insertion  $S_{21}$  varient allant de  $-0,18$  dB à l'étape 1 (ligne CPW seule) à  $-1,05$  dB dans l'étape 5 (commutateur SPST avec le réseau de polarisation intégré). La Table 4.4 propose un bilan des pertes apportées par les éléments de polarisation et le VO<sub>2</sub>.

Paramètres	Valeurs	Unités	Commentaires
$L$	800	$\mu\text{m}$	Longueur du commutateur SPST
$P_{Or}$	0,18	dB	Pertes métalliques pour une longueur $L$
$P_{VO_2}$	0,55	dB	Pertes dues au motif de VO <sub>2</sub> avec un gap de $5 \mu\text{m}$
$P_{CRF}$	0,03	dB	Pertes dues à une capacité MIM de découplage RF/DC
$P_{Polar}$	0,13	dB	Pertes dues à un réseau de polarisation (R et $C_{Pol}$ )
$P_{Tot}$	1,05	dB	Pertes totales du SPST (somme des pertes précédentes)

Table 4.4: Bilan des pertes introduites par les différents éléments constituant le commutateur SPST de longueur  $L$  à 28 GHz

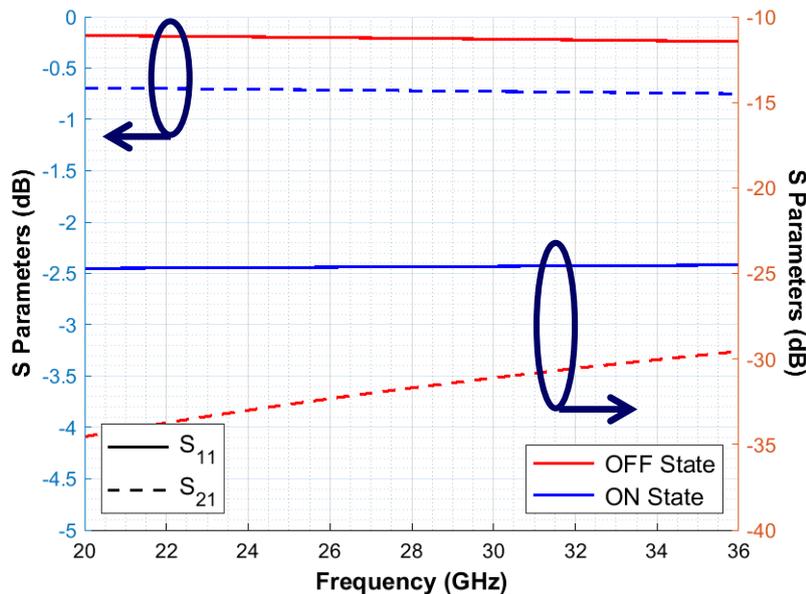


Figure 4.10 : Paramètres RF simulés du commutateur SPST à l'étape 2 dans ses deux états ON et OFF

Les performances du commutateur (Figure 4.10) à l'étape 2 permettent alors de déterminer la figure de mérite  $FOM$  (ou en fréquence  $F_c$ , cf. Chapitre 2) du commutateur à base de VO<sub>2</sub> seul. En effet, le commutateur est équivalent à une résistance  $R_{ON}$  à l'état métallique du VO<sub>2</sub> et à une capacité  $C_{OFF}$  à l'état isolant du VO<sub>2</sub> (cf. Chapitre 2). De manière empirique, les

valeurs suivantes sont obtenues :  $R_{ON} = 8,7 \Omega$  et  $C_{OFF} = 1,5$  fF. La figure de mérite est alors de  $FOM = 13$  fs et la fréquence de coupure correspondante  $F_c = 12,2$  THz. Il est important de souligner que cette figure de mérite de très bon niveau est une valeur théorique issue de calculs en se basant sur des performances simulées. La réalité des processus de fabrication micro-électronique, la qualité du dépôt de dioxyde de vanadium en laboratoire et les facteurs externes (qualité des mesures) vont indubitablement réduire les performances RF du commutateur et par conséquent aboutir vraisemblablement à une valeur de la FOM inférieure.

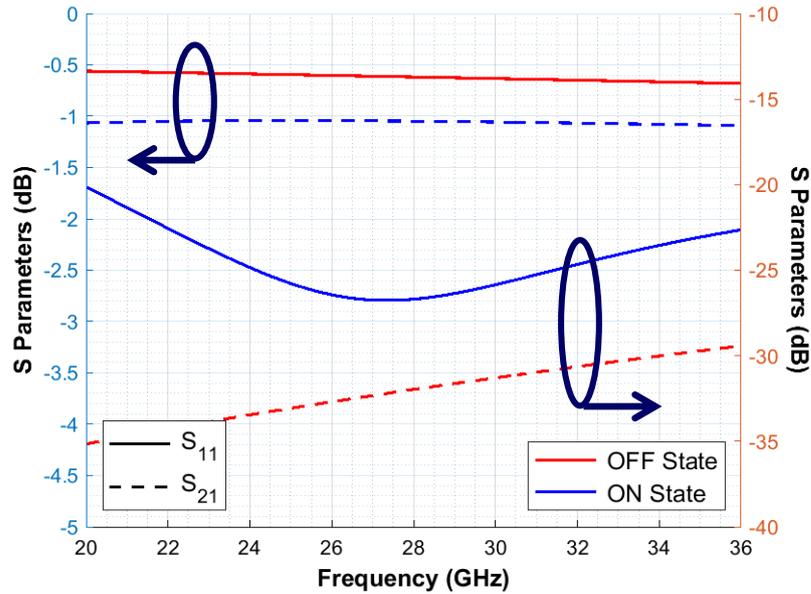


Figure 4.11 : Paramètres RF simulés du commutateur SPST dans ses deux états ON et OFF

Paramètres		Valeurs	Unités
BW		57	%
ON	Adaptation @ 28 GHz	- 26,7	dB
	Pertes @ 28 GHz	- 1,05	dB
	Variation de pertes dans BW	± 0,04	dB
OFF	Isolation @ 28 GHz	- 32	dB
$R_{ON}$		8,7	$\Omega$
$C_{OFF}$		1,5	fF
FOM		13	fs
$F_c$		12,2	THz

Table 4.5: Bilan des performances du commutateur SPST à 28 GHz

Inévitablement, l'ajout des capacités MIM de découplages RF/DC et du réseau de polarisation apporte une perturbation des performances RF du commutateur SPST. L'évolution des paramètres S du commutateur SPST complet (étape 5 ou E) est donnée Figure 4.11. Les pertes d'insertion à l'état ON (état métallique du VO<sub>2</sub>) augmentent atteignant alors - 1,05 dB (contrairement au commutateur seul où les pertes atteignaient - 0,72 dB) et l'isolation à l'état

OFF reste identique dans les deux cas à une valeur de  $-32$  dB. Le commutateur SPST présente une très large bande passante ( $20 - 36$  GHz). Les performances de ce commutateur sont résumées Table 4.5.

### 2.1.2. COMMUTATEUR SP4T

L'étude et la conception du commutateur SP4T à base de VO<sub>2</sub> en technologie coplanaire s'inspirent de travaux réalisés dans le cadre de la commutation à base de MEMS dans [8] et en sont une adaptation avec l'intégration des réseaux de polarisation conçus dans l'étude précédente du commutateur SPST (Figure 4.12) et en retravaillant intégralement la structure pour prendre en compte les spécificités et les propriétés du VO<sub>2</sub>.

A la différence du commutateur SPST, le SP4T contient 5 branches au total dont 4 contenant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur  $g = 5 \mu\text{m}$ . Le placement de ces motifs de dioxyde de vanadium (à une distance  $L_s$  du point de pivot central) est important pour les performances du commutateur SP4T. En effet, les branches non-actives induisent une réflexion du signal revenant au pivot central et transmise dans la branche active. Ainsi, la longueur  $L_s$ , optimisée par simulation à une valeur de  $L_s = 16 \mu\text{m}$ , permet de s'assurer que le signal réfléchi par les branches non-actives ne soit pas destructeur pour le signal propagé.

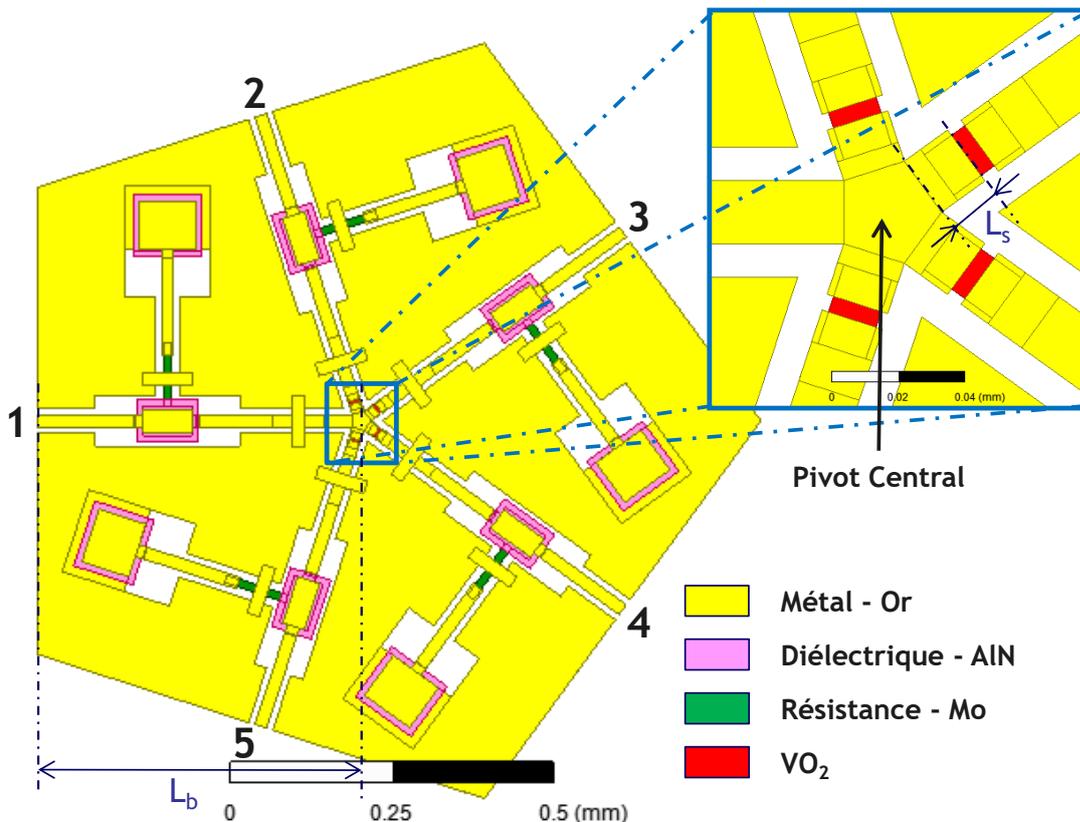
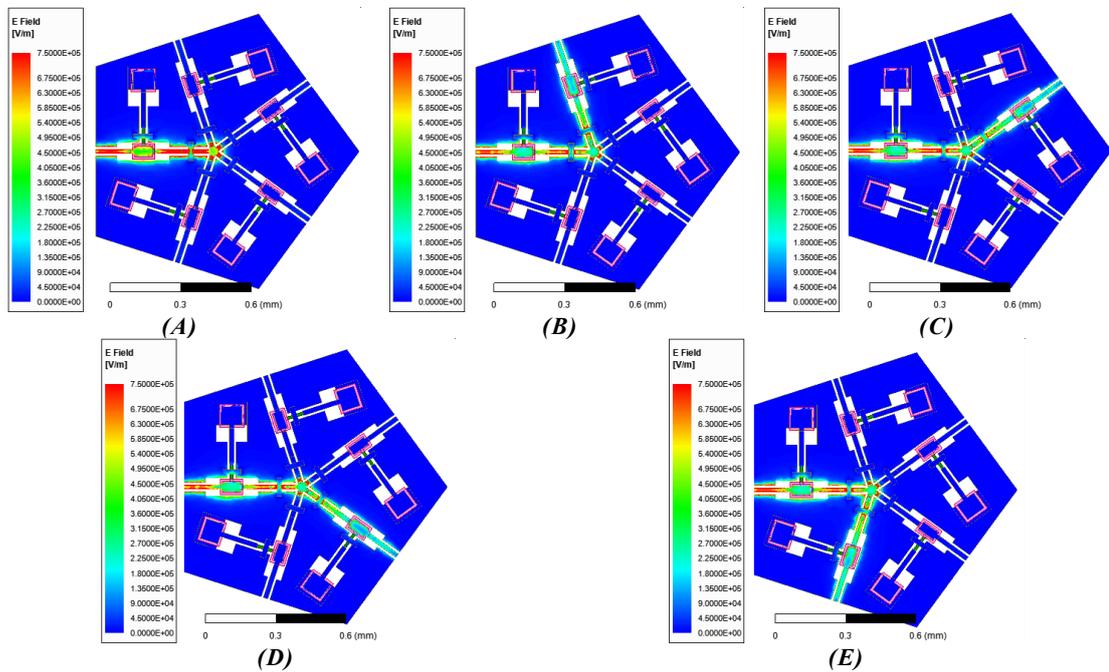


Figure 4.12 : Design du commutateur SP4T à base de VO<sub>2</sub> avec son réseau de polarisation

Afin d'assurer une polarisation de tous les motifs de VO<sub>2</sub> indépendamment, un réseau de polarisation (identique à celui présenté dans l'étude du SPST) est intégré à chacune des branches, de longueur  $L_b = 500 \mu\text{m}$ , du commutateur SP4T. Le réseau de polarisation situé sur

la branche d'entrée (port 1) sert de référence (relié à la masse) et les réseaux placés sur les 4 autres branches seront amenés à tour de rôle (individuellement) à un autre potentiel.

Cinq configurations sont possibles et sont données Figure 4.13. Parmi ces 5 configurations, la première (état 0 : Figure 4.13.A), dans laquelle aucun des motifs de VO<sub>2</sub> n'est activé, ne présente pas d'intérêt dans le cas d'un commutateur SP4T et ne devrait, en pratique, jamais être utilisée. Ses performances ne seront donc pas présentées. Par ailleurs, en considérant la pseudo-symétrie des 4 branches de sorties, la deuxième configuration (état 1 : Figure 4.13.B) est donc identique à la cinquième configuration (état 4 : Figure 4.13.E). De même que la troisième configuration (état 2 : Figure 4.13.C) est identique à la quatrième configuration (état 3 : Figure 4.13.D). Ainsi, seulement deux configurations seront présentées : l'état 1 (Figure 4.13.B) et l'état 2 (Figure 4.13.C).



**Figure 4.13 :** Cartographie du champ  $E$  dans les 5 configurations possibles : (A) état 0, (B) état 1, (C) état 2, (D) état 3 et (E) état 4

Ainsi dans l'état 1 et l'état 2 du SP4T, les motifs de VO<sub>2</sub> présents respectivement sur la branche 2 et la branche 3 sont actionnés induisant donc une transition isolant-métal et réalisant par la même occasion la propagation du signal de la branche 1 vers, respectivement, la branche 2 et la branche 3 de sortie. Les coefficients de réflexion des ports des branches actives restent inférieures à  $-20$  dB sur toute la bande de fréquence étudiée avec des valeurs inférieures à  $-23$  dB à la fréquence de travail (Figure 4.14.B et Figure 4.15.B). Les pertes d'insertion pour les branches actives sont en moyenne de  $-1,16$  dB (Figure 4.14.C et Figure 4.15.C) avec des isolations des autres branches inférieures à  $-30$  dB sur toute la bande de fréquence (Figure 4.14.D et Figure 4.15.D).

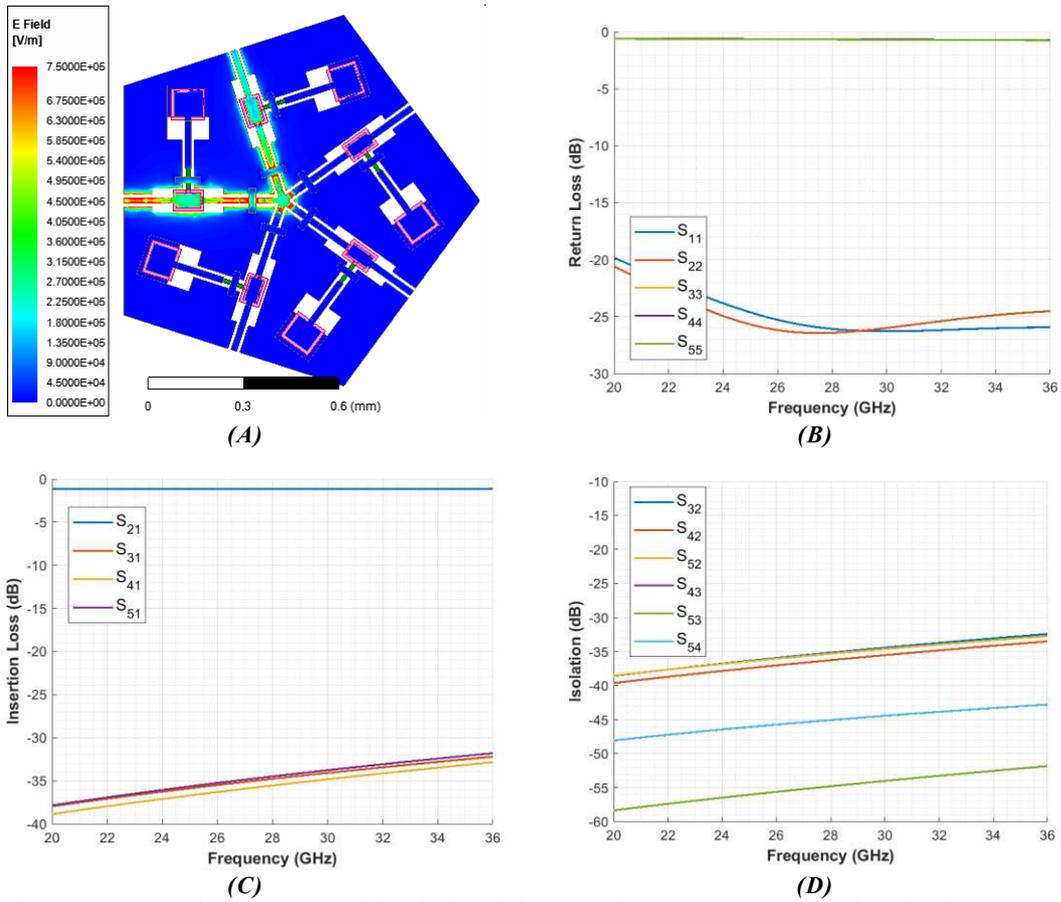


Figure 4.14 : Performances simulées du SP4T dans son état 1 : (A) cartographie du champ E, (B) coefficients de réflexion, (C) pertes d'insertion et (D) coefficients d'isolation des ports de sortie

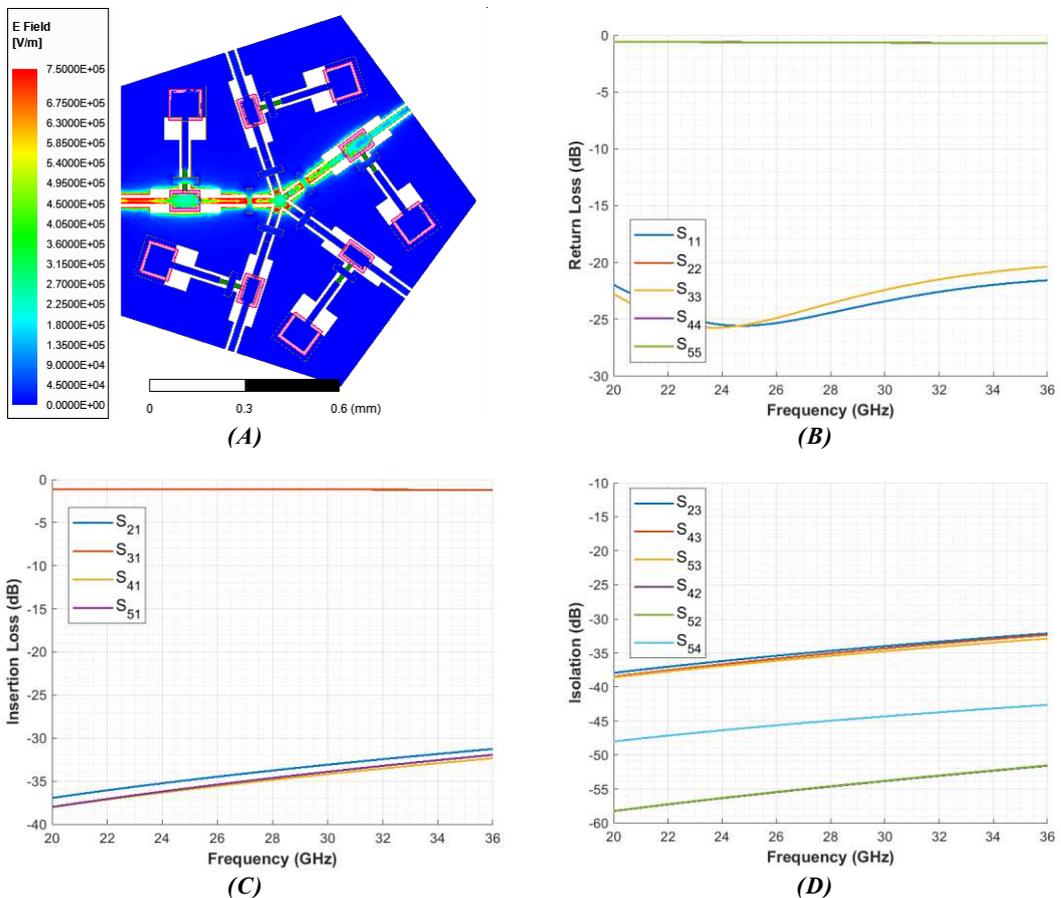


Figure 4.15 : Performances simulées du SP4T dans son état 2 : (A) cartographie du champ E, (B) coefficients de réflexion, (C) pertes d'insertion et (D) coefficients d'isolation des ports de sortie

Le commutateur SP4T ainsi conçu présente de très bonnes performances avec des pertes d'insertion sensiblement similaires au commutateur SPST précédemment présenté (différence de 0,12 dB) avec une bonne adaptation (inférieure à  $-20$  dB) à 28 GHz et une très large bande passante allant de 20 GHz à 36 GHz, soit 57 % en relatif à 28 GHz.

### 2.1.3. DEPHASEUR A LIGNES COMMUTEES

Le déphaseur 2-bits est constitué de 4 lignes de longueurs physiques différentes et de deux commutateurs SP4T : le premier en entrée permet d'avoir un unique port d'entrée et une direction du signal dans une des 4 branches, le deuxième en sortie permet de rediriger une des 4 branches vers le port de sortie. Le déphaseur ainsi conçu est donc un dispositif RF à 2 ports. Les longueurs physiques des 4 lignes de transmission placées dans les 4 branches du déphaseur dépendent du déphasage relatif souhaité : dans le cas du déphaseur 2-bits, déphasage de  $0^\circ$  à  $270^\circ$  avec un pas de phase de  $90^\circ$  (Figure 4.16). Ainsi, une première ligne de référence est choisie de longueur  $l_{REF}$ . L'obtention des longueurs physiques des 3 autres lignes ( $l_1$ ,  $l_2$  et  $l_3$ ) se fait par ajout d'une longueur de ligne supplémentaire correspondant à une longueur électrique équivalente au déphasage choisi à la fréquence de 28 GHz. La Table 4.6 récapitule alors les différentes longueurs de lignes réelles obtenues pour réaliser les 4 chemins du déphaseur 2-bits considéré.

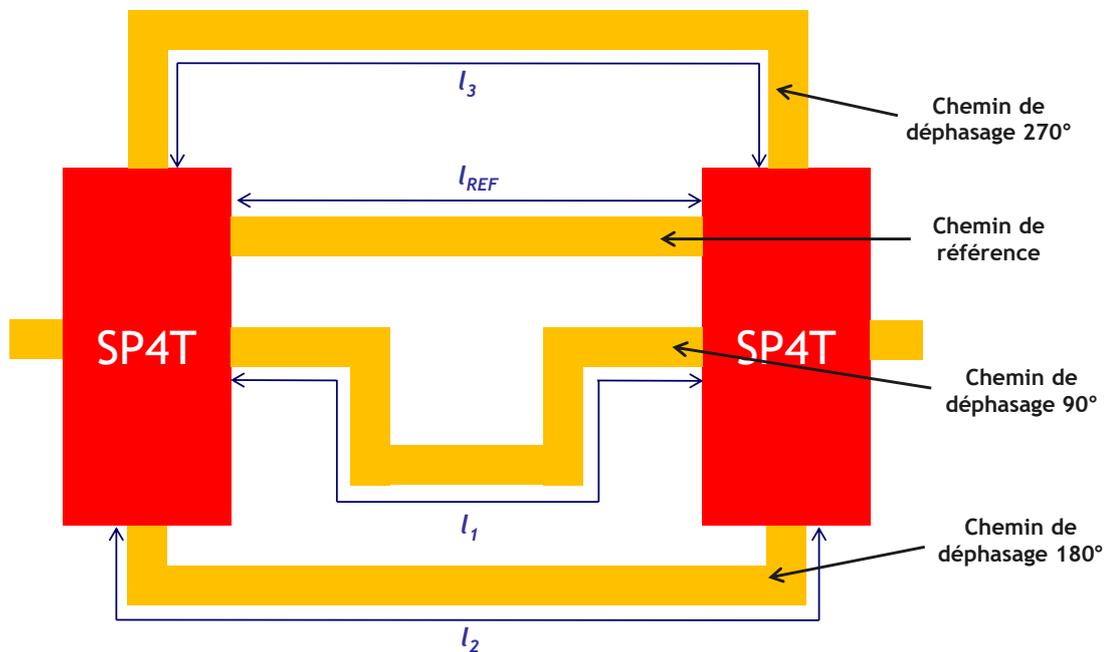


Figure 4.16 : Principe du déphaseur 2-bits (pas de  $90^\circ$ )

Le design du déphaseur 2-bits est donné Figure 4.17. Les 4 chemins distincts et les deux commutateurs SP4T peuvent y être identifiés. Une modification du réseau de polarisation est cependant apportée. En effet, afin de simplifier et de limiter le nombre de commandes électriques, les réseaux de polarisation des branches de sorties des commutateurs SP4T sont reliés deux à deux. Ainsi, au total, le déphaseur 2-bits contient 6 plots de polarisation numérotés

$P_1$  à  $P_6$  (Figure 4.17). Les plots de polarisation  $P_3$ ,  $P_4$ ,  $P_5$  et  $P_6$  sont utilisés comme point de référence pour la différence de potentiel appliquée aux motifs de VO<sub>2</sub>. Les plots  $P_1$  et  $P_2$  permettent quant à eux d'appliquer une différence de potentiel positive aux motifs. Chacun des 4 chemins nécessite alors seulement 3 points de polarisation.

Paramètres	Valeurs	Unités	Commentaires
$l_{REF}$	200	μm	
$l_{90}$	1147	μm	$l_{90} = \frac{1}{4} \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}$
$l_{180}$	2360	μm	$l_{180} = \frac{1}{2} \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}$
$l_{270}$	3460	μm	$l_{270} = \frac{3}{4} \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}$
$l_1$	1347	μm	$l_1 = l_{REF} + l_{90}$
$l_2$	2560	μm	$l_2 = l_{REF} + l_{180}$
$l_3$	3660	μm	$l_3 = l_{REF} + l_{270}$

Table 4.6: Dimensions des lignes de transmission constituant le déphaseur 2-bits

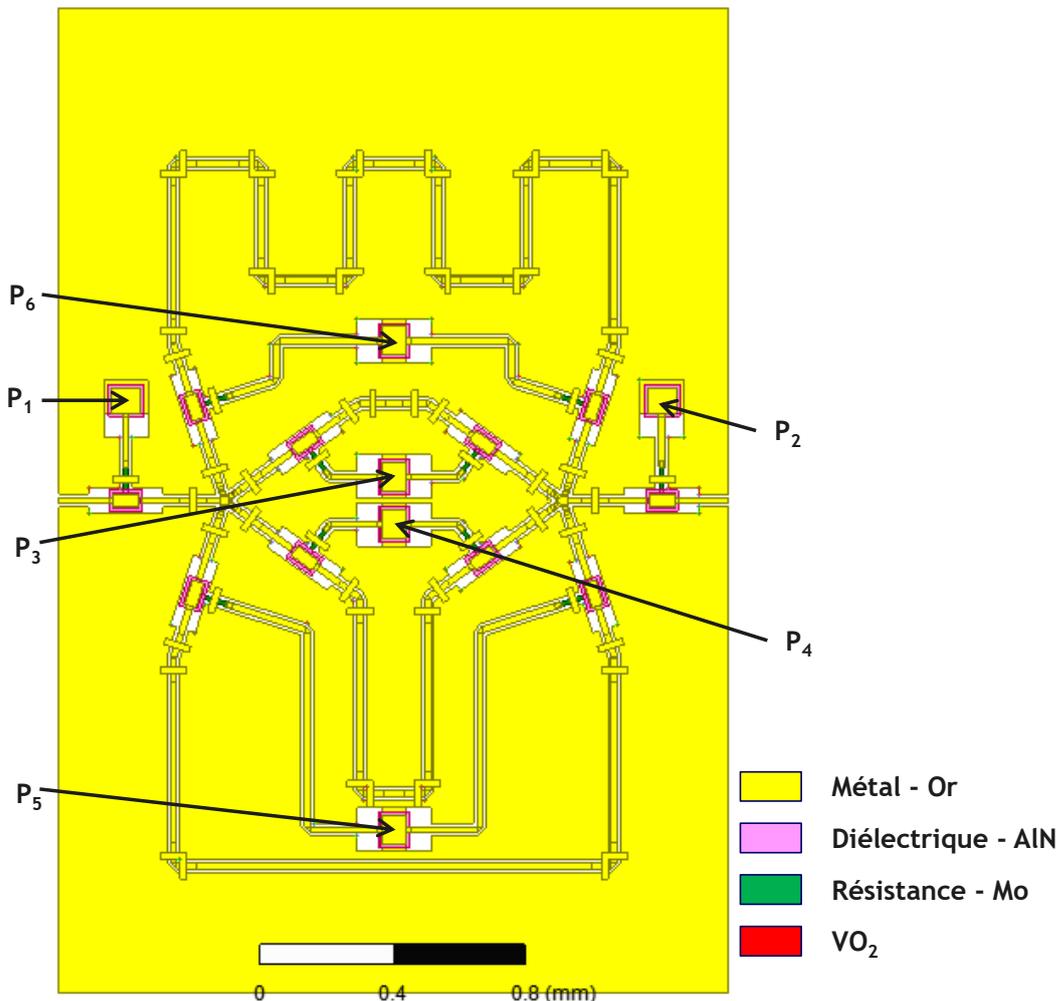
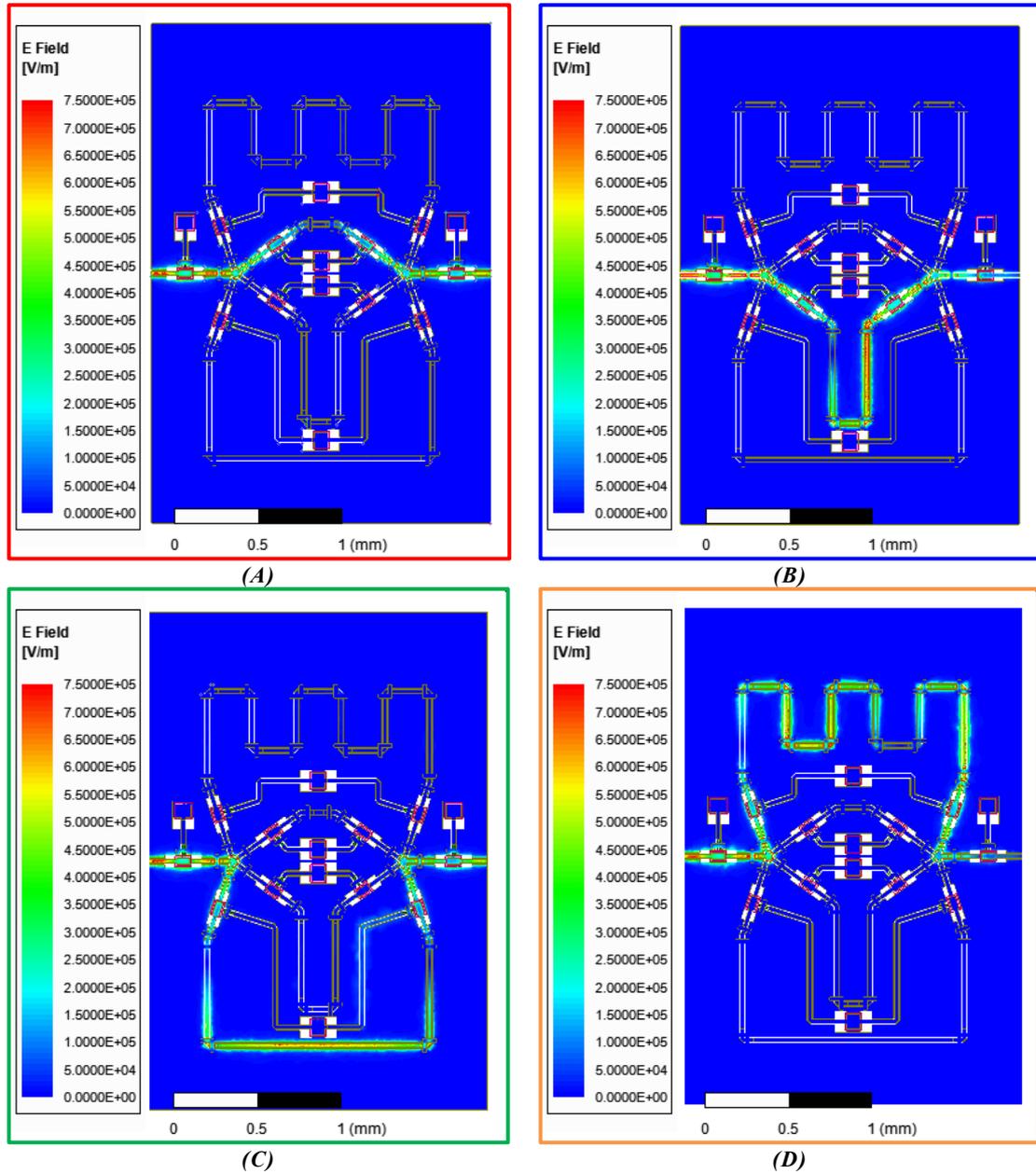


Figure 4.17 : Design du déphaseur 2-bits à lignes commutées à 4 états

Une cartographie des champs électriques est donnée Figure 4.18 dans les 4 états du déphaseur 2-bits. La propagation du signal RF se fait bien selon le motif de VO<sub>2</sub> activé.



**Figure 4.18** : Cartographie du champ  $E$  pour le déphaseur 2-bits dans ses 4 états : (A) de référence  $0^\circ$  (cadre rouge), (B)  $90^\circ$  (cadre bleu), (C)  $180^\circ$  (cadre vert) et (D)  $270^\circ$  (cadre orange)

L'évolution des coefficients de réflexion et des pertes d'insertion du déphaseur dans ces 4 états est donnée respectivement Figure 4.19.A et Figure 4.19.B. Le déphaseur présente, dans ses 4 états, de très bonnes performances. En effet, son adaptation  $S_{11}$  est inférieure à  $-20$  dB à 28 GHz dans chacun des 4 états. Ce déphaseur a une bande passante  $BP$  centrée à 28 GHz et définie à  $-20$  dB de 2,68 GHz (dans l'état  $90^\circ$ ), soit 9,6 % en relatif à 28 GHz. La différence de longueur de ligne dans les 4 chemins implique des pertes d'insertion  $S_{21}$  variables allant de  $-2,61$  dB dans l'état de référence à  $-4,44$  dB dans le cas du chemin le plus long ( $270^\circ$ ) avec une erreur maximale de platitude des pertes d'insertion  $E_{S_{21}}$  de  $\pm 0,03$  dB dans la bande passante. Le déphasage dans chacun des états en fonction de la fréquence est donné Figure

4.19.C. A 28 GHz, les déphasages  $\varphi_{2\text{-bits}}$  sont de  $0^\circ$ ,  $-90,4^\circ$ ,  $-179,5^\circ$  et  $-271,1^\circ$ . La figure de mérite de ce déphaseur  $FOM_{2\text{-bits}}$  (définie comme le rapport du déphasage relatif maximale réalisé par les pertes d'insertion maximales) est de  $61,6^\circ/\text{dB}$  avec une erreur maximale de phase  $E_\varphi$  de  $1,1^\circ$  dans la bande. Les performances de ce déphaseur 2-bits sont résumées Table 4.7.

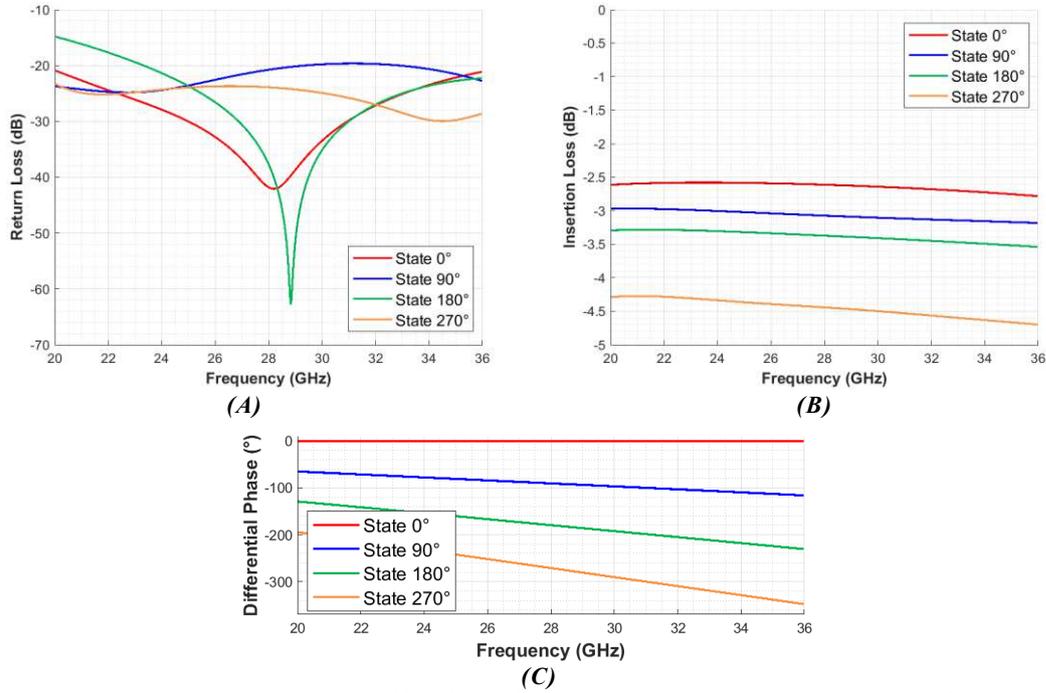


Figure 4.19 : Performances simulées du déphaseur 2-bits dans ses 4 états : (A) coefficient de réflexion, (B) pertes d'insertion et (C) déphasage relatif

Paramètres	Valeurs				Unités
	État $0^\circ$	État $90^\circ$	État $180^\circ$	État $270^\circ$	
$S_{11}$	-41,8	-20,8	-37,7	-23,9	dB
<b>BP (@ -20 dB)</b>	57,1	9,6	33,4	57,1	%
$S_{21}$	-2,61	-3,07	-3,37	-4,44	dB
$E_{S21}$	$\pm 0,02$	$\pm 0,02$	$\pm 0,03$	$\pm 0,03$	dB
$\varphi_{2\text{-bits}}$	0	-90,4	-179,5	-271,1	$^\circ$
$E_\varphi$	0	$\pm 0,4$	$\pm 0,5$	$\pm 1,1$	$^\circ$
$FOM_{2\text{-bits}}$	61,6				$^\circ/\text{dB}$
<b>Dimensions</b>	$3 \times 2,021$				$\text{mm}^2$

Table 4.7: Performances RF simulées du déphaseur 2-bits à 28 GHz

## 2.2. RESEAU D'ANTENNES

Le réseau d'antennes à  $2 \times 4$  éléments est basé sur la mise en réseau d'une antenne unitaire. Les caractéristiques de cette antenne unitaire sont donc étudiées et optimisées préalablement à la mise en réseau.

### 2.2.1. ANTENNE UNITAIRE

L'élément rayonnant choisi pour le réseau phasé est une antenne micro-ruban (aussi appelé antenne patch) carrée. Les dimensions d'une antenne patch carrée peuvent être extraites des formules classiques de conception (formules d'Hammerstad [9]) d'une antenne micro-ruban rectangulaire rappelées ci-dessous, où  $W$  et  $L$  sont respectivement la largeur et la longueur du patch,  $\epsilon_r$  la permittivité diélectrique relative du substrat,  $h$  sa hauteur,  $c$  la célérité de la lumière et  $f_0$  la fréquence de résonance de l'antenne.

$$W = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (\text{Eq. 4.1})$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{Eq. 4.2})$$

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{Eq. 4.3})$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{Eq. 4.4})$$

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (\text{Eq. 4.5})$$

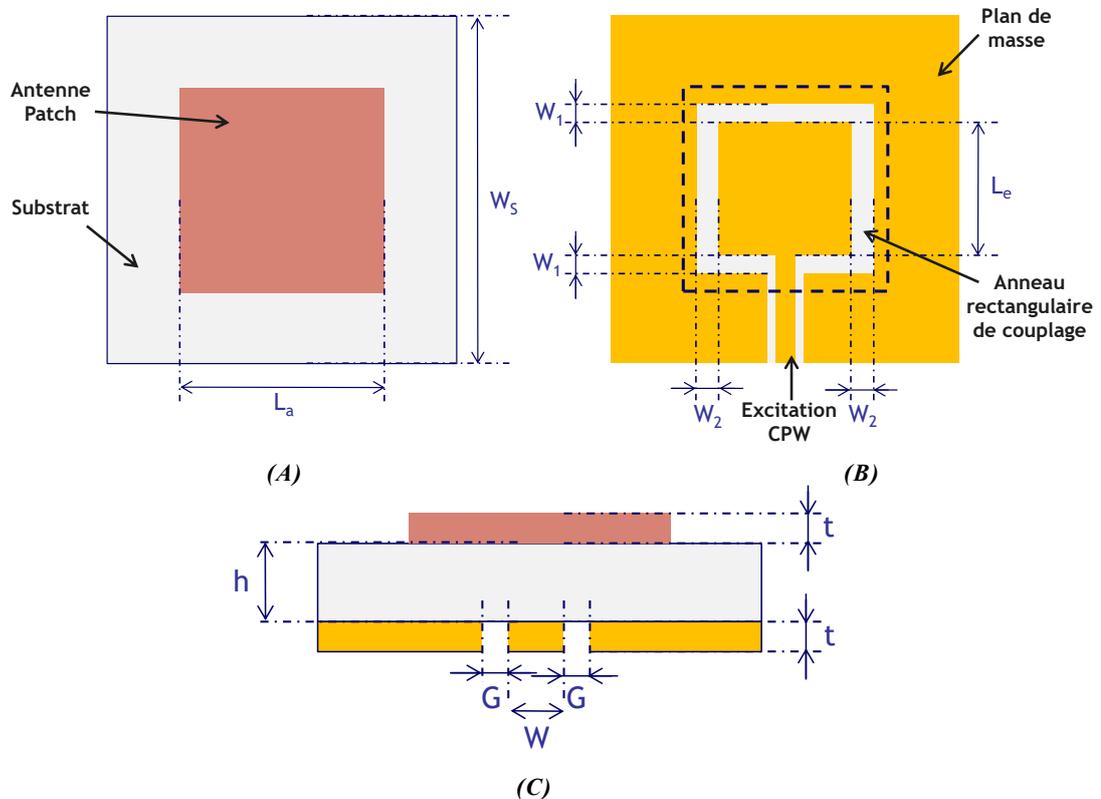


Figure 4.20 : Schéma d'une antenne unitaire patch avec une excitation CPW par fente en anneau rectangulaire : (A) vue de dessus, (B) vue de dessous et (C) vue en coupe

A partir des formules précédentes, des dimensions d'une ligne coplanaire d'impédance  $50 \Omega$  à 28 GHz et d'une optimisation judicieuse sur les dimensions du patch  $L_a$ , de l'anneau

rectangulaire  $L_e$  et des largeurs des fentes  $W_1$  et  $W_2$  (Figure 4.20) sur le logiciel d'ANSYS HFSS, la construction de l'antenne patch unitaire avec une excitation CPW par fente en anneau rectangulaire est réalisée. Les valeurs des différents paramètres de l'antenne et de son excitation sont données Table 4.8.

Paramètres	Valeurs	Unités	Commentaires
$W_s$	5,35	mm	Largeur du substrat (motif unitaire)
$L_a$	1,282	mm	Longueur du patch carrée
$L_e$	1	mm	Longueur du carré d'excitation
$W_1$	18	$\mu\text{m}$	Largeur de fentes transversales
$W_2$	10	$\mu\text{m}$	Largeur de fentes longitudinales
$W$	21	$\mu\text{m}$	Largeur du ruban central
$G$	10	$\mu\text{m}$	Largeur du gap CPW
$t$	1,5	$\mu\text{m}$	Épaisseur de métal (Or)

Table 4.8: Dimensions de l'antenne unitaire patch avec une excitation CPW par fente en anneau rectangulaire

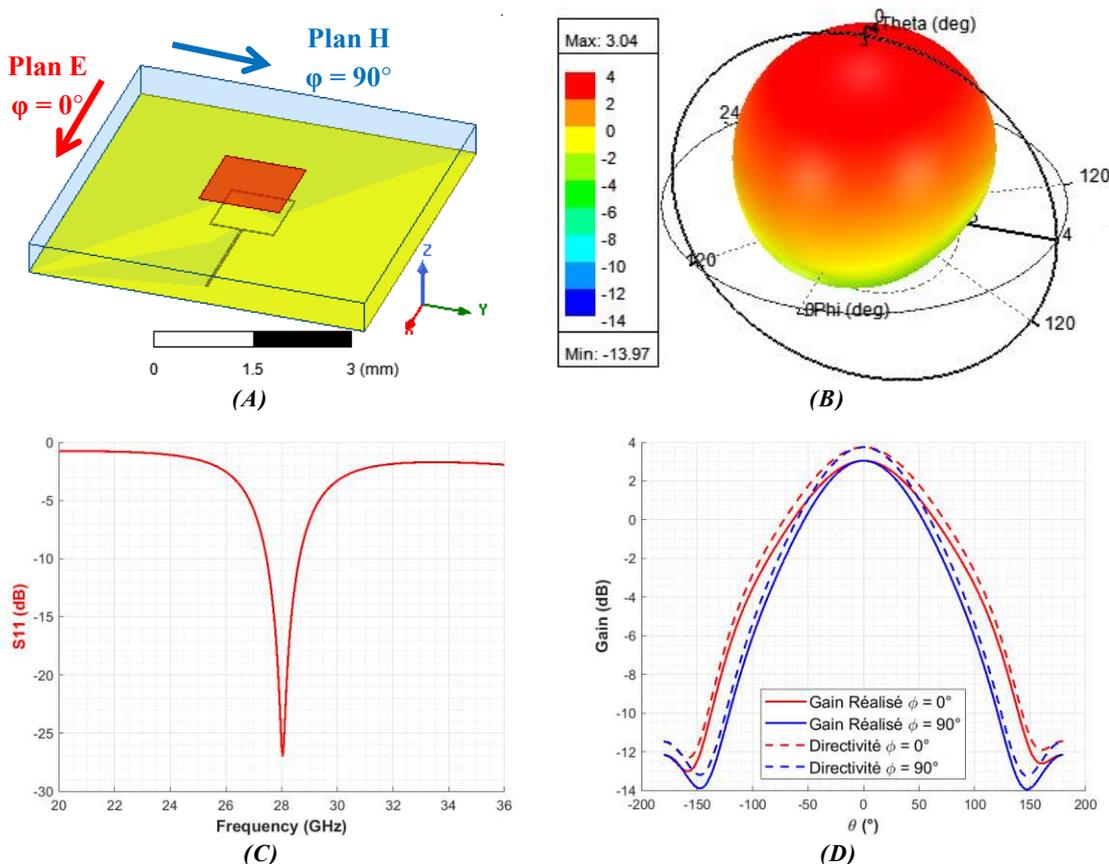


Figure 4.21 : (A) Antenne patch avec excitation CPW optimisée, (B) le diagramme de rayonnement en gain réalisé à 28 GHz, (C) coefficient de réflexion, (D) directivité et gain réalisé dans les plans E et H à 28 GHz

L'antenne patch unitaire ainsi obtenue est donnée Figure 4.21.A. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de cette antenne est donné Figure 4.21.C. Ainsi l'antenne est adaptée à 28 GHz à  $50 \Omega$  avec un coefficient de réflexion de  $-26,20$  dB et une bande passante fréquentielle définie

à  $-10$  dB de  $1,18$  GHz, soit  $4,2\%$  en relatif. La Figure 4.21.B donne le diagramme de rayonnement 3D en gain réalisé (gain réel de l'antenne en prenant en compte les pertes et la désadaptation) tandis que la Figure 4.21.D donne la comparaison du gain réalisé et de la directivité dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  (Plan E) et  $\varphi = 90^\circ$  (Plan H). Les valeurs maximales de directivité et de gain réalisés sont obtenues dans la direction normale au plan de l'antenne (axe  $z$ ) et atteignent respectivement les valeurs de  $3,74$  dB et  $3,04$  dB. L'ouverture angulaire (définie à  $-3$  dB du gain réalisé maximal) de cette antenne patch avec une excitation coplanaire dans le plan E et dans le plan H est respectivement de  $128^\circ$  et de  $108^\circ$ . Par ailleurs, le ratio « Front to Back » (permettant de comparer la quantité de signal rayonnée dans la direction principale et la quantité de signal rayonnée dans la direction opposée), noté ratio  $F/B$ , est supérieur à  $15$  dB.

Les différentes configurations de polarisation (co-polarisation et cross-polarisation) dans le plan E et le plan H à la fréquence de résonance de l'antenne ( $28$  GHz) sont données respectivement Figure 4.22.A et Figure 4.22.B. Pour l'élévation  $\theta = 0^\circ$  (direction dans laquelle le gain réalisé est maximal), la différence de polarisation entre la co-polarisation et la cross-polarisation est supérieure à  $60$  dB impliquant donc une très bonne polarisation linéaire de l'antenne unitaire.

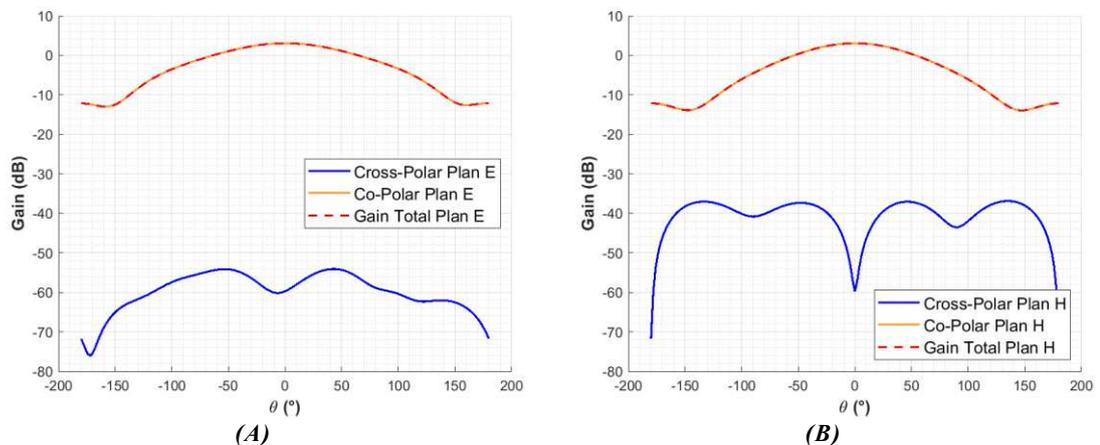


Figure 4.22 : Co-polarisation et cross-polarisation de l'antenne unitaire : (A) en plan E et (B) en plan H

### 2.2.2. MISE EN RESEAU $2 \times 4$ ELEMENTS

Lors de la mise en réseau de l'antenne unitaire, les distances inter-éléments suivant l'axe  $x$  notées  $d_x$  et suivant l'axe  $y$  notées  $d_y$  (Figure 4.23) vont impacter le diagramme de rayonnement (avec la présence ou non de lobes de réseau – « grating lobes »), le couplage entre les différentes antennes unitaires le constituant et par conséquent le gain maximal de l'antenne. Ainsi, un compromis doit être trouvé afin de :

- réduire le couplage inter-éléments
- éviter l'apparition de lobes de réseau non désirés dans le cas de dépointage de faisceau

- maximiser le gain maximal de l'antenne réseau
- garder un ratio  $F/B$  supérieur à 15 dB

Le compromis ainsi obtenu est un espacement inter-éléments (centre à centre) régulier de  $d_x = d_y = 5,35 \text{ mm}$  ( $= \lambda_0/2$ ), soit l'espacement de la demi-longueur d'onde dans l'air à la fréquence de travail.

Le réseau d'antennes à 8 éléments ( $2 \times 4$ ) est donné Figure 4.23. L'espacement inter-éléments de  $\lambda_0/2$  permet d'obtenir des dimensions de  $21,4 \times 10,7 \text{ mm}^2$ . Les contraintes de dimensions évoquées dans Table 4.1 sont donc respectées.

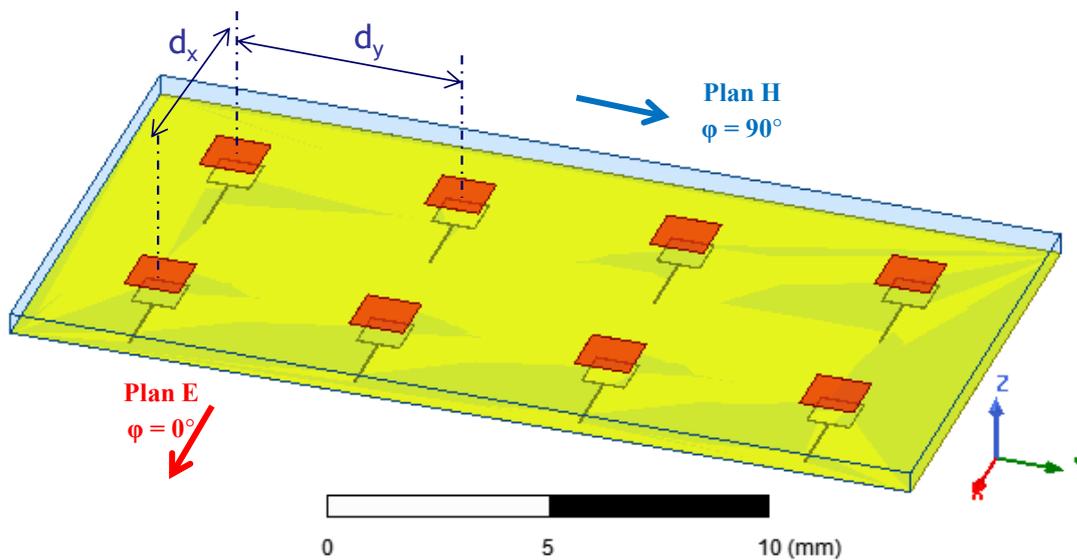


Figure 4.23 : Réseau  $2 \times 4$  d'antennes unitaires avec une excitation CPW

Le diagramme de rayonnement en gain réalisé, donné Figure 4.24, permet de constater l'apparition d'une direction de rayonnement privilégiée (dans cette configuration, pour une distribution d'amplitude et de phase identiques sur chacune des antennes, direction  $\theta = 0^\circ$ ) avec une ouverture angulaire logiquement plus étroite que pour l'antenne seule.

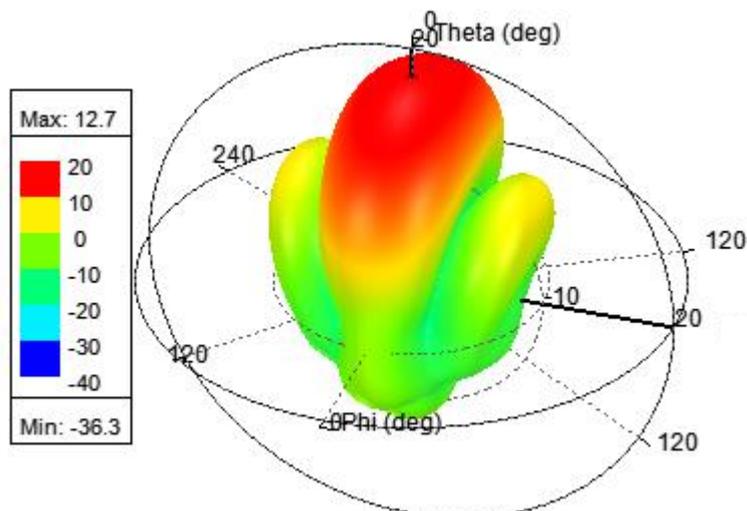


Figure 4.24 : Diagramme de rayonnement en gain réalisé du réseau  $2 \times 4$

La Figure 4.25.A donne les coefficients de réflexion des 8 antennes. Un décalage fréquentiel de 0,21 % est noté vers les basses fréquences (fréquence de résonance de 27,94 GHz), dû à l'interaction d'éléments à éléments. Ce décalage peut être ajusté en diminuant légèrement les dimensions des antennes unitaires. Cependant, les coefficients de réflexion à 28 GHz étant inférieurs à -20 dB et le décalage fréquentiel étant très faible (voir négligeable), les dimensions sont conservées en l'état.

La comparaison entre le gain réalisé et la directivité est donnée Figure 4.25.B dans les plans E ( $\varphi = 0^\circ$ ) et H ( $\varphi = 90^\circ$ ). Les valeurs maximales atteintes pour le gain réalisé et la directivité sont respectivement de 12,7 dB et 13,5 dB. Deux lobes secondaires sont présents dans le diagramme de rayonnement dans le plan H pour des élévations de  $\theta = \pm 46^\circ$  et leur gain est inférieur au gain maximal de 13 dB. Le lobe principal présente une ouverture angulaire dans les plans E et H respectivement de  $52^\circ$  et  $28^\circ$ . Le ratio  $F/B$  du réseau est alors de 18,8 dB.

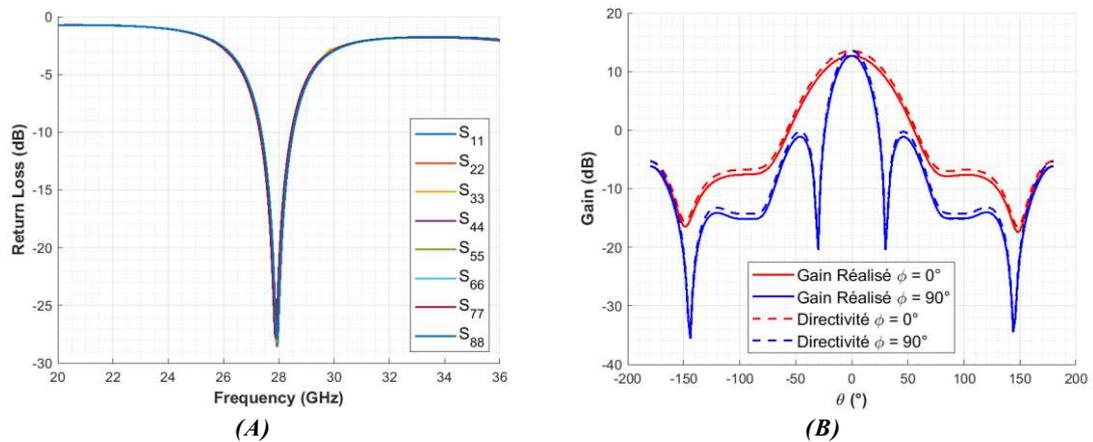


Figure 4.25 : (A) Coefficients de réflexion de chacune des antennes du réseau  $2 \times 4$  et (B) gain réalisé et directivité dans les plans E et H

La polarisation linéaire de l'antenne unitaire est préservée lors de la mise en réseau. En effet, la différence de polarisation, à 28 GHz pour l'élévation de  $\theta = 0^\circ$  est supérieure à 60 dB (Figure 4.26.A et Figure 4.26.B dans le cas respectivement du plan E et du plan H).

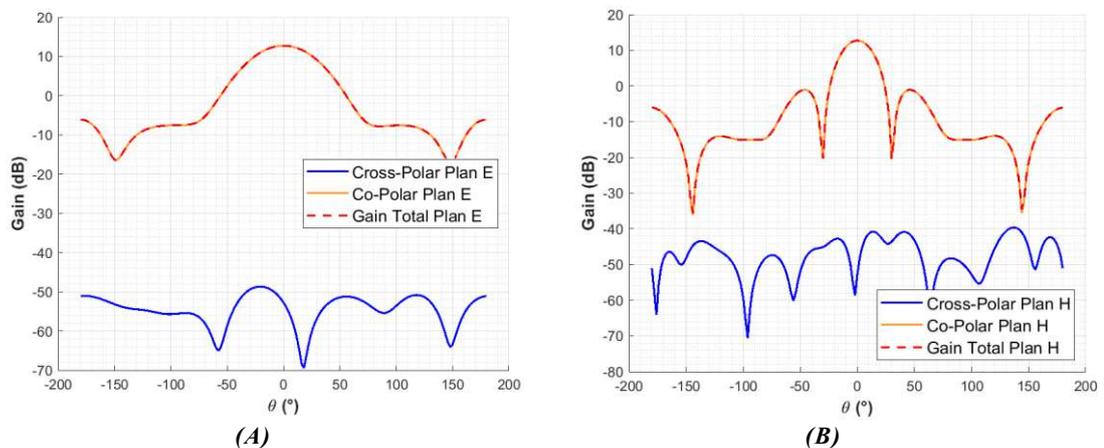


Figure 4.26 : Co-polarisation et cross-polarisation du réseau  $2 \times 4$  : (A) en plan E et (B) en plan H

### 2.2.3. DEPOINTAGE DE FAISCEAU

A ce stade, le dépointage du faisceau peut d'ores et déjà être visualisé à l'aide du logiciel de simulation en ajoutant des phases artificielles aux sources d'excitation aux accès de chaque antenne. En considérant le déphaseur 2-bits (4 états de déphasage :  $0^\circ$ ,  $-90^\circ$ ,  $-180^\circ$  et  $-270^\circ$ ) étudié précédemment, trois cas pertinents de dépointage de faisceau apparaissent (deux autres cas sont obtenus par symétrie par rapport au cas 1) :

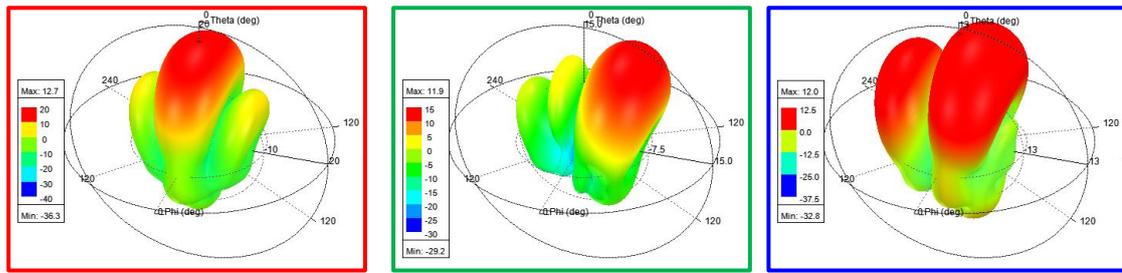


$$\begin{array}{ccc}
 \begin{bmatrix} 0^\circ & 0^\circ & 0^\circ & 0^\circ \\ 0^\circ & 0^\circ & 0^\circ & 0^\circ \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0^\circ & -90^\circ & -180^\circ & -270^\circ \\ 0^\circ & -90^\circ & -180^\circ & -270^\circ \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0^\circ & 0^\circ & -90^\circ & -90^\circ \\ 0^\circ & 0^\circ & -90^\circ & -90^\circ \end{bmatrix} \\
 \text{Cas 1} & \text{Cas 2} & \text{Cas 3}
 \end{array}$$

Le cas 1 est la situation initiale dans laquelle la même distribution d'amplitude et de phase est appliquée aux excitations des antennes. Le cas 2, quant à lui, correspond à une distribution régulière et linéaire de phase avec un pas de  $-90^\circ$  et une amplitude identique. Et le cas 3 correspond à une distribution par paquet de sous réseau. Les cas présentés ci-dessus prennent en considération la simplification architecturale évoquée dans le paragraphe 1.2.2 (distribution de phase identique dans la direction de l'axe x (Figure 4.23)). Les autres cas non présentés ici peuvent être retrouvés par symétrie ou ne sont pas pertinents puisqu'ils mettent en évidence deux lobes principaux (cas de distribution par paquet de sous réseau avec  $0^\circ$  et  $-180^\circ$ ).

A l'exception des cas présentés précédemment, se basant sur le déphaseur 2-bits réalisé, d'autres cas peuvent être envisagés dans le cas où le déphaseur serait remplacé par un déphaseur 3-bits (8 états de phase avec un pas de  $45^\circ$ ) permettant d'augmenter le nombre de positions et la précision du dépointage.

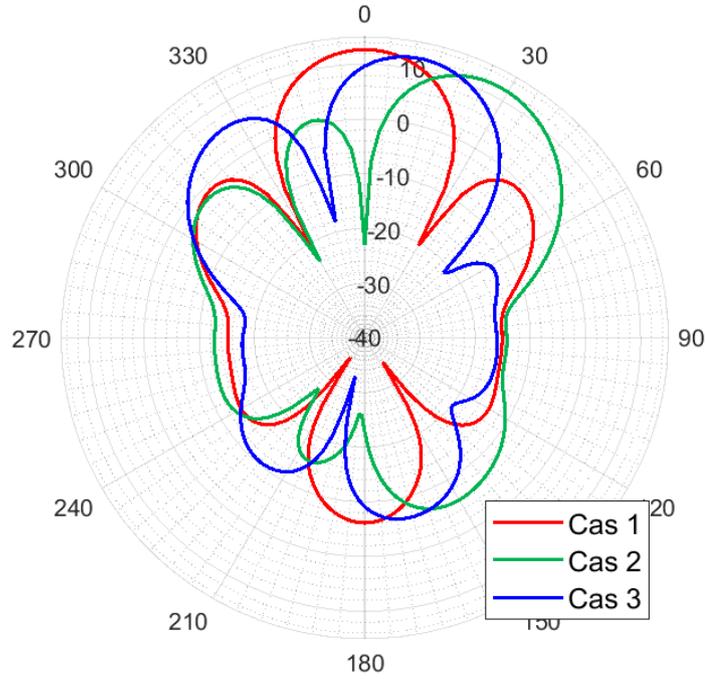
La distribution de phase se faisant dans le plan H de l'antenne, le dépointage du faisceau se fait donc aussi dans ce même plan (plan  $\varphi = 90^\circ$ ). Ainsi, la Figure 4.27 donne le gain réalisé en 3D (diagramme de rayonnement) et une coupe dans le plan H à 28 GHz. Le faisceau, initialement dans la direction normale au plan des antennes  $\theta = 0^\circ$  (cas 1, en rouge) se voit dépointer dans les directions  $\theta = 28^\circ$  (cas 2, en vert) et  $\theta = 10^\circ$  (cas 3, en bleu) avec une légère diminution du gain : 12,7 dB pour le cas 1, 11,9 dB pour le cas 2 et 12,0 dB pour le cas 3. L'ouverture angulaire (définie à  $-3$  dB) du faisceau et le ratio  $F/B$  sont cependant conservés à  $28^\circ$  et 18 dB respectivement. Le dépointage du faisceau modifie les niveaux des lobes secondaires. En effet, selon les configurations, les niveaux des lobes secondaires (par rapport au lobe principal) peuvent se retrouver accentués (exemple du cas 3) où le lobe secondaire est à un niveau inférieur de 6 dB à celui du lobe principal. Un comparatif des différents paramètres est donné Table 4.9.



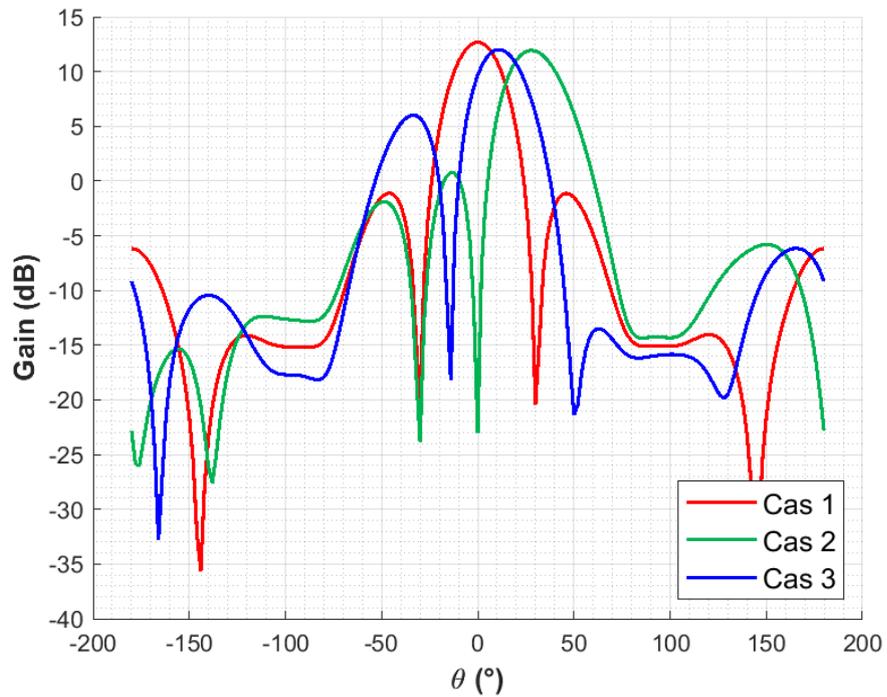
Cas 1

Cas 2

Cas 3



(A)



(B)

Figure 4.27 : Diagramme de rayonnement et dépointage de faisceau dans le plan H pour le cas 1 (rouge), le cas 2 (vert) et le cas 3 (bleu)

Paramètres		Valeurs			Unités
		Cas 1	Cas 2	Cas 3	
Lobe Principal	Gain réalisé	12,7	11,9	12,0	dB
	Direction	0	28	10	°
	Angle d'ouverture	28			°
Lobe Secondaire	Niveau	- 13,8	- 11,6	- 6,0	dB
	Direction	- 46	- 14	- 34	°
Ratio F/B		18			dB

Table 4.9: Comparaison des différentes performances du réseau  $2 \times 4$  lors du dépointage

La distribution de phase, identique pour les antennes placées dans l'axe x, nécessitera l'ajout d'un diviseur de puissance similaire à celui utilisé dans le réseau d'alimentation. Les éléments de ce réseau de distribution sont étudiés dans le paragraphe suivant.

### 2.3. RESEAU D'ALIMENTATION

Le réseau d'alimentation  $1 \rightarrow 4$  est une succession de diviseurs de puissance. Ainsi, pour le réaliser, deux étages de diviseurs sont nécessaires et appelés dans ce manuscrit « Étage d'Entrée » et « Étage de Sortie ». A la suite de ce réseau, seront placés les déphaseurs puis un dernier étage de diviseurs de puissance appelé dans ce manuscrit « Étage d'Antenne » permettant une distribution d'amplitude et de phase identiques sur les deux antennes placées dans l'axe x (Figure 4.28). Cette partie décrit la conception de ces trois étages de diviseurs.

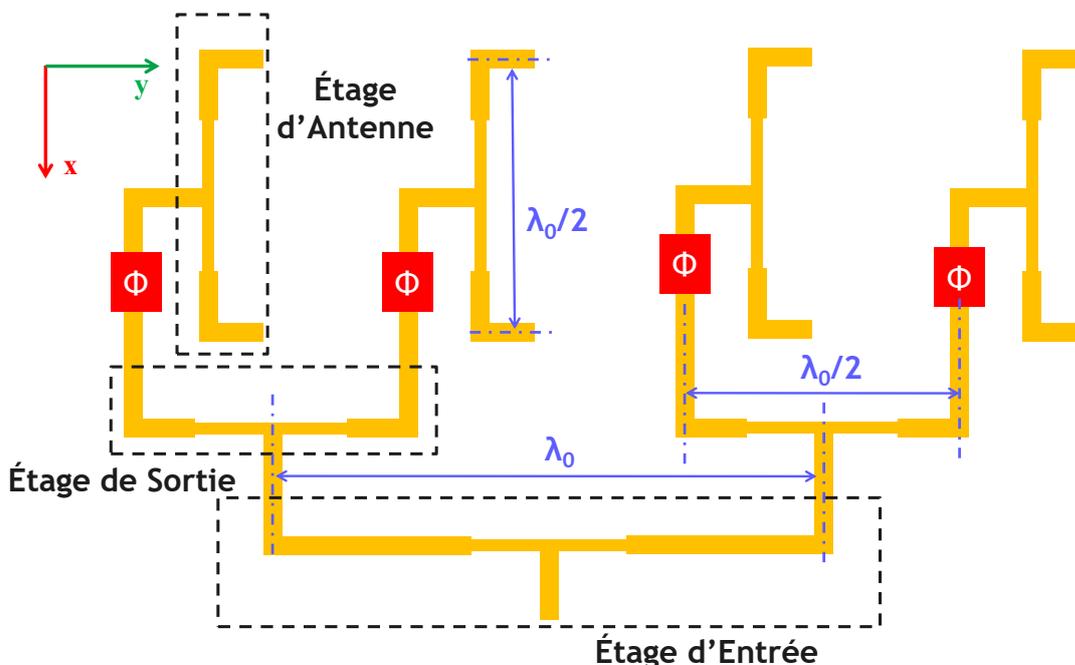


Figure 4.28 : Schéma du circuit d'excitation des antennes

Le principe de ces diviseurs de puissance repose sur des sauts d'impédance [10], [11] (Figure 4.29). En effet, le port d'entrée adapté à  $50 \Omega$  se termine sur une jonction à 2 sorties

réalisées par une ligne d'impédance  $70,7 \Omega$  et de longueur  $\lambda_l/4$  (où  $\lambda_l$  est la longueur d'onde propagée en CPW à 28 GHz). Selon les étages (Étages d'Entrée, de Sortie ou d'Antenne), seules les longueurs  $d_1$  et  $d_2$  sont modifiées.

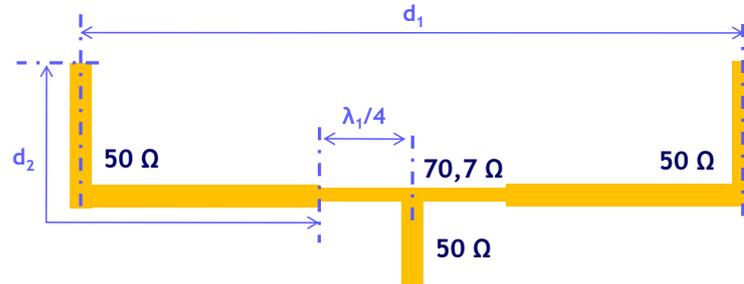


Figure 4.29 : Diviseur de puissance de  $50 \Omega$  vers du  $50 \Omega$

Dans les paragraphes suivants, les performances de ces étages seront résumées pour chaque section ainsi que les dimensions  $d_1$  et  $d_2$ . Les dimensions des lignes coplanaires d'impédances  $50 \Omega$  et  $70,7 \Omega$  sont données Table 4.10.

Dimensions		Valeurs	Unités
CPW $50 \Omega$	$W_{50}$	21	$\mu\text{m}$
	$G_{50}$	10	$\mu\text{m}$
CPW $70,7 \Omega$	$W_{70}$	13	$\mu\text{m}$
	$G_{70}$	20	$\mu\text{m}$

Table 4.10: Dimensions des lignes CPW d'impédances  $50 \Omega$  et  $70,7 \Omega$

Une ligne quart d'onde en or, de conductivité  $\sigma_{or} = 4,1 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$  et d'épaisseur  $t = 1,5 \mu\text{m}$  en technologie CPW sur substrat saphir de permittivité relative de  $\epsilon_r = 10$ , a pour longueur  $\lambda_l/4 = 1150 \mu\text{m}$  à 28 GHz.

### 2.3.1. ÉTAGE ANTENNE

L'écartement des deux branches de sorties de l'Étage d'Antenne est contraint par l'espacement inter-éléments suivant l'axe x du réseau d'antennes, par conséquent  $d_1 = \lambda_0/2$ . Selon la valeur de la longueur  $d_2$ , une légère adaptation de la longueur de ligne à  $70,7 \Omega$  est nécessaire afin de satisfaire de bons critères d'adaptation à la fréquence de 28 GHz (fréquence de travail et de résonance des antennes). Les dimensions sont données Table 4.11.

Dimensions	Valeurs	Unités
$d_1$	5,35	mm
$d_2$	2,5	mm
$\lambda_l/4$	1085	$\mu\text{m}$

Table 4.11: Dimensions des longueurs de lignes constituant l'Étage d'Antenne

Les paramètres S de cet étage sont donnés Figure 4.30. Le dispositif ayant une géométrie présentant une symétrie, seule une moitié des paramètres sont présentés. A 28 GHz, l'Étage d'Antenne présente une très bonne adaptation avec  $S_{11} = -43,0$  dB, des pertes d'insertion  $S_{21} = -4,0$  dB (incluant les 3 dB issus de la division de puissance), une isolation entre les deux ports de sortie  $S_{32} = -7,5$  dB et une adaptation au niveau du port de sortie  $S_{22} = -8,1$  dB.

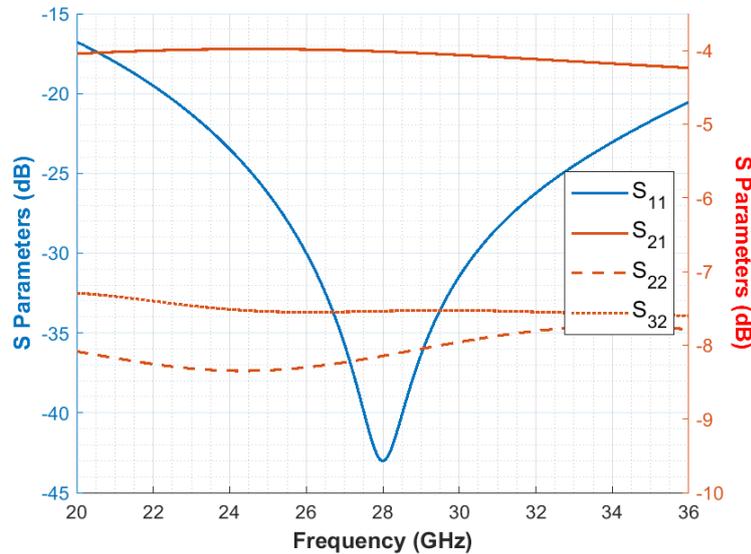


Figure 4.30 : Paramètres S de l'Étage d'Antenne

### 2.3.2. ÉTAGE DE SORTIE

L'écartement entre les branches de sortie de l'Étage de Sortie est aussi contraint par l'espacement inter-éléments des antennes suivant l'axe y. La valeur de  $d_1$  est donc toujours de la demi-longueur d'onde dans le vide à 28 GHz. La valeur de  $d_2$  est, quant à elle, contrainte par les branches de sortie de l'Étage d'Antenne (Figure 4.28). Par conséquent, sa valeur est choisie à  $d_2 = 5$  mm. Les dimensions sont données Table 4.12.

Dimensions	Valeurs	Unités
$d_1$	5,35	mm
$d_2$	5	mm
$\lambda_1/4$	1065	$\mu\text{m}$

Table 4.12: Dimensions des longueurs de lignes constituant l'Étage de Sortie

L'évolution des paramètres S en fonction de la fréquence de l'Étage de Sortie est donnée Figure 4.31. L'adaptation, présentant un léger décalage de l'ordre de 1,5 % (fréquence de 27,58 GHz), reste toutefois très bonne à la fréquence de travail avec une valeur de  $S_{11} = -37,8$  dB. Les pertes d'insertion et l'isolation, à cette fréquence, sont respectivement de  $S_{21} = -4,5$  dB et  $S_{32} = -8,5$  dB. L'adaptation des ports de sortie est de  $S_{22} = -9,3$  dB.

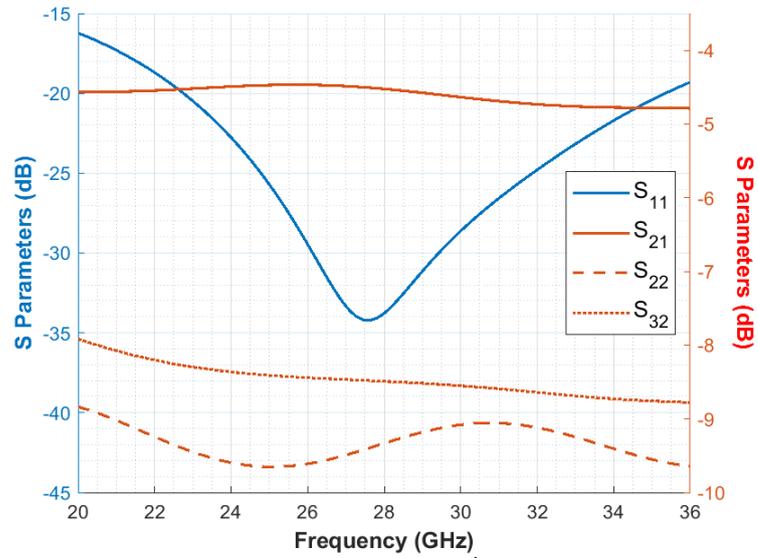


Figure 4.31 : Paramètres S de l'Étage de Sortie

### 2.3.3. ÉTAGE D'ENTRÉE

L'espace entre les deux Étages de Sortie va contraindre l'espace entre les deux branches de sortie de l'Étage d'Entrée. Cet espace est alors doublé, soit  $d_1 = \lambda_0$ . Les différentes dimensions sont données Table 4.13.

Dimensions	Valeurs	Unités
$d_1$	10,7	mm
$d_2$	5	mm
$\lambda_1/4$	1145	$\mu\text{m}$

Table 4.13: Dimensions des longueurs de lignes constituant l'Étage d'Entrée

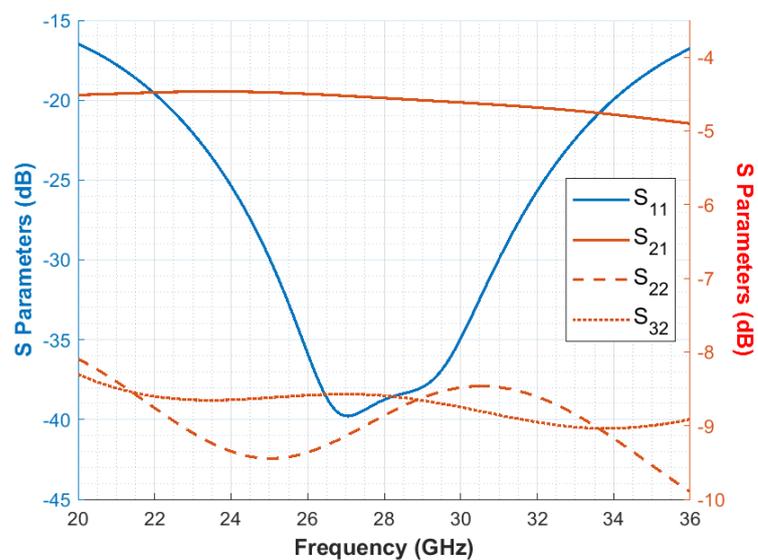


Figure 4.32 : Paramètres S de l'Étage d'Entrée

La Figure 4.32 donne l'évolution des performances RF de l'Étage d'Entrée sur la bande de fréquence 20 GHz – 36 GHz. Cet étage présente des pertes d'insertion sensiblement

identiques à l'Étage de Sortie ( $S_{21} = -4,6$  dB à 28 GHz) avec une adaptation sur le port d'entrée proche de  $-40$  dB ( $S_{11} = -38,8$  dB) et une isolation de  $S_{32} = -8,6$  dB.

### 2.3.4. RESEAU D'ALIMENTATION 1 → 4

Le réseau d'alimentation 1 → 4 est alors composé de l'Étage d'Entrée et suivi sur chacune de ses branches de sortie de l'Étage de Sortie (Figure 4.33). En se basant sur les performances simulées de ces deux étages, ses pertes d'insertions peuvent être estimées à la somme des pertes des deux étages le constituant, soit approximativement  $-9,1$  dB (incluant les 6 dB issus des 2 divisions de puissance).

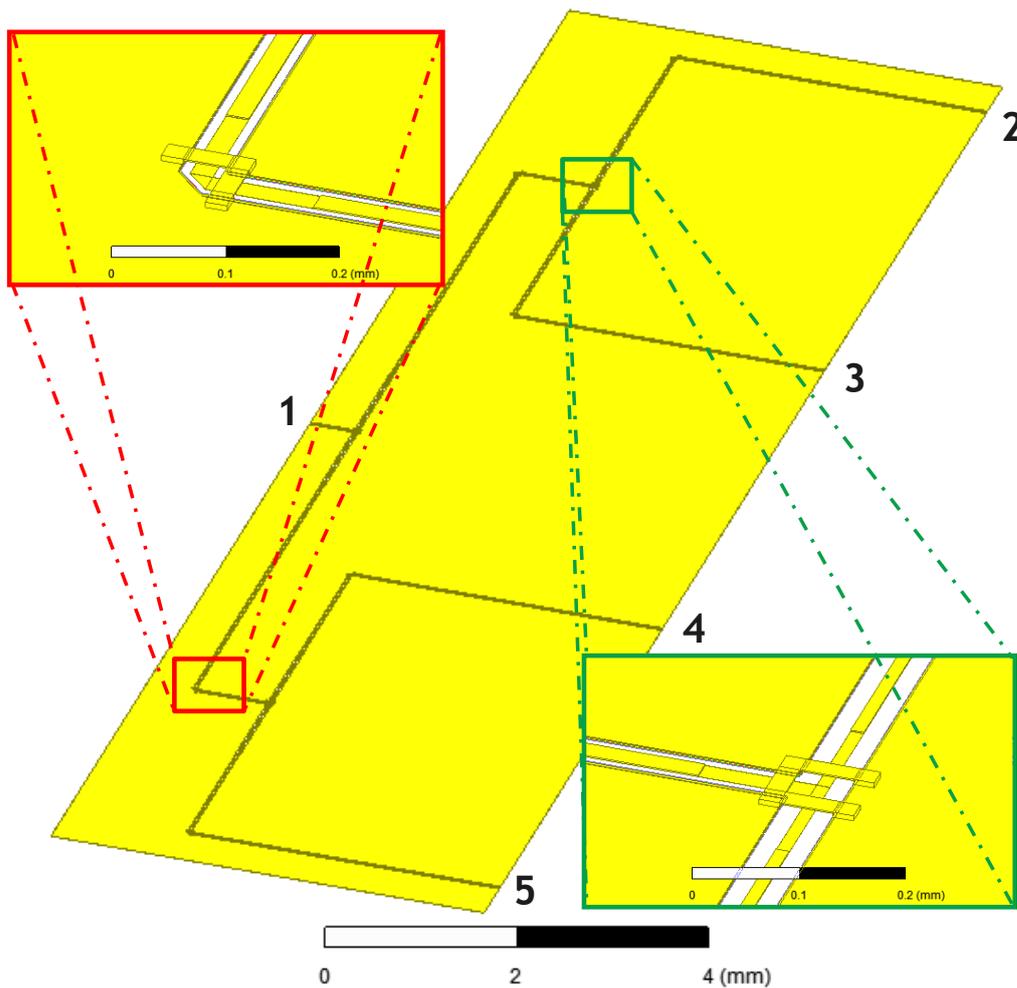
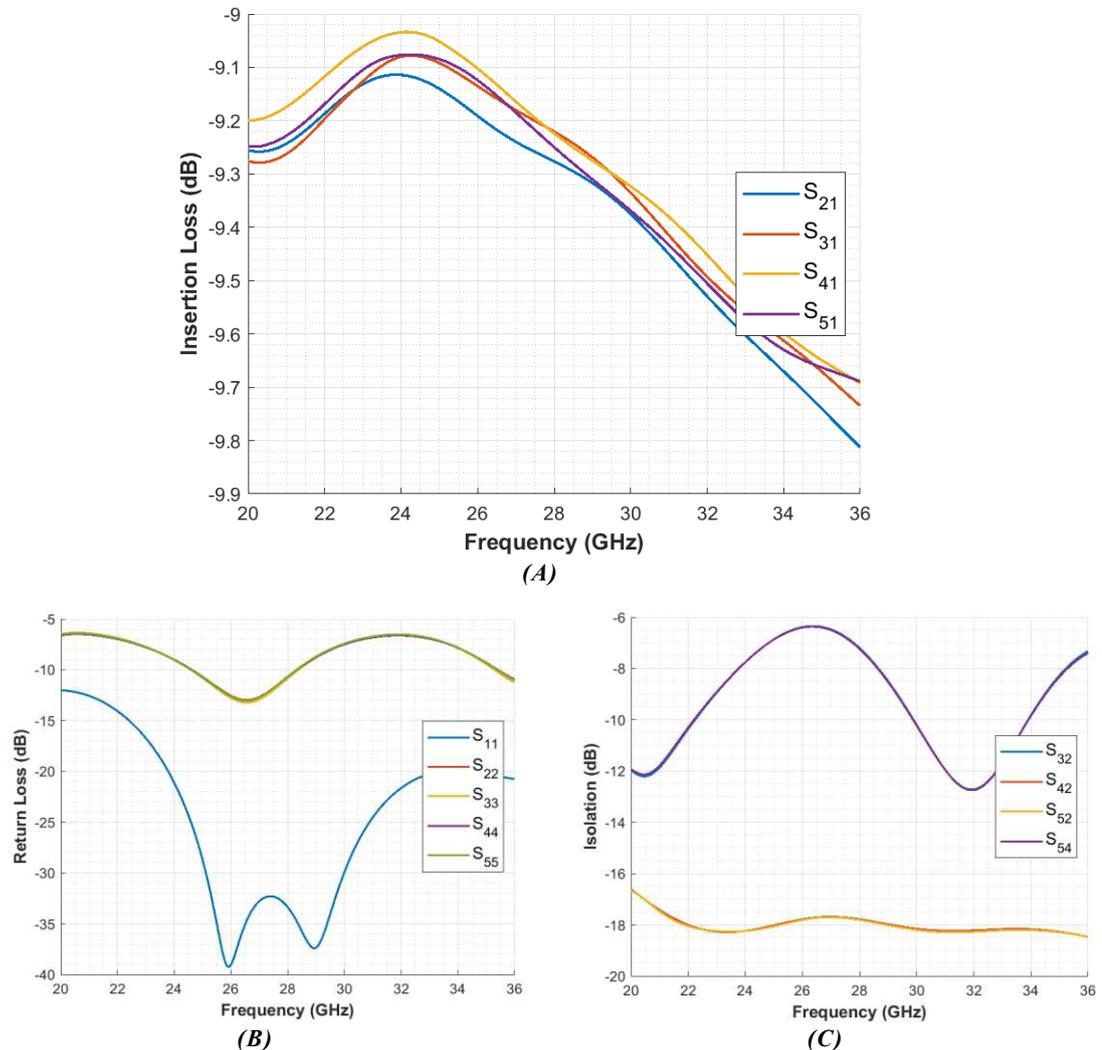


Figure 4.33 : Design du réseau d'alimentation 1 → 4 en technologie CPW

Les pertes d'insertion en simulation sont données Figure 4.34.A. Une légère variation, de l'ordre de 0,05 dB existe entre les différents ports de sortie. Cependant, les pertes sont cohérentes avec l'estimation faite au préalable, confirmant ainsi la bonne adaptabilité de chacun des étages, et sont, en moyenne, égales à  $-9,2$  dB.

L'adaptation au port d'entrée présente une double résonance à 25,9 GHz et à 28,9 GHz (Figure 4.34.B) due à la différence de longueur des lignes à  $70,7 \Omega$  des différents étages du réseau d'alimentation. Une nouvelle optimisation de ces dimensions permettrait d'ajuster la

résonance à 28 GHz. Cependant, à cette fréquence, le réseau d'alimentation présente, en l'état, une très bonne adaptation au port d'entrée avec  $S_{11} = -33,3$  dB. L'isolation entre les différents ports de sortie est donnée Figure 4.34.C.



**Figure 4.34 :** Paramètres  $S$  du réseau d'alimentation  $1 \rightarrow 4$  en technologie CPW : (A) pertes d'insertion, (B) coefficients de réflexion et (C) niveaux d'isolation entre les ports de sortie

## 2.4. RESEAU PHASE

A la rédaction de ce manuscrit, l'assemblage du système global intégrant les différents éléments constituant le réseau phasé d'antennes n'a pas encore été simulé dans son ensemble sur ANSYS HFSS. Cependant, à partir des performances RF de chacun des blocs étudiés précédemment, il peut être possible d'estimer les performances de l'ensemble du circuit d'alimentation (du réseau d'alimentation jusqu'à l'entrée des antennes) par l'utilisation de boîtes sous le logiciel de simulation ADS (« Advanced Design System ») de Keysight. Les résultats sont présentés synthétiquement dans la Table 4.14. Le circuit d'alimentation reste tout de même très bien adapté à 28 GHz avec un coefficient de réflexion  $S_{11} = -28,5$  dB et une large bande passante allant de 24,12 GHz à 32,14 GHz, soit 28,6 % en relatif. Cette bande passante

peut être réduite à 27,7 % afin de la centrer sur la fréquence de travail. Les pertes d'insertion sont, quant à elles, bien plus importantes, variant entre - 17,8 dB et - 15,9 dB selon l'état du déphaseur. Le circuit d'alimentation étant une mise en cascade des différents blocs étudiés, ces pertes sont prévisibles.

Paramètres	Valeurs		Unités	Commentaires
	Min	Max		
$S_{11}$	- 28,5		dB	A 28 GHz
$S_{ii}$	- 17,8	- 15,9	dB	A 28 GHz pour $2 \leq i \leq 9$
<b>BW</b>	27,7		%	Définie à - 20 dB

*Table 4.14: Estimation des performances du circuit d'alimentation complet*

Il est à noter que l'étude du balayage de faisceau est réalisée pour une distribution uniforme d'amplitude. Or le circuit d'alimentation présente selon les états du déphaseur des différences de pertes. Cette inégalité d'amplitude à l'excitation des antennes peut dégrader le rayonnement du réseau et par conséquent le gain et le dépointage. Dans le cadre d'une première preuve de concept pour le projet ANR MUFRED, ces inégalités d'amplitudes ne sont pas prioritaires. Cependant, des pistes seront données dans le paragraphe 4.2.4 afin d'égaliser les niveaux des pertes selon les différents états des déphaseurs.

### 3. FABRICATION ET EXPERIMENTATION PAR COMMANDE ELECTRIQUE

Le déphaseur reconfigurable à base de VO<sub>2</sub> étant l'élément clé des dispositifs présentés précédemment, de premières expérimentations vont être réalisés sur ce composant et de manière plus extensive aux commutateurs SPST et SP4T. En effet, le réseau de polarisation de la commande électrique et l'activation des commutateurs à base de VO<sub>2</sub> nécessitent une vérification de leur bon fonctionnement avant de pouvoir procéder à l'intégration dans le réseau phasé complet.

#### 3.1. FABRICATION : ETAPE ET MASQUE

Afin de caractériser le commutateur SP4T et le déphaseur 2-bits à base de VO<sub>2</sub> sur une station sous pointes (identique à celle présentée dans le chapitre III), des modifications sont apportées aux designs :

- l'adaptation des ports d'accès aux dimensions des pointes GSG par l'ajout d'une transition CPW vers une ligne CPW avec un ruban central plus large  $W_{Ms} = 82 \mu\text{m}$  et  $G_{Ms} = 40 \mu\text{m}$  (Figure 4.35.A)

- l'alignement des ports d'accès (dans le cas du commutateur SP4T) dans un même plan afin de pouvoir caractériser chacune des branches (Figure 4.35.B)

Les dimensions de la transition CPW pour l'adaptation aux points GSG de mesure sont données Table 4.15. L'ensemble des dispositifs intégrés dans le masque de réalisation a été modifié à l'aide de cette transition CPW.

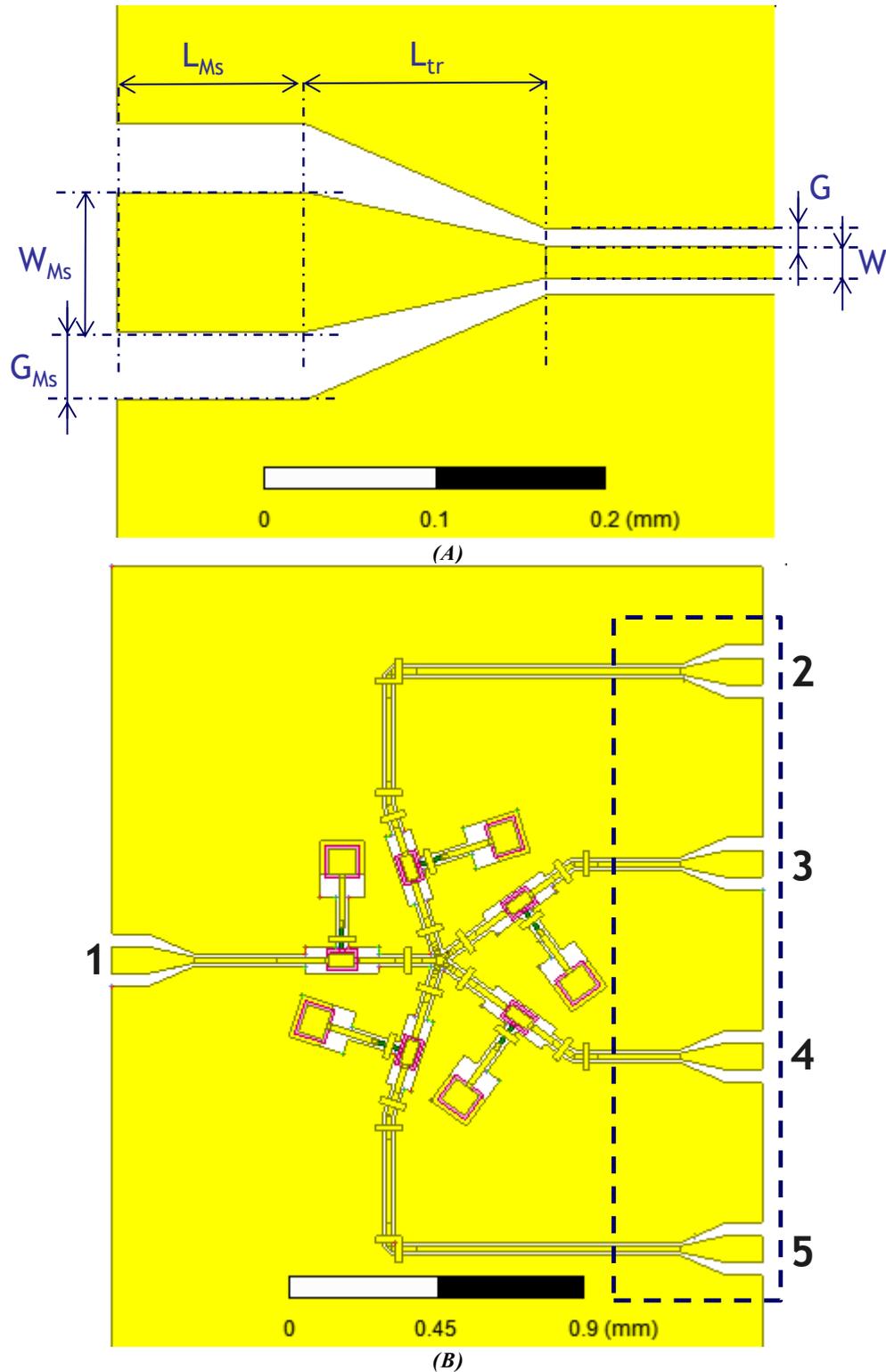


Figure 4.35 : (A) Modification des ports d'accès par l'ajout d'une transition et (B) SP4T modifié pour une caractérisation en station sous pointes

Paramètres	W	G	$W_{Ms}$	$G_{Ms}$	$L_{Ms}$	$L_{Tr}$
Valeurs	19	10	82	40	110	140
Unités	$\mu\text{m}$					

Table 4.15: Dimensions de la transition CPW pour les ports d'accès

Par ailleurs, similairement au premier masque réalisé et présenté dans le Chapitre 3, un kit TRL (« Thru-Reflect-Line ») a été réalisé permettant de calibrer l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) sur la plage de fréquence 20 – 36 GHz et permettant si besoin de remonter aux caractéristiques réelles du substrat. Ainsi, un dispositif « Thru » (Figure 4.36.A), un « Open » (Figure 4.36.B), un « Short » (Figure 4.36.C) et deux « Line » sont réalisés (Figure 4.36.D). Les deux dispositifs « Line » du kit TRL sont de longueurs  $L_1 = 550 \mu\text{m}$  et  $L_2 = 825 \mu\text{m}$  et introduisent respectivement un retard de groupe de 12,1 ps et 14,2 ps à 28 GHz. Les dimensions de ce kit TRL sont résumées dans la Table 4.16.

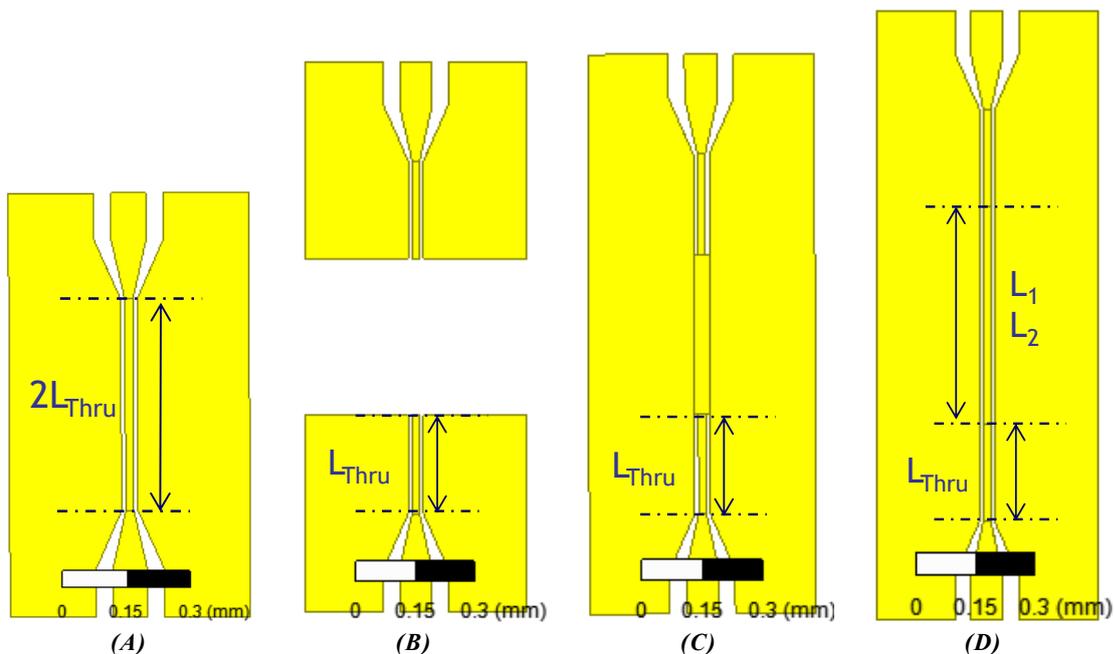


Figure 4.36 : Kit TRL à 28 GHz : (A) Thru, (B) Reflect open, (C) Reflect short et (D) Line

Paramètres	$L_{Thru}$	$L_1$	$L_2$
Valeurs	250	550	825
Unités	$\mu\text{m}$		

Table 4.16: Dimensions du kit TRL à 28 GHz

Les dispositifs sont réalisés sur un substrat saphir en coupe C d'épaisseur  $h = 508 \mu\text{m}$  et de dimensions  $15 \times 15 \text{ mm}^2$  (Figure 4.37). Cet échantillon contient alors les dispositifs suivant :

- le kit TRL de calibration pour la plage de fréquence 20 – 36 GHz
- le commutateur SPST série sans le réseau de polarisation
- le commutateur SPST série avec le réseau de polarisation électrique

- un commutateur SPST parallèle en vue de poursuivre les études sur les phénomènes rencontrés lors de l'étude préliminaire décrite dans le Chapitre 3
- une ligne CPW avec le réseau de polarisation afin de caractériser les pertes induites par ce réseau
- le déphaseur 2-bits reconfigurable à lignes commutées
- le commutateur SP4T à base de VO<sub>2</sub>

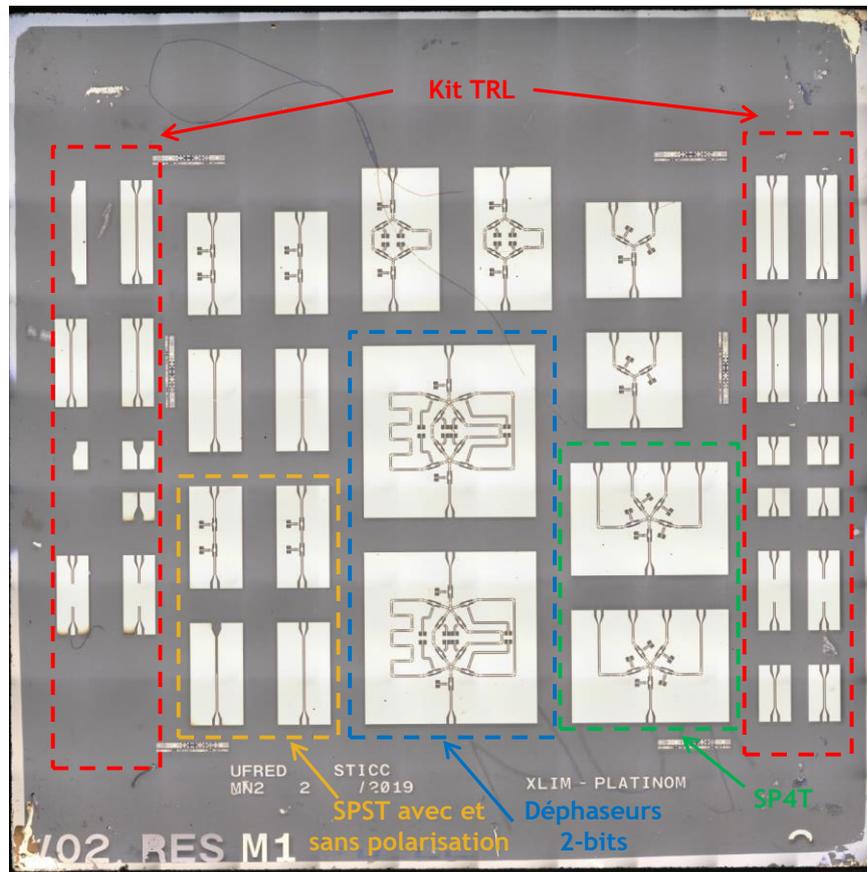


Figure 4.37 : Échantillon de réalisation sur substrat saphir

Le processus de fabrication se fait en plusieurs étapes selon les différents niveaux de masques :

- Masque 0 : dépôt du dioxyde de vanadium d'une épaisseur de 150 nm sur l'ensemble de l'échantillon de substrat saphir par la technique de PLD développée à IRCER (et décrite dans le Chapitre 3)
- Masque 1 : gravure sélective de la couche de VO<sub>2</sub> réalisée (Figure 4.38.A)
- Masque 2 : dépôt du molybdène (Mo) d'épaisseur 100 nm par lift-off (Figure 4.38.B)
- Masque 3 : dépôt de la 1<sup>ère</sup> couche de métallisation or (Au) d'épaisseur 200 nm par lift-off (Figure 4.38.C)
- Masque 4 : dépôt du diélectrique AlN (nitrure d'aluminium) d'épaisseur 300 nm par lift-off (Figure 4.38.D)

- Masque 5 : dépôt d'une résine sacrificielle d'épaisseur  $4\ \mu\text{m}$  permettant de réaliser les ponts à air intégrés du CPW (Figure 4.38.E)
- Masque 6 : métallisation finale en or (Au) d'épaisseur  $1,5\ \mu\text{m}$  par gravure sélective (Figure 4.38.F)

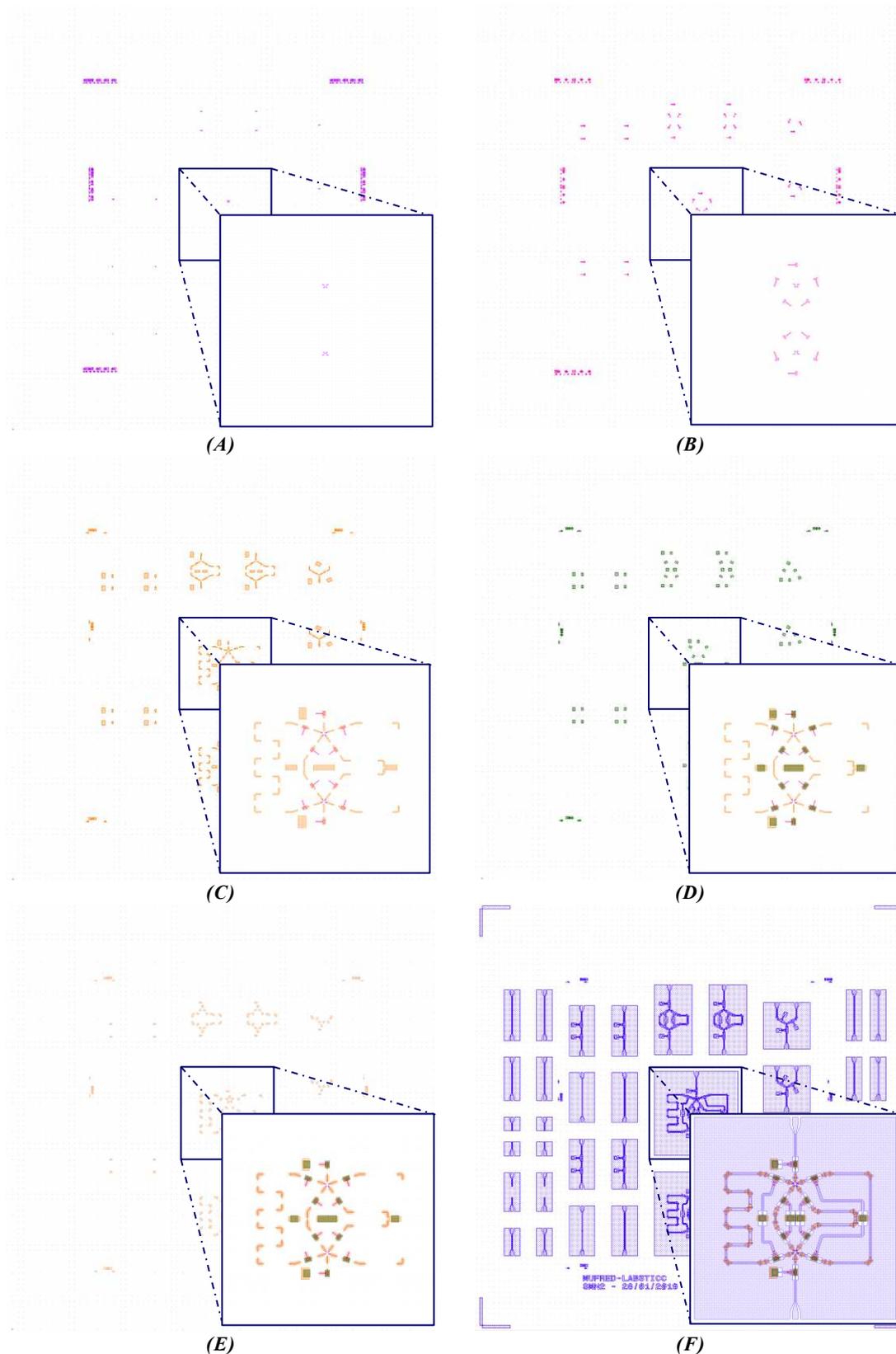


Figure 4.38 : Différents niveaux de masque lors de la fabrication micro-électronique

La première étape, consistant à déposer le VO<sub>2</sub>, est réalisée à IRCER tandis que la suite du processus est faite à XLIM.

A l'issue des 6 étapes de fabrication, des imperfections peuvent être remarquées sur l'échantillon. En effet, tout d'abord, une partie du diélectrique constituant les capacités de découplage RF/DC est attaquée par la solution utilisée pour détruire la résine sacrificielle comme le montre la Figure 4.39. De plus, la métallisation finale (deuxième étape de métallisation en or d'épaisseur 1,5  $\mu\text{m}$ ) semble avoir une largeur du ruban central plus faible que celle désirée. Encore une fois, il semblerait que la solution dans laquelle l'échantillon a été placé pour détruire la résine sacrificielle a aussi attaqué une partie de la métallisation. Lors de prochaines fabrications, ces dégradations pourront être anticipées par une réduction du temps de plongée des échantillons dans la solution.

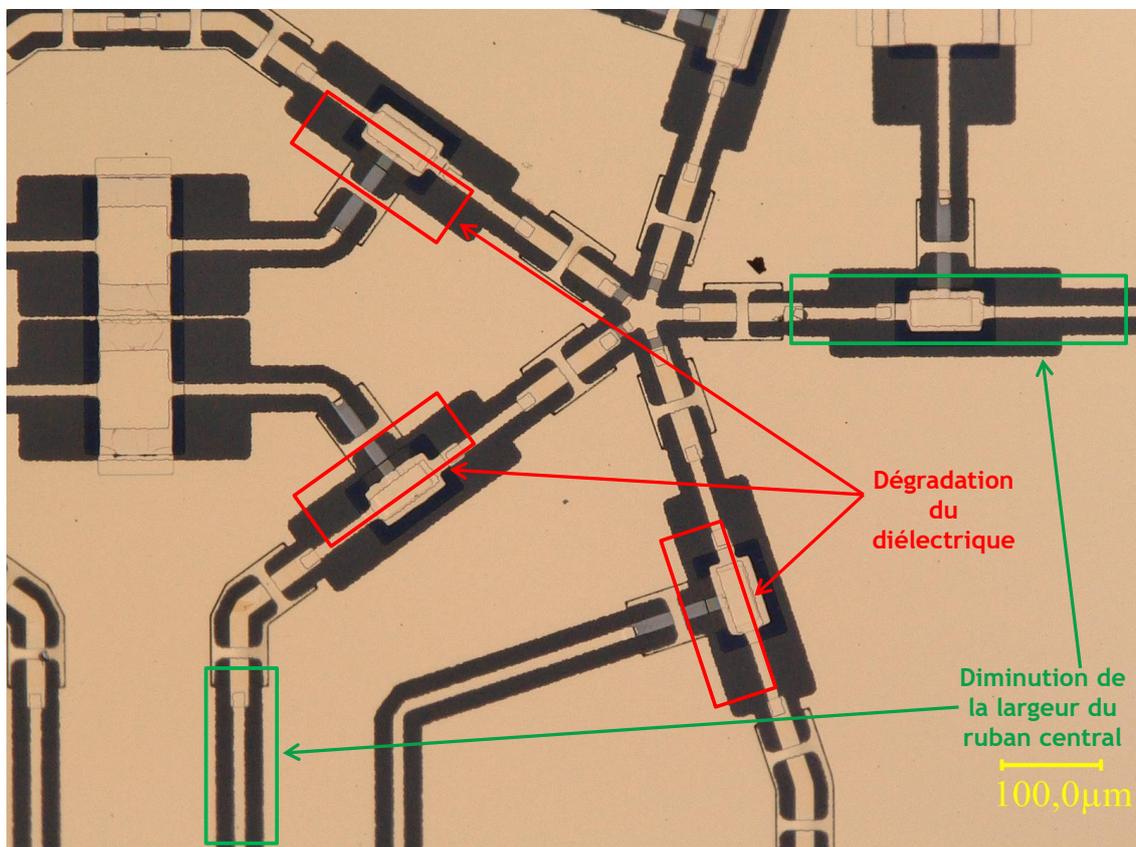
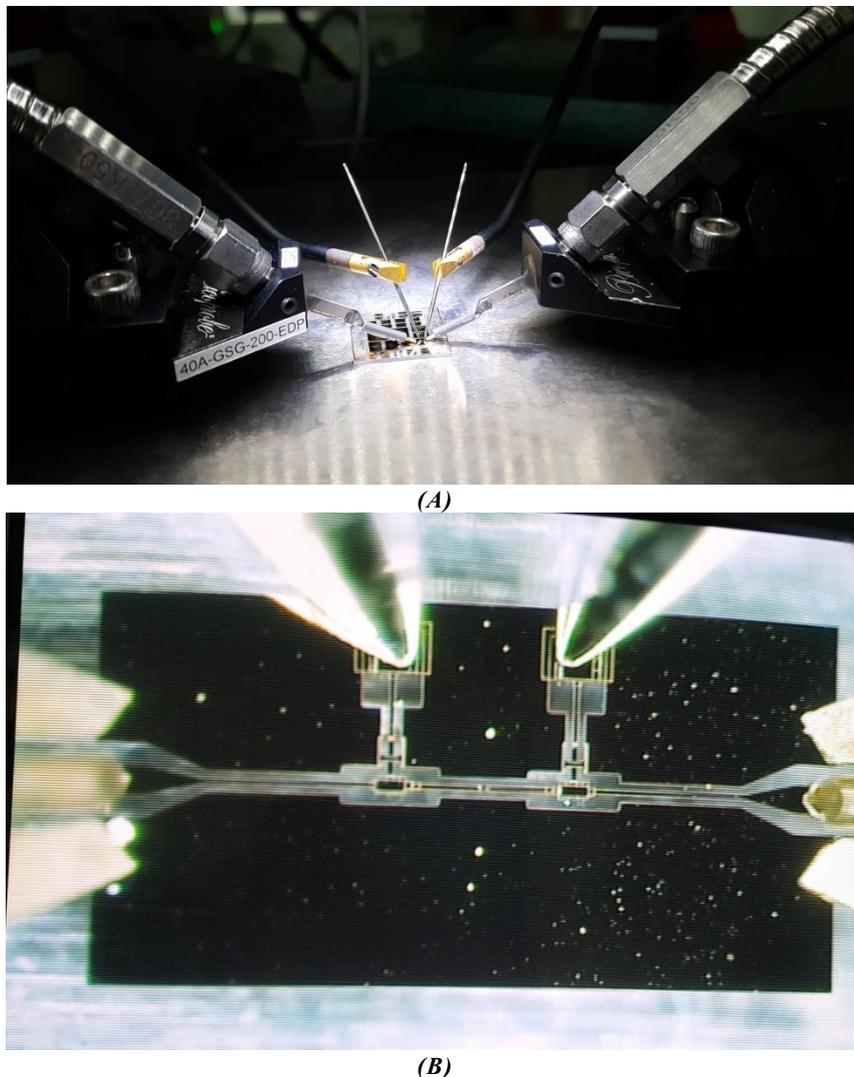


Figure 4.39 : Mise en évidence de la dégradation des différentes couches de matériaux sur l'échantillon

### 3.2. EXPERIMENTATIONS : DIFFICULTES RENCONTREES

Lors des expérimentations au Lab-STICC, plusieurs difficultés ont été rencontrées et n'ont pas permis de finaliser pour l'instant les parties expérimentation et caractérisation des dispositifs étudiés. Ces difficultés peuvent être classifiées selon trois catégories : celles dépendantes du matériel expérimental, celles liées au design de conception des dispositifs et celles corrélées à la fabrication et aux propriétés des matériaux utilisés.

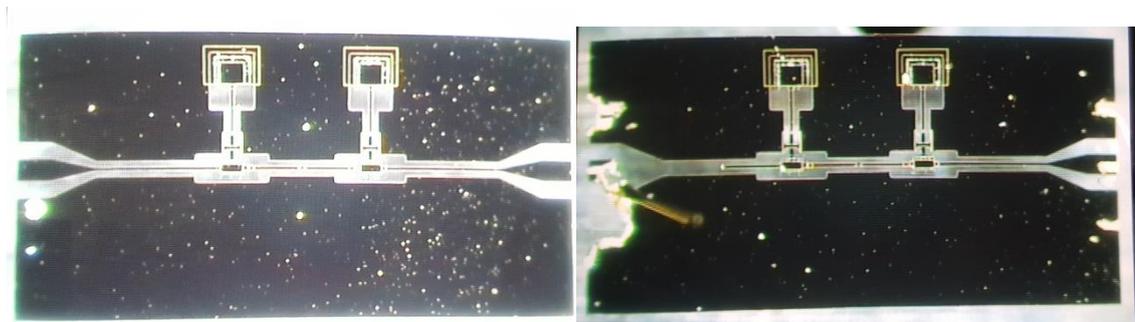
Les configurations expérimentales de caractérisation de ces dispositifs sont identiques à celles définies lors de l'étude préliminaire des commutateurs à base de VO<sub>2</sub> présentée dans le Chapitre 3. Cependant, ces nouveaux dispositifs requièrent, pour l'activation de la transition du matériau MIT, deux pointes de polarisation DC (en plus des pointes GSG utilisées pour la caractérisation RF) (Figure 4.40.A). Pour rappel, il n'est plus possible ici (comme lors d'utilisations applicatives finales de commutateurs RF) d'utiliser une polarisation par des Té de polarisation externes. Les dimensions de ces pointes DC et leurs configurations d'installation ne permettent pas d'atteindre une précision de position micrométrique (Figure 4.40.A) tout particulièrement dans le cas des mesures sur le commutateur SP4T pour lequel l'espacement entre les plots de polarisation est insuffisant pour le placement des pointes externes (Figure 4.40.B). En effet, le placement de ces dernières est encombré par les pointes GSG de mesures RF.



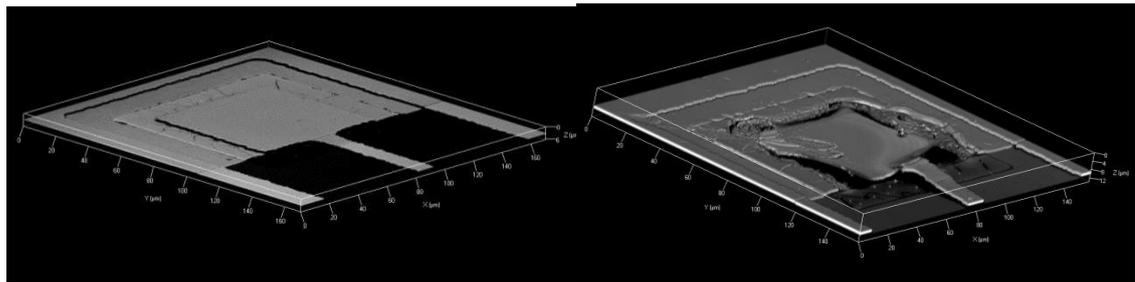
**Figure 4.40** : Photographies des pointes de mesure et de polarisation : (A) disposition des pointes et (B) zoom sur le commutateur SPST lors de sa caractérisation

Par ailleurs, les procédés de placement des pointes sur les dispositifs, que ce soient les pointes GSG de mesure RF ou les pointes DC de polarisation, ont tendance à détruire de manière irréversible l'échantillon. En effet, les pointes GSG, malgré une pose délicate,

parviennent à griffer et à décoller la métallisation des dispositifs (Figure 4.41). Les pointes DC, quant à elles, détruisent les capacités MIM en écrasant l'électrode supérieure sur le diélectrique (Figure 4.42 dont les illustrations 3D ont été réalisées à l'aide d'un microscope confocal du service commun de Microscopie d'Imagerie et de Mesures en Microscopie de l'UBO). Un affaissement de l'électrode supérieure peut être remarqué sur la Figure 4.42.B suite au positionnement d'une pointe DC. Ce problème est certainement lié à la dégradation de la qualité de la couche finale métallique évoquée à la section précédente.



(A) (B)  
**Figure 4.41** : Arrachement de la métallisation dû aux pointes GSG de mesures RF : (A) avant et (B) après placement



(A) (B)  
**Figure 4.42** : Destruction de la capacité de polarisation : (A) avant et (B) après placement de la pointe DC

En raison d'un matériel pas tout à fait adapté pour procéder à nos mesures au sein du Lab-STICC et du fait que XLIM dispose de matériels de meilleure précision et plus adaptés pour les dispositifs en question, l'échantillon a été à nouveau caractérisé dans les locaux de ces derniers. A l'occasion de ces expérimentations, les capacités MIM de polarisation ont, à nouveau, été limitantes. En effet, lors de la polarisation d'un motif de VO<sub>2</sub> afin de le faire transiter dans son état métallique en appliquant une différence de potentielle aux électrodes supérieures des capacités MIM de polarisation, une fuite de courant a été observée. Cette fuite, apparaissant au niveau de la capacité de découplage, la détruit de manière irréversible empêchant ainsi l'activation de la transition MIT du dioxyde de vanadium et par conséquent rendant impossible toute caractérisation des dispositifs. A nouveau, cette difficulté semble liée à la dégradation du diélectrique inter-électrode due à la solution permettant la suppression de la résine sacrificielle.

Au moment de la rédaction de ce manuscrit, une nouvelle fabrication est planifiée en prenant en compte les différentes difficultés rencontrées afin de caractériser les commutateurs

SPST, SP4T et le déphaseur 2-bits. Les solutions apportées afin de palier ces difficultés sont données dans la section 4.1 de la partie suivante.

## 4. PERSPECTIVES DES TRAVAUX MENES

Malgré les difficultés rencontrées lors des expérimentations et des caractérisations des dispositifs réalisés dans le cadre de cette thèse, les performances en simulation (qui tiennent compte des caractéristiques des premiers commutateurs mesurés) des différents dispositifs semblent très prometteuses et permettent d'envisager des suites d'amélioration, d'optimisation et d'intégration dans des dispositifs encore plus élaborés. Ces perspectives peuvent être catégorisées selon qu'elles soient envisagées à court terme, à moyen terme ou à long terme.

### 4.1. PERSPECTIVES A COURT TERME : AMELIORATIONS

Les perspectives à court terme concernent les améliorations qui peuvent être apportées aux designs déjà existants des dispositifs présentés précédemment. Ces améliorations sont celles qui ont été déduites suite à la première caractérisation.

En effet, dans un premier temps, une des solutions qui peut être envisagée afin de palier la fuite de courant rencontrée, serait de supprimer la capacité MIM de polarisation et de la remplacer par un unique plot de polarisation carré : supprimer l'électrode inférieure et la couche de diélectrique au niveau de ces capacités telles que sur la Figure 4.43.B. La capacité étant supprimée, les dimensions du plot de polarisation ne sont donc plus contraintes. Par conséquent, elles peuvent être agrandies afin de faciliter la pose des pointes DC de polarisation.

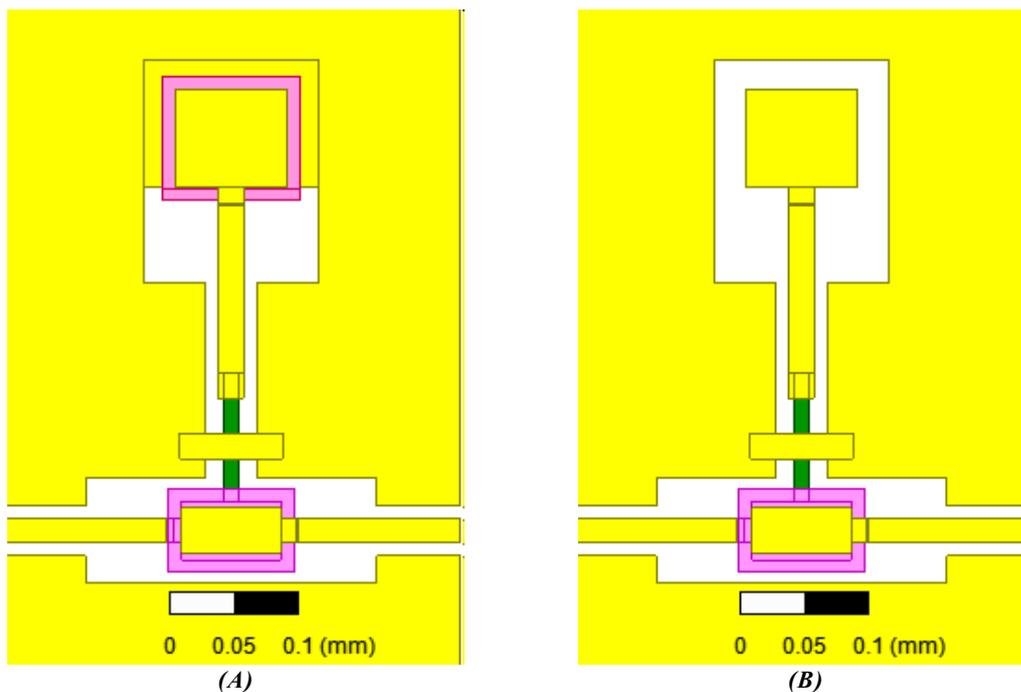


Figure 4.43 : Suppression de la capacité MIM de polarisation et remplacement par un plot de polarisation seul : (A) avant et (B) après

Par ailleurs, la difficulté rencontrée pour le placement des pointes DC de polarisation due à l'encombrement de ces dernières, doit être prise en compte pour les nouvelles versions des designs des dispositifs. En effet, afin de s'affranchir de ce problème, l'architecture des dispositifs peut être modifiée en plaçant les plots de polarisation au niveau des bords des dispositifs. Non seulement ce lieu de placement permet d'éviter une perturbation entre les pointes DC et les pointes GSG de mesure RF par leur proximité mais permet, aussi, d'envisager par la suite un conditionnement (packaging) des dispositifs en tant que composants reportés.

Ces premières modifications permettront de valider le fonctionnement des déphaseurs reconfigurables à lignes commutées à base de dioxyde de vanadium et pourront par la suite aboutir à la caractérisation du balayage de faisceau du réseau phasé complet.

---

## 4.2. PERSPECTIVES A MOYEN TERME : OPTIMISATIONS

---

Les perspectives à moyen terme permettront, une fois la preuve de concept du projet ANR MUFRED validée, d'optimiser les performances du démonstrateur et d'améliorer son architecture pour une intégration complète avec des commandes optiques (laser, diode laser, etc.).

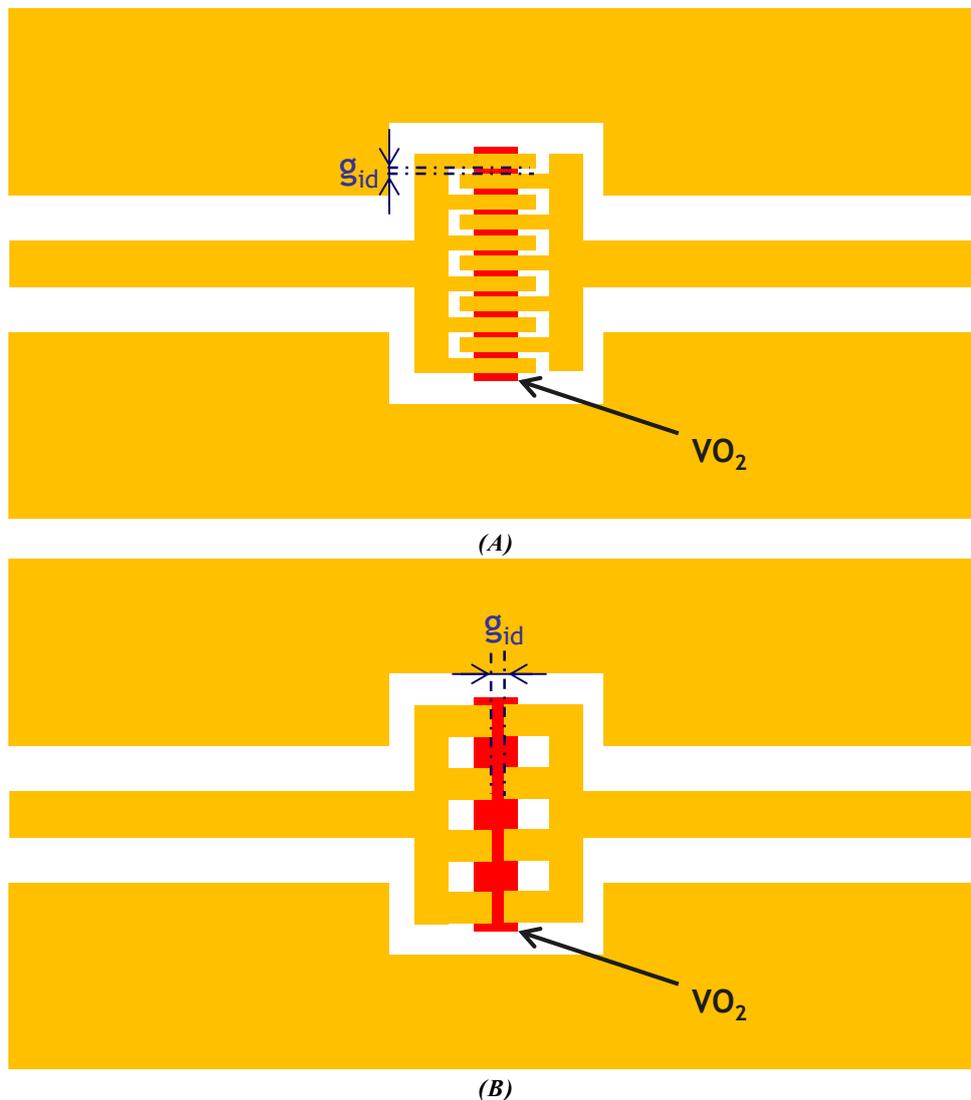
### 4.2.1. OPTIMISATION DES PERFORMANCES DU COMMUTATEUR

---

Tout d'abord une optimisation des performances du commutateur SPST peut être réalisée. En effet, dans le cas d'une configuration série du motif de VO<sub>2</sub> au sein du commutateur, des pertes plus ou moins élevées apparaissent dans son état métallique. Ces pertes, comme mentionné lors de l'étude préliminaire du Chapitre 3, dépendent grandement de la qualité du dépôt mais surtout de la longueur du gap du motif. Elles impliquent alors une forte valeur de la résistance équivalente à l'état ON  $R_{ON}$ . Cette valeur peut être réduite en modifiant la longueur effective du motif de VO<sub>2</sub>. Cependant, il est important tout de même de porter attention à l'isolation dans l'état OFF du commutateur et de veiller à ce qu'elle ne se dégrade pas, ce qui est équivalent à garder une valeur de la capacité équivalente suffisamment faible à l'état OFF.

A cet effet, l'architecture du commutateur SPST peut être réalisée en s'inspirant du modèle des capacités inter-digitées [12]. Ainsi, la structure du contact entre les deux accès de la ligne CPW et le motif de VO<sub>2</sub> pourrait être comme proposée Figure 4.44.A. Le gap effectif de longueur du motif de VO<sub>2</sub> correspond à l'écartement des doigts de la capacité inter-digitée  $g_{id}$ . Non seulement cette amélioration permettrait de réduire les pertes introduites par la longueur du motif de VO<sub>2</sub> mais aussi de limiter les puissances électriques et/ou optiques nécessaires pour l'activation de la transition MIT. Afin de s'assurer que la capacité équivalente à l'état OFF de ce commutateur soit suffisamment faible, le nombre de doigts et la surface en vis-à-vis des doigts inter-digités peuvent être modulés. Les cas extrêmes sont donnés Figure 4.44.A et Figure 4.44.B

présentant respectivement une forte surface en vis-à-vis (et donc une capacité à l'état OFF relativement forte) et une faible surface en vis-à-vis (et donc par conséquent une capacité à l'état OFF relativement plus faible).

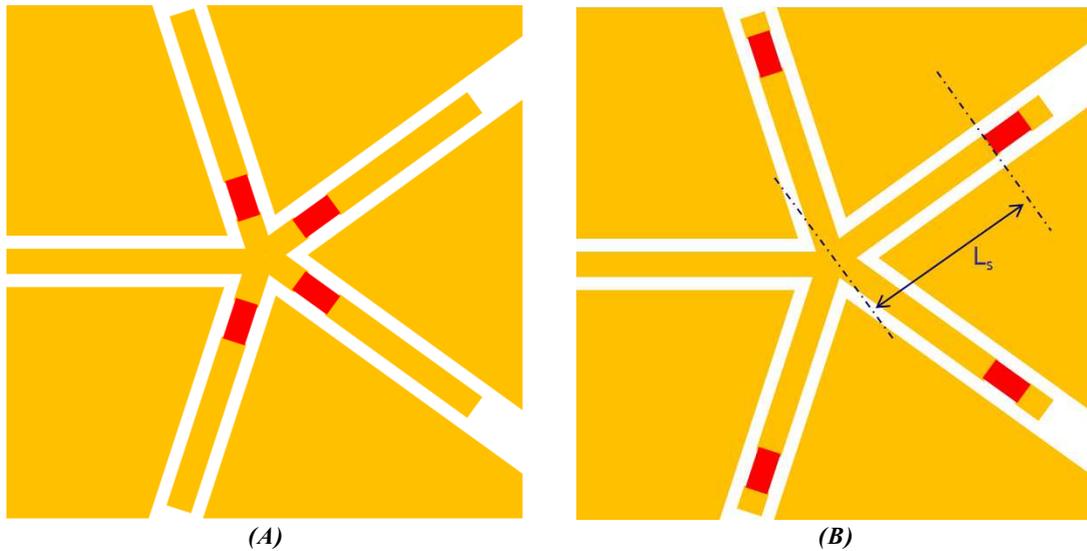


**Figure 4.44** : Schémas de principe de la modification possible de la capacité inter-digitée entre les accès CPW et le motif de VO<sub>2</sub> dans le but de réduire les pertes d'insertion dues au VO<sub>2</sub> : (A) cas d'une grande surface en vis-à-vis et (B) faible surface en vis à vis

#### 4.2.2. ÉCARTEMENT DES MOTIFS DE VO<sub>2</sub> POUR UNE COMMANDE OPTIQUE

L'utilisation d'une commande optique étant primordiale afin de démontrer le caractère ultra-rapide de la reconfiguration des dispositifs RF, il est nécessaire que cette commande ne perturbe pas leur fonctionnement et n'affecte pas les performances. En effet, pour l'architecture proposée dans le cas du SP4T à base de VO<sub>2</sub> (Figure 4.45.A), les motifs de VO<sub>2</sub>, bien que suffisamment éloignés les uns des autres au regard des dimensions des faisceaux lasers (diamètre d'une dizaine de micromètres), sont toutefois assez proches d'un point de vue thermique. En effet, l'excitation par laser va focaliser l'énergie optique au niveau du motif de VO<sub>2</sub> éclairé. Cette énergie aura tendance à se dissiper dans le substrat et par conséquent, faire varier la température de ce dernier. Le dioxyde de vanadium étant sensible à la température par

nature, les motifs de VO<sub>2</sub> voisins à celui excité pourraient voir un début d'activation de leur transition MIT.



**Figure 4.45 :** Modification possible du contact entre les accès CPW et le motif de VO<sub>2</sub>

Une fois que la preuve de concept de fonctionnement des déphaseurs, par extension du réseau phasé par commande électrique, sera établie et que la commande optique développée par Thales RT sera opérationnelle, les positions des motifs de VO<sub>2</sub> au sein du commutateur SP4T pourront être ajustées en prenant en compte la solution optique retenue (encombrement de la commande étant donné que chaque motif de VO<sub>2</sub> nécessite son propre faisceau d'activation) et une distance minimale d'écartement pourra être établie afin d'éviter toutes perturbations thermiques des différents motifs de VO<sub>2</sub> à la manière proposée Figure 4.45.B.

Cette approche, bien que nécessaire pour un bon fonctionnement des commutateurs et des déphaseurs reconfigurables à base de VO<sub>2</sub> lors d'une commande optique pourrait ajouter des pertes métalliques supplémentaires et entraîner une réduction de la bande de fonctionnement, voire une désadaptation nécessitant le rajout d'éléments de réglages et d'adaptation. En effet, la longueur  $L_s$  doit être judicieusement choisie afin d'éviter des réflexions parasites des branches non actives sur la branche active comme mentionné précédemment lors de l'étude du commutateur SP4T. Ainsi, l'ajustement de cette longueur pourrait conduire à des pertes plus importantes que la version initiale (Figure 4.45.A). Cependant, coupler cette solution d'écartement des motifs avec la solution de réduction du gap par doigts inter-digités pourrait permettre au final de limiter les pertes introduites.

#### 4.2.3. REPORT DES ELEMENTS RECONFIGURABLES A BASE DE VO<sub>2</sub>

La croissance du dioxyde de vanadium est adaptée au substrat saphir grâce à l'orientation de la maille comme mentionné au Chapitre 3. Cependant, ce substrat, de permittivité relative élevée et anisotrope  $\epsilon_r = 10$  en moyenne, n'est pas forcément adapté pour des dispositifs RF de précision fonctionnant en hautes fréquences et plus particulièrement pour

des applications antennaires (de rayonnement). En effet, une forte permittivité diélectrique du substrat impose un confinement plus important des champs électriques dans le substrat diélectrique. Et par conséquent, une diminution du phénomène de rayonnement impliquant alors une baisse du gain.

Ainsi, afin d'optimiser les performances de chacun des éléments intervenant dans la conception du réseau phasé, il serait souhaitable de supprimer la contrainte d'un substrat unique. En effet, en complexifiant la topologie du démonstrateur final par l'utilisation de deux substrats différents, les dispositifs peuvent être réalisés sur des substrats adaptés à leurs fonctions et à la fréquence de travail. Un premier substrat de faible permittivité (tel que les substrats organiques polymères de type benzocyclobutene (BCB) de permittivité relative de  $\epsilon_r = 2,2$ ) peut être utilisé pour la conception du réseau d'antenne et de tous les circuits composant le réseau phasé. L'utilisation de substrat de permittivité plus faible va cependant entraîner une augmentation des dimensions des dispositifs RF. Les commutateurs SPST à base de VO<sub>2</sub> composant les commutateurs SP4T des déphaseurs peuvent alors être réalisés sur substrat saphir afin de tirer profit des bonnes performances du matériau MIT. Par la suite, les commutateurs SPST seront encastrés tels des composants reportés dans l'architecture du commutateur SP4T (Figure 4.46) et la propagation du signal sera assurée aux travers des techniques habituelles telles que les fils de thermo ou « bonding ».

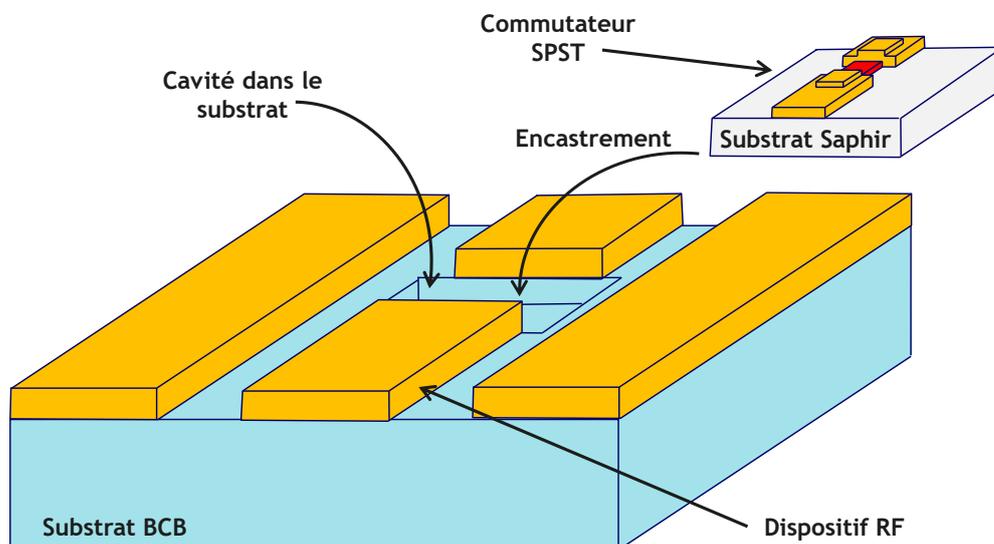


Figure 4.46 : Réalisation de commutateur SPST sur saphir encastré dans l'architecture des dispositifs RF

Ce principe permet, par ailleurs, de s'affranchir de la contrainte des dimensions imposées par la chambre de dépôt du VO<sub>2</sub> d'IRCER. En effet, cette contrainte, couplée à la contrainte d'un seul substrat, limitait la réalisation de la preuve de concept à des dimensions maximales de  $2,54 \times 2,54$  cm<sup>2</sup>. La méthode du report de composant permet alors de réaliser des réseaux phasés à grand nombre d'éléments (supérieurs à 64 éléments) sans contraintes de dimensions.

#### 4.2.4. AUGMENTATION DE LA PRECISION ET DU NOMBRE D'ETATS DE DEPOINTAGE

Augmenter le nombre d'éléments rayonnants du réseau phasé permettrait d'augmenter le gain du faisceau et d'en réduire son ouverture angulaire (faisceau plus directif). Si on considère le cas d'un réseau phasé à 64 éléments (réseau de  $8 \times 8$  éléments), deux solutions peuvent être apportées afin d'affiner la précision du balayage :

- augmenter le nombre d'états de reconfiguration des déphaseurs en passant d'un déphaseur 2-bits à un déphaseur 3-bits (8 états de phase avec un pas de  $45^\circ$ ),
- compenser les pertes liées aux différences de longueurs des chemins de propagation du signal afin d'avoir une distribution d'amplitude uniforme.

Ainsi, en prévision de ces perspectives, un déphaseur, abusivement appelé 1-bit (puisque ayant 2 états de reconfiguration) réalisant un déphasage de  $0^\circ$  (Figure 4.47.A) et de  $45^\circ$  (Figure 4.47.B) a été étudié et également réalisé (Figure 4.37). Ce déphaseur reconfigurable à lignes commutées est réalisé sur le même principe que le déphaseur 2-bits précédemment étudié. Par conséquent, un commutateur SP2T est conçu par adaptation du commutateur SP4T.

Les performances RF du déphaseur sont directement données Figure 4.48. Il présente une très bonne adaptation à 28 GHz dans ses deux états ( $S_{11} \leq -28$  dB) avec une bande passante relative centrée, définie à  $-20$  dB, de 43,3 % (de 21,9 GHz à 34,1 GHz). Ses pertes d'insertion sont à 28 GHz de  $-2,67$  dB et  $-2,95$  dB respectivement dans l'état de référence et à l'état  $45^\circ$  avec une variation des pertes dans la bande passante de  $\pm 0,08$  dB (Figure 4.48.A). La Figure 4.48.B donne le déphasage relatif de ce déphaseur en fonction de la fréquence :  $0^\circ$  et  $-44,9^\circ$  avec une erreur de phase de  $\pm 0,1^\circ$ . La figure de mérite de ce déphaseur est alors de  $15,2^\circ/\text{dB}$ .

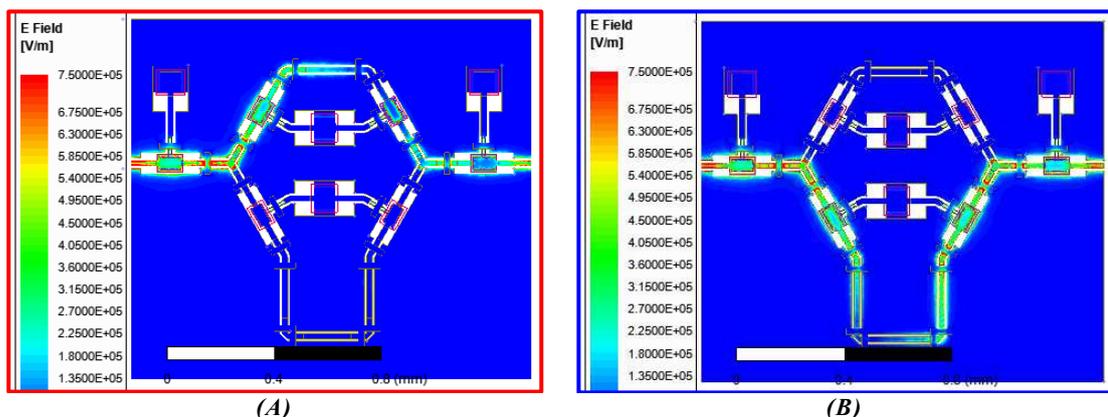


Figure 4.47 : Cartographie des champs électrique dans les deux états du déphaseur 1-bit : (A) état de référence et (B) état de déphasage  $45^\circ$

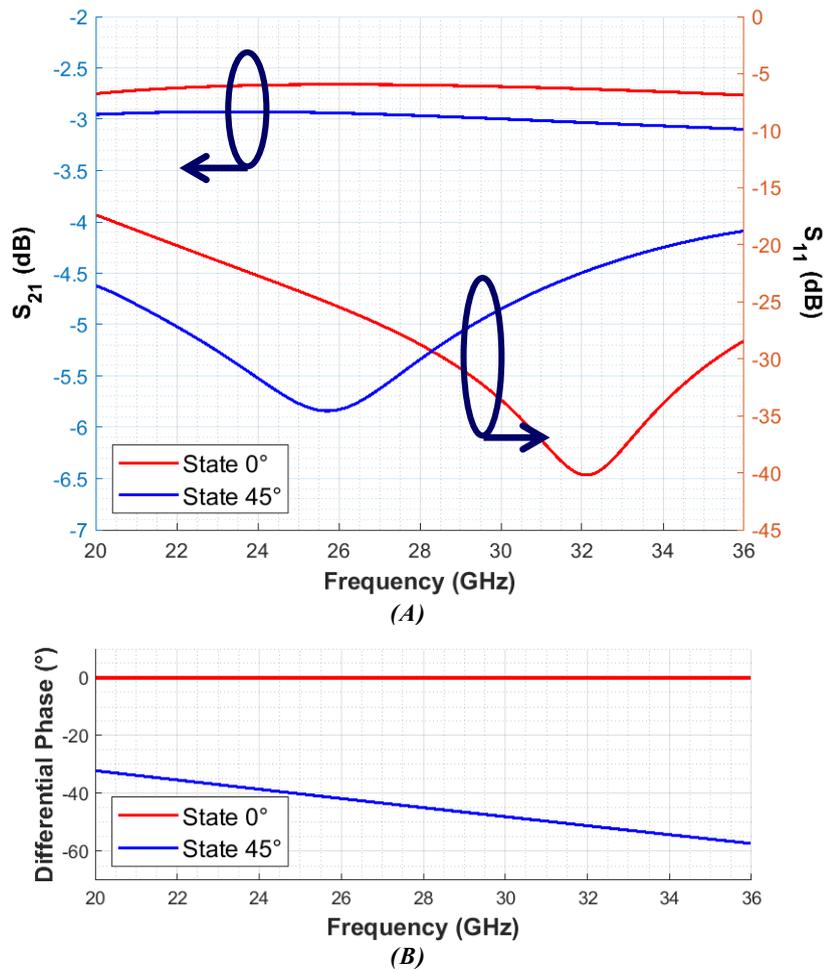


Figure 4.48 : Performances en simulation du déphaseur 1-bit à base de VO<sub>2</sub> : (A) paramètres S et (B) déphasage relatif

Une différence d'amplitude en entrée des antennes peut entraîner des erreurs de dépointage avec des gains plus faibles et peut rendre le réseau moins performant dans sa globalité. Cette différence d'amplitude étant principalement due aux longueurs de lignes différentes des états des déphaseurs, elle peut être compensée par l'introduction de pertes supplémentaires dans le cas des chemins les moins longs. L'introduction de ces pertes de compensation ne doit, cependant, en aucun cas perturber le fonctionnement du déphaseur ni son adaptation (paramètre  $S_{11}$ ).

Un exemple de compensation est réalisé sur le déphaseur 1-bit. L'introduction des pertes se fait par l'intégration d'un motif de matériau de conductivité plus faible que celle de l'or dans la branche de référence (Figure 4.49). Dans cet exemple par simulation sur ANSYS HFSS, une conductivité de  $2,0 \times 10^6 \text{ S.m}^{-1}$  est utilisée (conductivité assez proche de celle du plomb). Le dimensionnement du motif appelé résistif permet alors d'ajuster la résistance ainsi créée afin d'introduire les pertes nécessaires (dans le cas du déphaseur, introduction de 0,3 dB de pertes supplémentaires dans le chemin de référence). La résistance ainsi obtenue est de valeur  $5 \Omega$ .

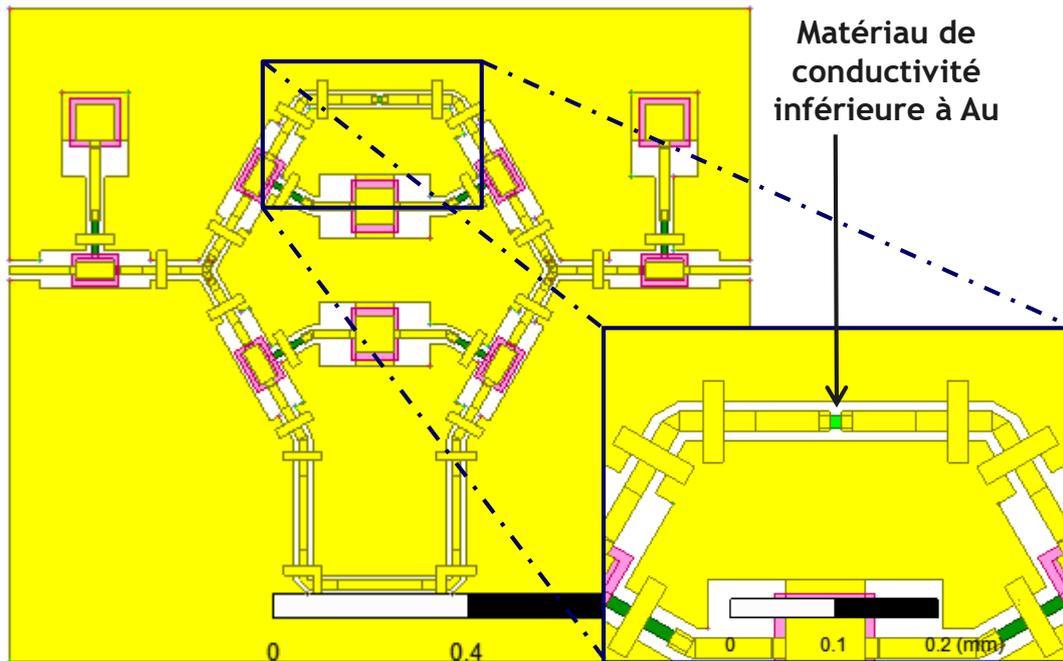
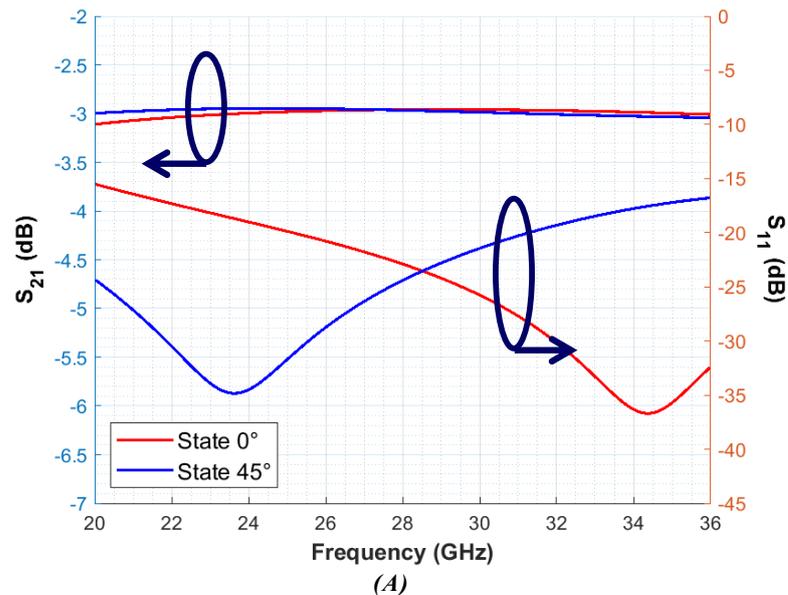


Figure 4.49 : Introduction de pertes supplémentaires de compensation dans le chemin de référence du déphaseur 1-bit

L'introduction de la résistance ne modifie pas le déphasage du dispositif (Figure 4.50.B). Cependant, l'adaptation du déphaseur se voit modifiée. En effet, il peut être observé Figure 4.50.A, une légère désadaptation à 28 GHz, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est à  $-24$  dB contrairement à  $-28$  dB dans le cas originel (Figure 4.48.A). Par ailleurs, une réduction de la bande passante est aussi observée : de 25,14 GHz à 30,85 GHz, soit 20,4 % en relatif à 28 GHz. Les pertes d'insertion sont, quant à elles, égalisées à  $-2,96$  dB dans les deux états à 28 GHz. La Table 4.17 récapitule les performances du déphaseur 1-bit non compensé et compensé.



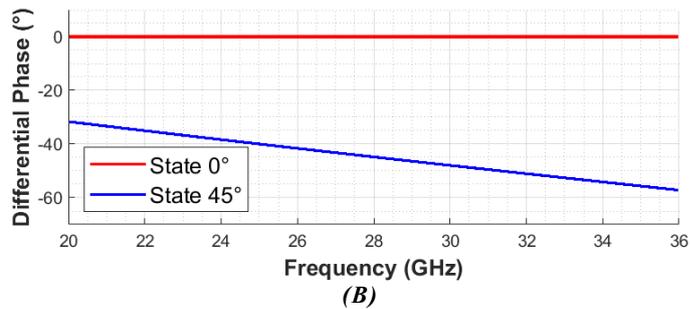


Figure 4.50 : Performances en simulation du déphaseur 1-bit à base de VO<sub>2</sub> compensé : (A) paramètres  $S$  et (B) déphasage relatif

Paramètres	Non compensé		Compensé		Unités
	État 0°	État 45°	État 0°	État 45°	
$S_{11}$	-28,7	-30,1	-22,9	-24,4	dB
$BW$ (@ -20 dB)	43,3	44,7	20,4	23,4	%
$S_{21}$	-2,67	-2,96	-2,96	-2,96	dB
$E_{S21}$	± 0,08	± 0,08	± 0,05	± 0,05	dB
$\varphi_{1-bit}$	0	-44,9	0	-44,9	°
$E_{\varphi}$	0	± 0,1	0	± 0,1	°
$FOM_{1-bit}$	15,2				°/dB
Dimensions	1,52 × 1,35				mm <sup>2</sup>

Table 4.17: Comparaison des performances RF simulées du déphaseur 1-bit dans le cas non compensé et dans le cas compensé

Malgré la réduction de la bande passante et une légère désadaptation du coefficient de réflexion, les performances simulées restent toutefois prometteuses et correspondent au cahier des charges imposé en termes de bande passante, d'adaptation et de déphasage.

### 4.3. PERSPECTIVES A LONG TERME : INTEGRATION

Les déphaseurs présentés au cours de cette étude, certes présentent des performances prometteuses mais ont cependant des pertes d'insertion élevées. Ces pertes proviennent en majorité de deux éléments : les pertes liées au motif de VO<sub>2</sub> placé en série et les pertes métalliques de la technologie CPW utilisée.

Afin de limiter au maximum ces pertes, d'autres architectures basées sur des technologies différentes peuvent être utilisées. En effet, la technologie semi-volumique SIW (« Substrate Integrated Waveguide »), réputée pour ses faibles pertes d'insertion et sa forte intégrabilité [13], peut être utilisée pour réaliser des déphaseurs. Ces déphaseurs peuvent être réalisés soit par l'insertion de posts métalliques à travers le substrat [14] (Figure 4.51.A), par une série de vias remplis d'air [15] (Figure 4.51.B) ou fentes [16] (Figure 4.51.C). Ils peuvent à la fois jouer le rôle de déphaseur fixe tel que l'inverseur de phase étudié dans [17] ou

reconfigurable en utilisant des composants actifs tels que des diodes PIN [18], [19] ou des diodes varactors [20].

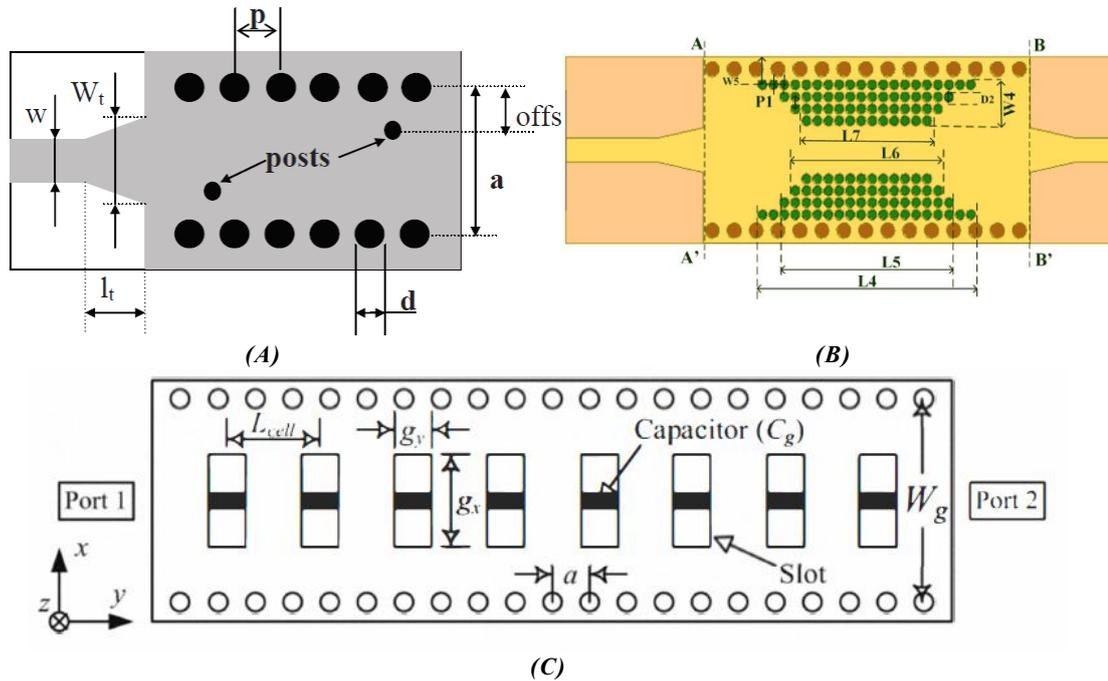


Figure 4.51 : Différentes configurations en SIW pour réaliser un déphasage : (A) par post métalliques [14], (B) par via rempli d'air [15] et (C) par fente superficielles [16]

L'utilisation des déphaseurs par la méthode de fentes couplées à des diodes PIN semblent être une méthode parfaitement adaptée dans le cas du dioxyde de vanadium. En effet, la diode PIN, placée au travers de la fente rectangulaire (Figure 4.52), permet de joindre les deux arrêtes opposées de la fente lors qu'elle est polarisée. Ainsi, dans cette configuration, la fente est court-circuitée, et devient alors invisible au signal propagé dans le guide. Cependant lorsque la diode PIN n'est pas polarisée, la fente n'est plus court-circuitée, et perturbe alors les courants de surface en prolongeant leurs lignes de champs. Le signal est alors retardé.

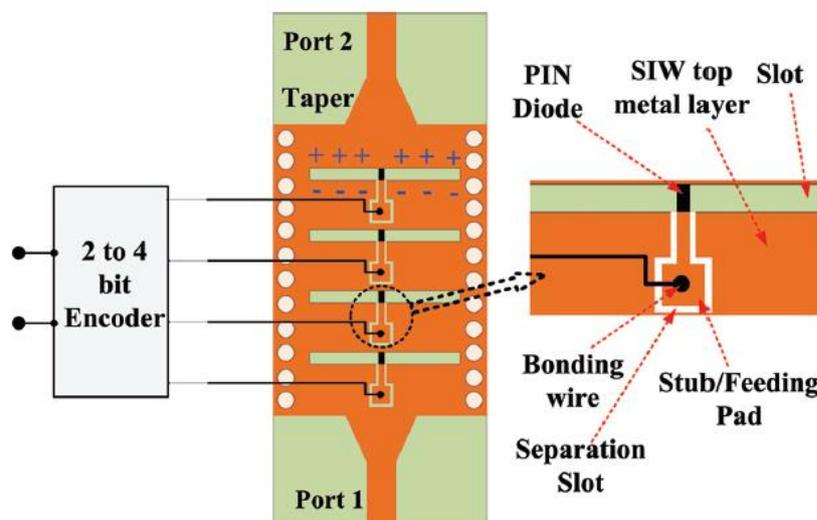


Figure 4.52 : Utilisation de diodes PIN afin de réaliser un déphaseur SIW reconfigurable à base de fentes [19]

Ainsi, en remplaçant la diode PIN par un commutateur SPST placé en surface, le motif de VO<sub>2</sub> n'introduira pas de pertes supplémentaires lors de la propagation du signal. Le VO<sub>2</sub>, n'étant plus un tronçon de ligne de transmission mais simplement un élément d'accord pour court-circuiter artificiellement la fente rectangulaire, n'intervient plus directement dans la transmission du signal.

Basé sur les travaux menés dans [19], une étude préliminaire de conception de déphaseur SIW reconfigurable à base de fentes a été réalisée dans le cadre de cette thèse. L'étude reste une étude théorique préliminaire et se contente de montrer le principe de fonctionnement du déphasage reconfigurable par fentes. Pour cela, une cavité en guide d'onde autour d'un diélectrique est étudiée à 12,5 GHz (pour des raisons de simplicité d'intégration et d'étude) avec 4 fentes rectangulaires en surface. Les performances sont données succinctement, selon la configuration de fentes activées et court-circuitées, dans l'Annexe II.

A ce stade de l'évolution du projet ANR MUFRED, l'utilisation de dispositif en technologie SIW n'étant pas requise, l'approfondissement de cette piste reste une perspective possible d'intégration du réseau phasé et/ou du réseau réflecteur. En effet, la totalité des circuits peut être réalisée en technologie SIW avec des diviseurs de puissance [21] servant de réseau d'alimentation, des déphaseurs reconfigurables pour introduire l'agilité sur le dépointage du faisceau et des fentes rayonnantes pour réaliser le réseau d'antennes.

## 5. CONCLUSION

Basé sur les études de l'état de l'art des dispositifs RF du Chapitre 2 et des études préliminaires établies dans le Chapitre 3, ce chapitre a permis de concevoir des dispositifs par blocs afin de répondre au besoin du projet ANR MUFRED. En effet, ce projet vise à réaliser une preuve de concept illustrant la rapidité de reconfiguration des dispositifs RF à base de VO<sub>2</sub>, et en particulier dans le cas d'un balayage de faisceau d'un réseau phasé. Les blocs constitutifs de ce front-end innovant ont été étudiés dans le cadre de cette thèse.

Chacun de ces blocs, allant du réseau d'alimentation jusqu'au réseau d'antenne en passant par les déphaseurs reconfigurables à base de VO<sub>2</sub> semble présenter des performances prometteuses dont la validation par la caractérisation reste néanmoins à finaliser. Les premières réalisations et leurs caractérisations ont soulevé des problématiques pour lesquelles des solutions ont été envisagées et sont en cours d'implémentation. Les contraintes temporelles et logistiques, que ce soient au Lab-STICC (conception, optimisation et validation) ou chez les partenaires (temps de dépôts des matériaux, fabrication micro-électronique et caractérisation), ne permettent pas de présenter des résultats expérimentaux complets des dispositifs finalisés dans ce chapitre au moment de sa rédaction. Cependant, de nouveaux échantillons sont en cours de réalisation et feront l'objet d'une caractérisation approfondie.

Les dispositifs étudiés, en particulier les déphaseurs à lignes commutées à base de VO<sub>2</sub>, bien que répondant aux critères des cahiers de charges imposés dans le cadre d'une preuve de concept, peuvent néanmoins être améliorés et leurs performances optimisées. Dans ce but, des pistes sont données afin de permettre, dans le cadre de projet à venir ou d'autres travaux similaires, une amélioration, une optimisation et une meilleure intégration dans son ensemble. Des perspectives plus générales, *e.g.* dans d'autres technologies présentant potentiellement moins de pertes mais non prévues dans MUFRED, ont été également proposées dans ce chapitre.

## BIBLIOGRAPHIE

---

---

- [1] W. Menzel et W. Grabherr, «A Microstrip Patch Antenna with Coplanar Feed Line,» *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, pp. 340-342, 1991.
- [2] L. Giauffret et J.-M. Laheurte, «Parametric Study of the Coupling aperture in CPW-Fed Microstrip Antennas,» *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 146, pp. 169-174, 1999.
- [3] S.-M. Deng, M.-D. Wu et P. Hsu, «Analysis of Coplanar Waveguide-Fed Microstrip Antennas,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, pp. 734-737, 1995.
- [4] L. Giauffret et J.-M. Laheurte, «Theoretical and Experimental Characterisation of CPW-Fed Microstrip Antennas,» *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 143, pp. 13-17, 1996.
- [5] R. L. Smith et J. T. Williams, «Coplanar Waveguide Feed For Microstrip Patch Antennas,» *Electronics Letters*, vol. 28, pp. 2272-2274, 1992.
- [6] L. Giauffret, J.-M. Laheurte et A. Papiernik, «Study of Various Shapes of the Coupling Slot in CPW-Fed Microstrip Antennas,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, pp. 642-647, 1997.
- [7] M. M. Ali et A.-R. Sebak, «Dual Band (28/38 GHz) CPW Slot Directive Antenna for Future 5G Cellular Applications,» *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 399-400, 2016.
- [8] S. Gong, H. Shen et N. S. Barker, «A 60-GHz 2-Bit Switched-Line Phase Shifter Using SP4T RF-MEMS Switches,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, pp. 894-900, 2011.
- [9] E. O. Hammerstad, «Equations for Microstrip Circuit Design,» *5th European Microwave Conference*, 1975.
- [10] R. E. Munson, «Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 22, pp. 74-78, 1974.
- [11] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Hoboken, New Jersey: Wiley-Interscience, 2005.
- [12] T. Zhou, X.-W. Dai, Z.-Q. Cheng et L.-L. Sun, «Graphene-Loaded Reconfigurable CPW Interdigital Capacitors,» *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2015.
- [13] X.-P. Chen et K. Wu, «Substrate Integrated Waveguide Filter,» *IEEE Microwave Magazine*, pp. 108-116, 2014.

- [14] K. Sellal, L. Talbi et T. A. Deinidni, «A 28 GHz Phase Shifter Using Substrate Integrated Waveguide,» *12th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and Canadian Radio Sciences Conference*, 2006.
- [15] P. Yadav, S. Mukherjee et A. Biswas, «Design of Planar Substrate Integrated Waveguide (SIW) Phase Shifter Using Air Holes,» *IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, 2015.
- [16] A. Suntives, K. Payandehjoo et R. Abhari, «Design and Characterization of Periodically Loaded Substrate Integrated Waveguide Phase Shifters,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2010.
- [17] X. Zhou, F.-Z. Geng, Y. Li et Y. Leng, «Phase Inverters Based on Substrate Integrated Waveguide,» *IEEE Microwave And Wireless Components Letters*, vol. 27, pp. 227-229, 2017.
- [18] B. Muneer et Q. Zhu, «A Novel Two Layer Electronically Controllable Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter,» *German Microwave Conference*, 2015.
- [19] B. Muneer, Z. Qi et S. Xu, «A Digital SIW Phase Shifter Implemented by Switching Traverse Slots via PIN Diodes,» *Frequenz*, 2015.
- [20] Y. Ding et K. Wu, «Varactor Tuned Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011.
- [21] S. S. Hesari et J. Bornemann, «Antipodal Vivaldi Antenna Arrays Fed by Substrate Integrated Waveguide Right Angled Power Dividers,» *Applied Sciences*, vol. 8, 2018.



# **CONCLUSION GENERALE**



Ce manuscrit synthétise les travaux menés dans cette thèse qui fait partie intégrante du projet ANR MUFRED. Le principal objectif de ce projet est de concevoir des dispositifs hyperfréquences reconfigurables à base de  $\text{VO}_2$  afin de les utiliser pour réaliser un démonstrateur complet.

Tout d'abord, une étude comparative des méthodes d'accordabilité des dispositifs RF présentes dans la littérature est établie. Cette reconfigurabilité peut se faire à l'aide de composants semi-conducteurs, tels que les diodes PIN et les transistors FET, qui présentent de très bonnes performances avec peu de pertes d'insertion et des temps de commutation relativement faibles (de l'ordre des dizaines de nanosecondes). Cependant, ces composants sont limités en puissance et leur fonctionnement peut être détérioré aux hautes fréquences et sur de larges bandes de fréquence par des phénomènes de distorsion du signal. La deuxième solution consiste à utiliser des MEMS RF. Ces derniers ont des performances RF remarquables mais leurs temps de commutation sont relativement longs. Ces deux dernières méthodes ont acquis une bonne maturité technologique et sont très largement répandues dans les diverses applications.

De nouveaux procédés apparaissent basés sur l'utilisation de matériaux dits agiles. Les ferroélectriques, ferromagnétiques, les cristaux liquides et les matériaux à changement de phase en font partie. Ces matériaux, dont certaines propriétés sont contrôlables ou modulables par des stimuli externes, font leur apparition depuis quelques années et certains présentent des performances prometteuses.

Le dioxyde de vanadium fait partie des plus intéressants et appartient à la catégorie des matériaux à transition isolant-métal (MIT) : il est ainsi étudié dans cette thèse et au sein du projet MUFRED. Un état de l'art lui est consacré dans ce manuscrit pour présenter ses propriétés et ses caractéristiques. Contrôlable de diverses manières, ses temps de commutation, potentiellement très courts (de l'ordre de la nanoseconde voir de la centaine de picosecondes) avec une commande optique, sont recherchés pour des applications à reconfiguration ultra-rapide. L'application ciblée dans MUFRED porte sur la mise en œuvre du  $\text{VO}_2$  pour obtenir un balayage/dépointage rapide ou ultra-rapide du faisceau d'antennes réseaux pouvant être utilisés dans des domaines civils et militaires.

Au cours de cette thèse, ce matériau a été intégré dans divers dispositifs hyperfréquences avec une complexité croissante. Tout d'abord, des commutateurs RF et des stubs reconfigurables à la fréquence de 15 GHz ont été étudiés. Ces premiers démonstrateurs ont fait l'objet d'une fabrication au sein du projet MUFRED : un dépôt de  $\text{VO}_2$  réalisé au sein d'IRCER par ablation laser impulsif (PLD) sur substrat saphir et une métallisation faite à XLIM. Ces dispositifs ont permis de déterminer les propriétés (et notamment les conductivités dans les deux états) du  $\text{VO}_2$  qui sont utiles pour les futures conceptions de dispositifs sur les

logiciels de simulation hyperfréquence. Les dispositifs ont donc été caractérisés au LabSTICC sous commande électrique et leurs performances sont conformes à celles des simulations. Cependant, quelques difficultés ont déjà été observées à ce stade : les commutateurs CPW parallèles n'ont pas été caractérisés à cause d'une dégradation du dioxyde de vanadium lors de l'actionnement. Leur étude sera reprise sur de prochaines réalisations.

Par ailleurs, ces premiers dispositifs à 15 GHz ont aussi permis de mettre en œuvre le banc de commande optique pour obtenir les premiers résultats obtenus dans MUFRED en commutation optique : des expérimentations, avec des conditions non optimales, réalisées dans les locaux de TRT ont permis de mettre en évidence des temps de commutation de l'ordre de quelques nanosecondes à quelques dizaines de nanosecondes selon les phénomènes mis en œuvre lors de la transition isolant-métal par commande optique. Ces premiers résultats, similaires aux temps de commutation des composants de types semi-conducteurs, sont encourageants, potentiellement améliorables et prometteurs pour les objectifs du projet MUFRED.

En parallèle de ces travaux et en collaboration avec le consortium, le LabSTICC, dans le cadre de cette thèse, a étudié et développé des commutateurs de types SPnT à base de  $\text{VO}_2$  dédiés à la réalisation de déphaseurs CPW reconfigurables. Ces déphaseurs, à lignes commutées avec une intégration des commandes électriques de la transition du  $\text{VO}_2$ , ont fait l'objet d'une nouvelle fabrication multipartenaires au sein du consortium (IRCER et XLIM). Les designs ont été validés par les membres du consortium mais des difficultés dans le process n'ont pas permis une validation expérimentale satisfaisante. Cette fabrication et le début des caractérisations auront permis de mettre en évidence des imperfections à la fois dans les méthodes de fabrication (avec notamment des largeurs de lignes du ruban central CPW bien inférieures à celles désirées) et à la fois dans le design du réseau de polarisation (avec des fuites de courant au niveau de la capacité de polarisation dues à une dégradation du diélectrique d'isolation entre les couches métalliques). En prenant en compte ces observations, des améliorations sont proposées (en perspective) et feront l'objet d'une troisième réalisation courant novembre 2019.

Afin de compléter le travail sur la réalisation du réseau d'antennes phasé, le LabSTICC, avec la collaboration de l'IETR, a aussi étudié et conçu un réseau d'antennes et un réseau d'alimentation. Pour cette phase, afin de simplifier la conception, le réseau d'antennes s'est limité à un réseau  $2 \times 4$  éléments amplement suffisant pour y démontrer la preuve de concept. Le réseau d'alimentation est réalisé en technologie CPW pour permettre la réalisation du démonstrateur complet sur une structure mono-substrat. L'ensemble des dispositifs a été étudié, optimisé et les différents éléments du démonstrateur sont en cours de fabrication ainsi que le démonstrateur complet.

Les travaux menés durant cette thèse présentent des performances encourageantes pour la partie expérimentale (*i.e.* les premiers résultats expérimentaux : commande électrique et optique des commutateurs, caractérisation et modélisation du VO<sub>2</sub>). Les propositions topologiques, leurs designs et les simulations ont été validés par les différents partenaires du consortium et semblent pertinents pour atteindre les objectifs visés dans le projet MUFRED. Différentes perspectives d'améliorations (à court terme), d'optimisation (à moyen terme) et d'intégration (à long terme) sont proposées dans ce manuscrit. Ces perspectives pourront être implémentées dans la suite du projet à l'issue de la validation de la preuve de concept (reconfiguration rapide par un contrôle optique du dioxyde de vanadium du dépointage/balayage de faisceau d'un réseau d'antennes phasé) ou dans de futurs projets.

Cette thèse, intégrée dans un projet ANR regroupant un consortium de laboratoires et d'industriels français, a permis de travailler sur des sujets novateurs et multidisciplinaires. En effet, ce travail allant des matériaux aux dispositifs RF en passant par le domaine optique, de la conception à la caractérisation avec un aperçu de micro-fabrication électronique en laboratoire, a permis au LabSTICC d'acquérir, au travers de cette thèse, de nombreuses compétences (en particulier sur la conception de déphaseurs et d'antennes réseaux reconfigurables à base de matériau MIT). Cette thèse apporte une contribution significative dans le domaine de l'électronique hyperfréquences reconfigurable. En effet, l'étude propose les premiers commutateurs de type SPnT à base de VO<sub>2</sub> (*c.f.* Chapitre 2) avec une intégration de commande électrique et/ou optique. Bien que la littérature propose déjà un déphaseur à base de VO<sub>2</sub> en commande électrique, la conception de commutateurs SPnT permet de proposer, dans cette étude, les premiers déphaseurs « True-Time Delay » à lignes commutées conçus à l'aide de VO<sub>2</sub> en bande Ka et, de manière plus générale, à l'aide de matériaux à transition isolant-métal. De plus, les topologies de déphaseurs présentés dans cette thèse sont transposables à d'autres matériaux MIT. Tous les dispositifs réalisés sont à la fois contrôlables par une commande électrique et/ou une commande optique. Finalement, cette étude propose le premier réseau d'antennes phasé reconfigurable à base de VO<sub>2</sub> pour un balayage électronique rapide en bande Ka.

Par ailleurs, cette thèse, à travers les travaux réalisés, a permis de faire le lien entre les différentes entités du consortium (Figure C.1 et Table C.1). En effet, tout au long des trois années de cette étude, les travaux menés ont requis des échanges constants avec les différents partenaires. Des échanges, qui ont parfois donné lieu à des séjours dans leurs locaux. Ainsi, un premier déplacement a été réalisé chez TRT (à Palaiseau) afin de procéder à des mesures par commande optique des temps de commutation des premiers commutateurs RF à 15 GHz. Par la suite, un deuxième déplacement d'une semaine a eu lieu à Limoges avec une répartition entre IRCER et XLIM afin d'avoir une meilleure compréhension du dépôt du dioxyde de vanadium et de la fabrication micro-électronique en salle blanche. Ce déplacement a permis de créer une

meilleure cohésion entre les différentes étapes (*i.e.* dépôt du VO<sub>2</sub>, réalisation des masques et fabrication des circuits) et de permettre d'acquérir des compétences complémentaires dans le domaine des matériaux et de la fabrication. Ce déplacement a été réalisé dans le cadre de la fabrication des dispositifs hyperfréquences (SPST, SP2T, SP4T, déphaseurs 1-bit et 2-bits) décrits dans le Chapitre 4 de ce manuscrit.

Ces séjours, très formateurs, ont permis par ailleurs d'étendre mes connaissances personnelles et celles du Lab-STICC dans des domaines étroitement liés aux hyperfréquences et par la même occasion, d'acquérir des compétences nouvelles, complémentaires et transverses particulièrement pertinentes pour la réalisation de dispositifs accordables et reconfigurables. Ainsi la majorité des échanges, interactions et livrables (masques, ...) entre le Lab-STICC et les différents partenaires du consortium établis dans le cadre de cette thèse sont résumés Figure C.1 et Table C.1.

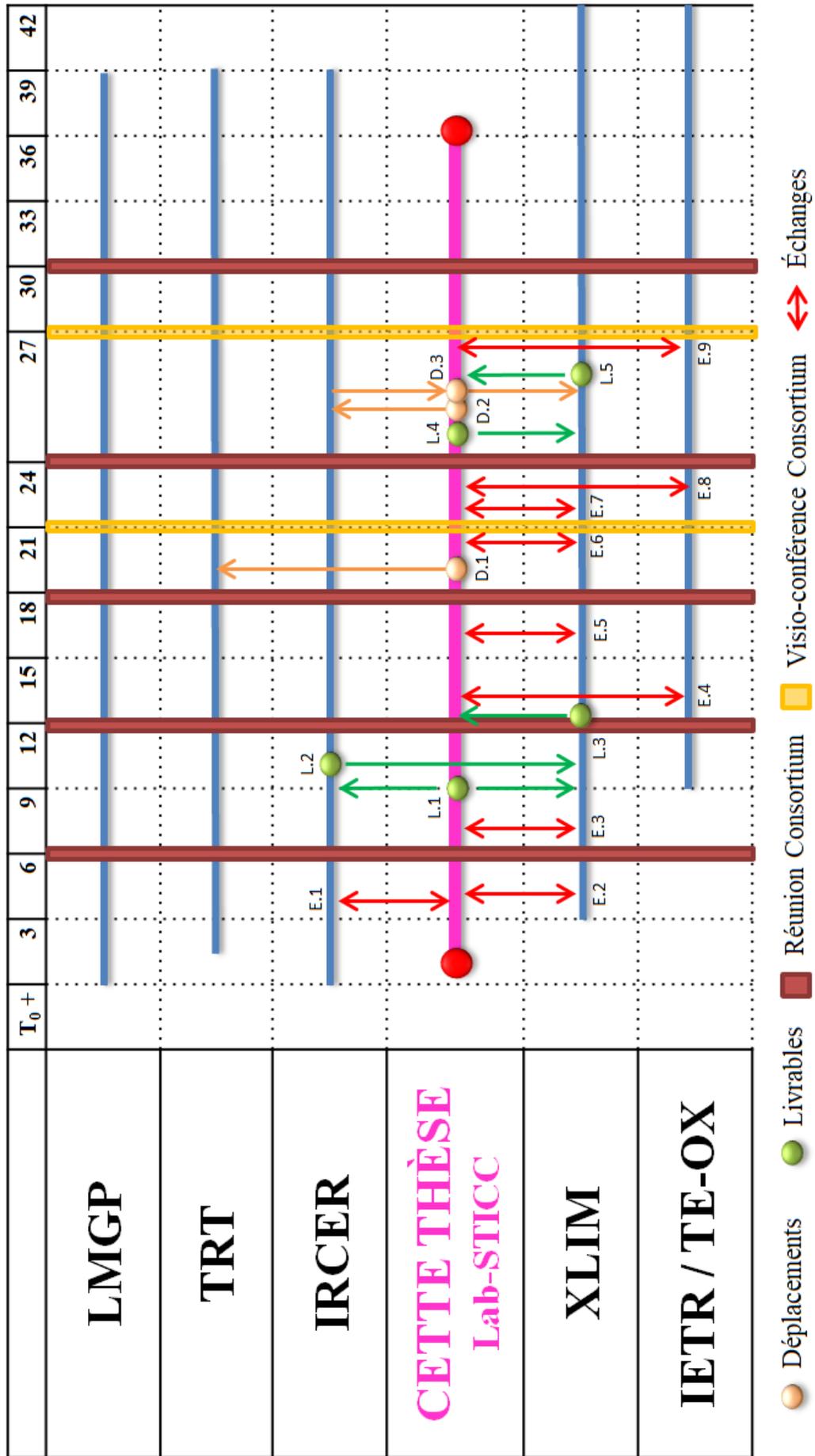


Figure C.1 : Interactions au cours de cette thèse avec les partenaires du consortium

	Nom	Description	Partenaires impliqués
Échanges	E.1	Propriétés du VO <sub>2</sub> et caractéristiques du substrat à utiliser	Lab-STICC IRCER
	E.2	Matériaux utilisés en micro-fabrication électronique	Lab-STICC XLIM
	E.3	Préparation des masques des dispositifs élémentaires de l'étude préliminaire	Lab-STICC XLIM
	E.4	Décision autour du premier démonstrateur	Lab-STICC IETR / TE-OX
	E.5	Validation des topologies des déphaseurs avec les processus de fabrication micro-électronique	Lab-STICC XLIM
	E.6	Préparation des masques des déphaseurs et commutateurs SPnT	Lab-STICC XLIM
	E.7	Modification des masques des déphaseurs et commutateurs SPnT	Lab-STICC XLIM
	E.8	Validation de la topologie du démonstrateur réseau phasé d'antennes	Lab-STICC IETR / TE-OX
	E.9	Validation des performances du réseau d'antennes et du dépointage réalisé	Lab-STICC IETR / TE-OX
Livrables	L.1	Masques des dispositifs élémentaires de l'étude préliminaire	Lab-STICC IRCER XLIM
	L.2	Dépôt de VO <sub>2</sub> pour les dispositifs élémentaires de l'étude préliminaire	IRCER XLIM
	L.3	Fabrication des dispositifs élémentaires de l'étude préliminaire	XLIM Lab-STICC
	L.4	Masques des déphaseurs et commutateurs SPnT	Lab-STICC XLIM
	L.5	Fabrication des déphaseurs et commutateurs SPnT	XLIM Lab-STICC
Déplacements	D.1	Expérimentation par commande optique sur les commutateurs de l'étude préliminaire à TRT (Palaiseau)	Lab-STICC TRT
	D.2	Dépôt de VO <sub>2</sub> pour les déphaseurs et les commutateurs SPnT à IRCER	Lab-STICC IRCER
	D.3	Fabrication des déphaseurs et commutateurs SPnT à XLIM	Lab-STICC XLIM

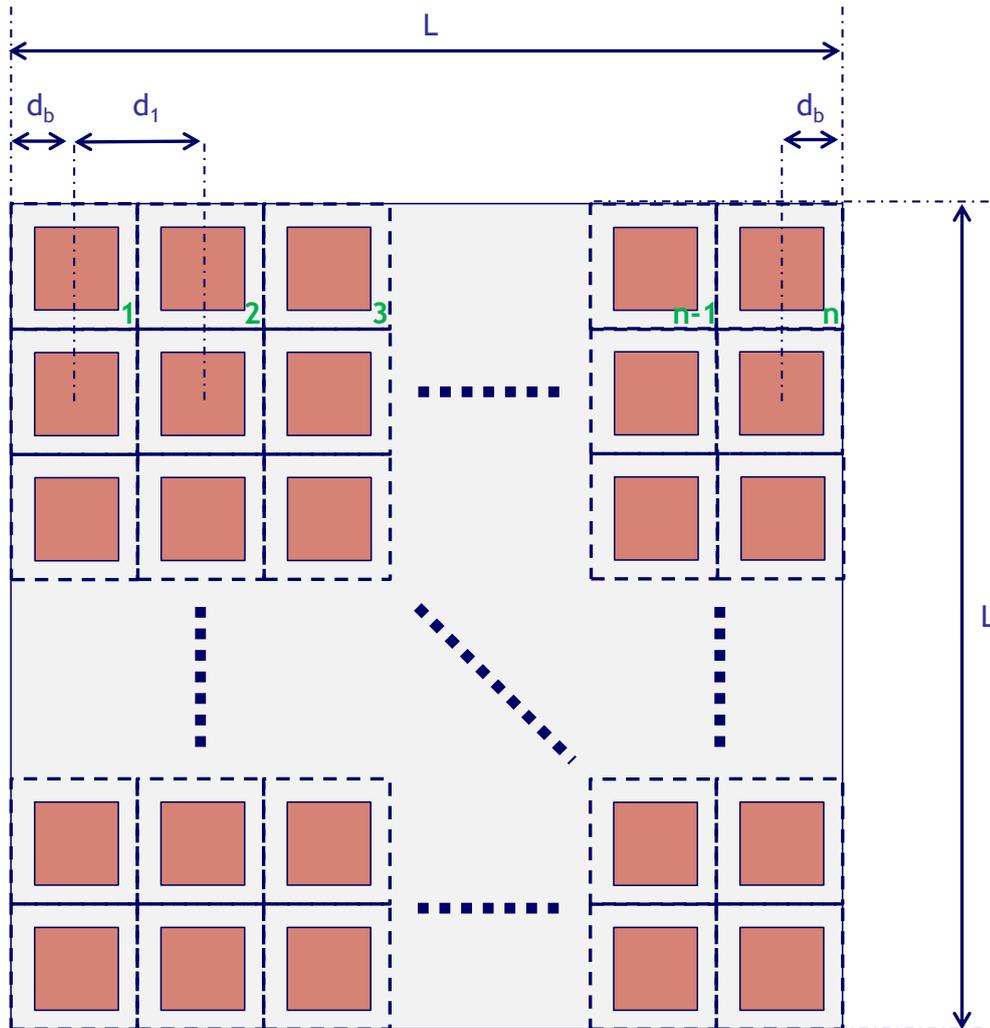
Table C.1: Détails des interactions au cours de cette thèse avec les partenaires du consortium

# ANNEXES



## ANNEXE I : ANTENNES

Le réseau d'antennes, fonctionnant à une fréquence  $f_0$  donnée, est supposé être réalisé sur un substrat carré de côté  $L$  et de permittivité diélectrique relative  $\epsilon_r$  donnée. La distance inter-éléments (de centre à centre) est fixée à  $d_1$ . La distance entre le bord du substrat et le centre du premier élément est fixée à  $d_b$  (Figure A.1). Le nombre d'antennes par ligne est noté  $n$  (le substrat étant carré, le nombre d'éléments maximale est alors  $n^2$ ).



*Figure A.1 : Dimensionnement du réseau d'antennes sur un substrat carré*

La longueur d'onde dans l'air  $\lambda_0$  à la fréquence de travail  $f_0$  est donnée par (Eq. A.1) où  $c$  est la célérité. La relation entre le nombre d'éléments  $n$ , la distance inter-éléments  $d_1$  et la longueur du substrat est, quant à elle, donnée par (Eq. A.2).

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad (\text{Eq. A.1})$$

$$(n - 1)d_1 + 2d_b = L \quad (\text{Eq. A.2})$$

Afin de garder des cellules unitaires identiques (que ce soit pour les éléments en bord de substrat ou au centre), l'hypothèse donnée par (Eq. A.3) est considérée.

$$d_b = \frac{d_1}{2} \quad (\text{Eq. A.3})$$

La relation (Eq. A.2) devient alors :

$$nd_1 = L \quad (\text{Eq. A.4})$$

Soit :

$$n = \frac{L}{d_1} \quad (\text{Eq. A.5})$$

Dans le cas où l'espacement inter-éléments est choisi à la demi-longueur d'onde dans l'air, la relation devient alors :

$$n = \frac{2L}{\lambda_0} \quad (\text{Eq. A.6})$$

Dans le cas, d'une application à 28 GHz sur un substrat saphir carré de côté 2,54 cm avec un espacement de la demi-longueur d'onde dans l'air, les valeurs sont données Table A.1.

Paramètres	Valeurs	Unités
$f_0$	28	GHz
$c$	$3,00 \times 10^8$	$\text{m.s}^{-1}$
$L$	2,54	cm
$\lambda_0$	10,7	mm
$d_1$	5,35	mm
$n$	4,7	

**Table A.1:** Dimensions dans le cas d'un réseau d'antennes à 28 GHz sur substrat saphir

Ainsi, le réseau d'antennes à 28 GHz sur un substrat carré de longueur 2,54 cm peut contenir suivant une direction 4 éléments rayonnants. Soit au total 16 éléments, dans le cas d'un réseau d'antennes suivant deux directions.

## ANNEXE II : DÉPHASEUR SIW

Le déphaseur SIW est réalisé sur un substrat de type alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) d'épaisseur  $h = 508 \mu\text{m}$  et de permittivité relative  $\epsilon_r = 9,8$ . Afin de simplifier la structure de simulation et la conception, la cavité est considérée avec quatre murs métalliques (et non pas des vias métalliques comme c'est le cas pour des structures SIW) en or d'épaisseur  $t = 1,5 \mu\text{m}$  et la fréquence de travail est fixée à  $f_0 = 12,5 \text{ GHz}$ . La largeur de la cavité est alors de  $a = 6 \text{ mm}$  (Figure A.2.A). La fréquence de coupure du premier mode ( $\text{TE}_{10}$ ) ainsi obtenue est de  $f_{c10} = 7,99 \text{ GHz}$ . L'étude est donc établie sur la bande de fréquence  $8 \text{ GHz} - 17 \text{ GHz}$ .

Le déphaseur est alors réalisé par 4 fentes. Afin de conserver une symétrie du dispositif, les fentes 1 et 4 sont identiques, de même que pour les fentes 2 et 3 (Figure A.2.B). La Table A.2. récapitule les différentes valeurs des géométries et des fréquences.

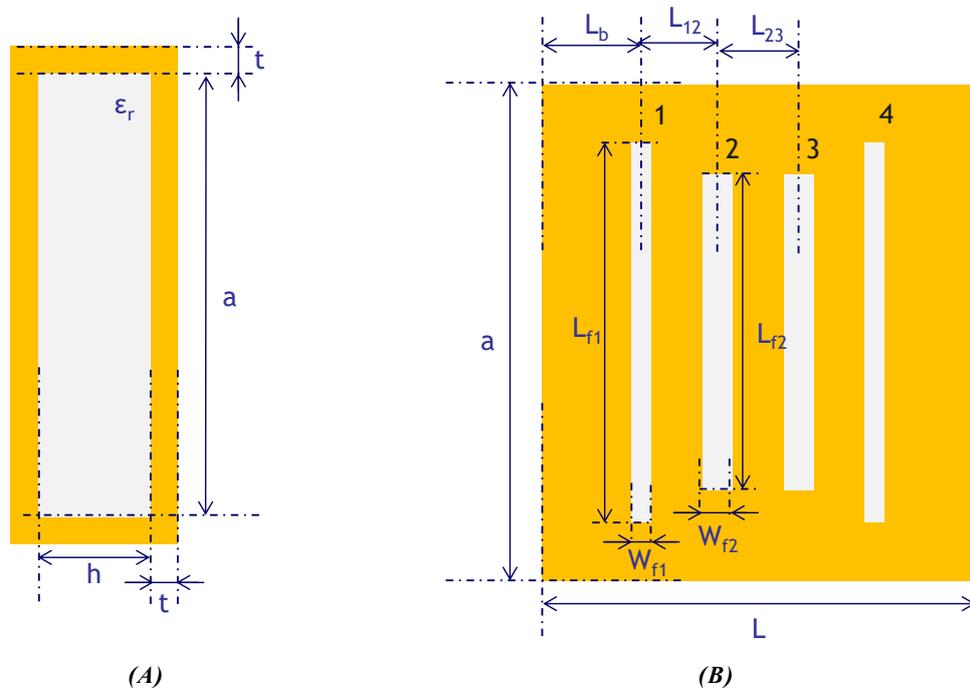


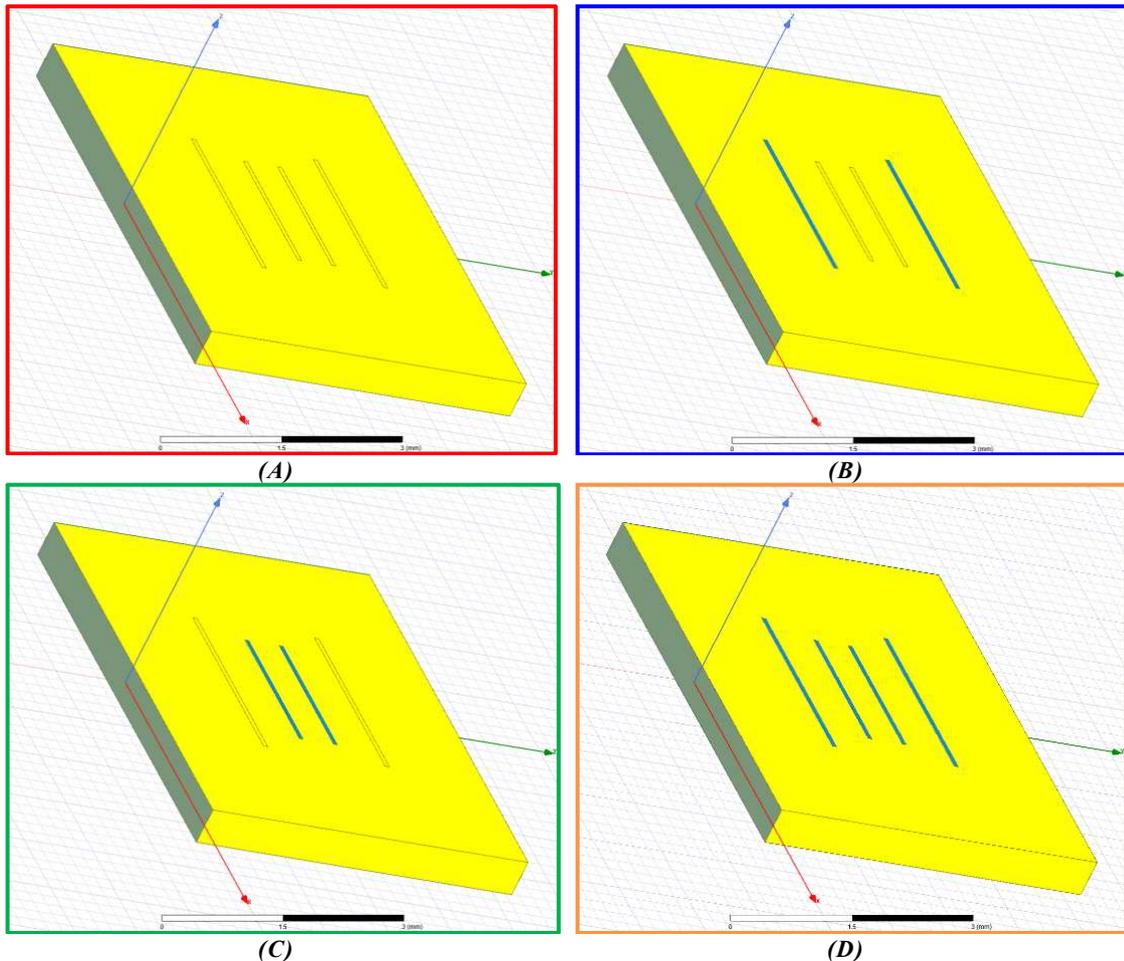
Figure A.2 : Géométrie du déphaseur SIW à 4 fentes : (A) vue de profil et (B) vue de dessus

Paramètres	Valeurs	Unités
$f_0$	12,5	GHz
$\epsilon_r$	9,8	
$h$	508	$\mu\text{m}$
$a$	6	mm
$f_{c10}$	7,99	GHz
$t$	1,5	$\mu\text{m}$
$L$	4,56	mm

Paramètres	Valeurs	Unités
$L_b$	1,4	mm
$L_{12}$	634	$\mu\text{m}$
$L_{23}$	496	$\mu\text{m}$
$L_{f1}$	2,67	mm
$W_{f1}$	2,06	mm
$L_{f2}$	59,2	$\mu\text{m}$
$W_{f2}$	56,4	$\mu\text{m}$

Table A.2: Récapitulatif des différents paramètres et de la géométrie du déphaseur SIW

Quatre configurations sont alors possibles (en gardant une symétrie du déphaseur) et sont données Figure A.3. La première configuration appelée « 0 Slot » est la cavité de référence sans aucune fente active (Figure A.3.A) (toutes les fentes sont court-circuitées). La deuxième configuration, appelée « 2 Slots (1 & 4) » correspond à la situation où les fentes 1 et 4 sont visibles (non court-circuitée) (Figure A.3.B). La troisième configuration, appelée « 2 Slots (2 & 3) », correspond à la situation où les fentes 2 et 3 sont actives (Figure A.3.C). Et finalement la dernière configuration, appelée « 4 Slots » est le cas où les quatre fentes sont actives (Figure A.3.D).



**Figure A.3 :** Illustrations des différentes configurations de fentes : (A) aucune fente active, (B) fentes 1 et 4 actives, (C) fentes 2 et 3 actives et (D) 4 fentes actives

Dans cette étude préliminaire et ce afin de démontrer le principe du déphasage par fentes, le court-circuit des fentes est réalisé en les comblant par de l'or. Par la suite, l'utilisation du dioxyde de vanadium est pertinente pour réaliser cette fonctionnalité. Le motif de  $\text{VO}_2$  serait alors placé perpendiculaire aux fentes et viendrait relier les bords longitudinaux des fentes comme montré Figure A.4.

L'évolution des paramètres S, dans le cas de l'étude préliminaire, est donnée Figure A.5.A et Figure A.5.B respectivement pour le coefficient de réflexion et les pertes d'insertion. Il peut être remarqué (Figure A.5.A) que l'insertion des fentes crée une désadaptation du coefficient de réflexion passant de  $-62$  dB dans le cas de la cavité de référence à  $-17,1$  dB dans

le cas où les 4 fentes sont actives. Cependant, l'avantage de cette structure repose sur les faibles pertes d'insertion introduites. En effet, les pertes maximales (dans le cas de la quatrième configuration) sont de  $-0,17$  dB (Figure A.5.B) à la fréquence de travail  $f_0$ . Le déphasage relatif maximal réalisé par cette structure est alors de  $-20,5^\circ$  à la fréquence de travail. La figure de mérite  $FOM_{SIW}$  de ce dispositif est alors de  $120,6^\circ/\text{dB}$ . Les performances de ce déphaseur sont récapitulées Table A.3.

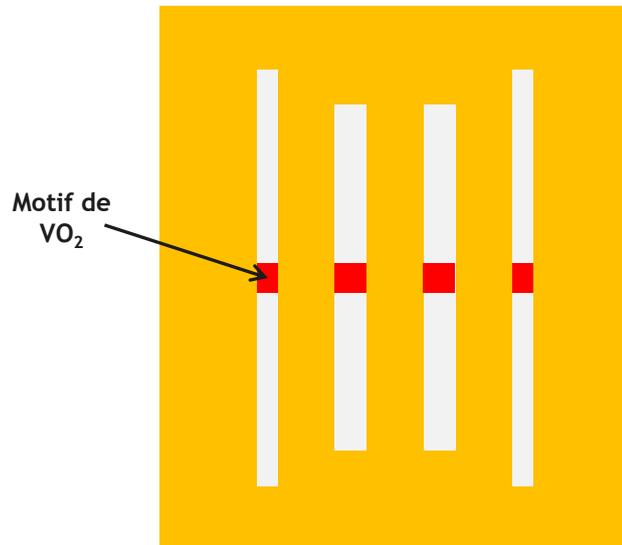


Figure A.4 : Activation et désactivation des fentes par des motifs de  $VO_2$

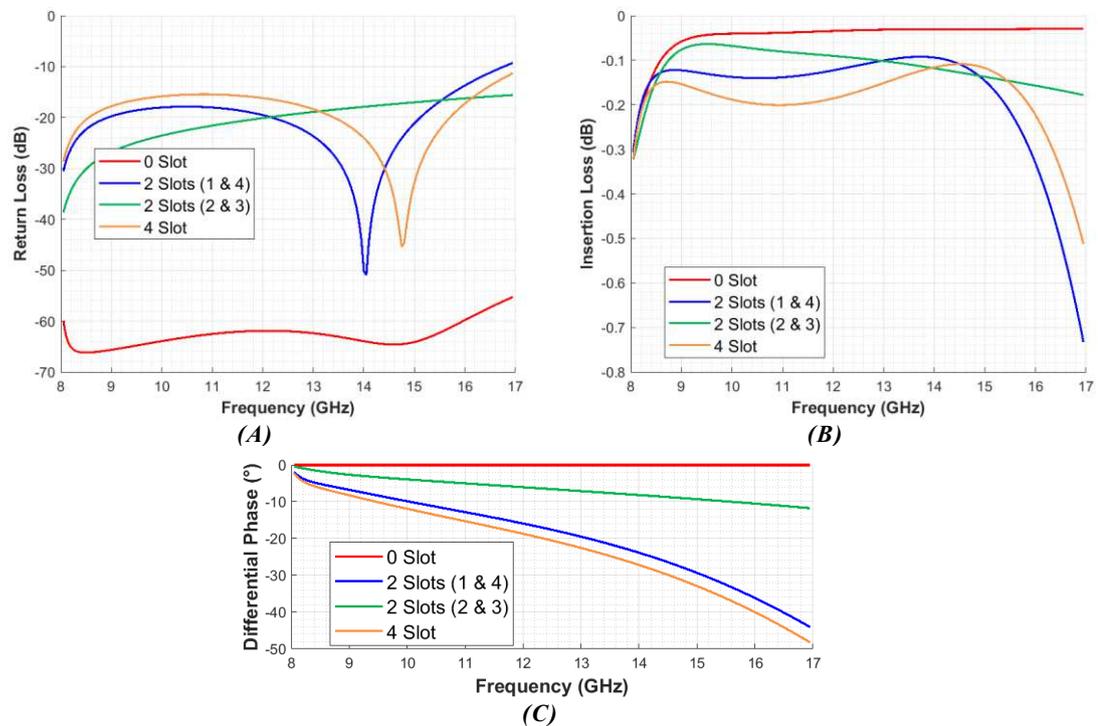


Figure A.5 : Performances RF du déphaseur SIW à 4 fentes : (A) adaptation, (B) pertes d'insertion et (C) déphasage relatif

Paramètres	Valeurs				Unités
	0 Slot	2 Slots (1 & 4)	2 Slots (2 & 3)	4 Slots	
$S_{11}$	- 62	- 21,1	- 19,5	- 17,1	dB
$BP$ (@ -20 dB)	72	23,6	-	-	%
$S_{21}$	- 0,03	- 0,11	- 0,10	- 0,17	dB
$E_{S21}$	$\pm 0,01$	$\pm 0,02$	$\pm 0,04$	$\pm 0,06$	dB
$\varphi_{SIW}$	0	- 17,6	- 6,6	- 20,5	°
$FOM_{SIW}$	120,6				°/dB
$Dimensions$	$6 \times 4,56$				mm <sup>2</sup>

*Table A.3: Performances RF simulées du déphaseur SIW à 12,5 GHz*

La conception d'un déphaseur en technologie SIW assurerait un gain potentiel en termes de pertes d'insertion, améliorant ainsi la figure de mérite du dispositif. Cependant, cette amélioration se fait au détriment d'un déphasage plus faible pour des dimensions données du dispositif. L'utilisation du dioxyde de vanadium afin de faire la jonction entre les bords des fentes, ne devrait pas impacter sur les pertes d'insertion. En effet, dans l'étude présentée dans cette annexe, la jonction est réalisée par de l'or, un matériau de meilleure conductivité que le dioxyde de vanadium dans son état métallique. Inversement, aucun matériau ne crée de jonction entre les bords des fentes lorsque celles-ci sont actives, contrairement au dioxyde de vanadium dans son état isolant qui présente une certaine conductivité non négligeable. Ainsi, il est attendu, par l'utilisation de motif de VO<sub>2</sub> pour réaliser la reconfigurabilité de ce dispositif, de voir une légère dégradation du coefficient de réflexion, du déphasage relatif maximal et de la figure de mérite pour des dimensions identiques.

# COMMUNICATIONS

---

---

## Communications Nationales :

M. N. Sadiq, M. Le Roy, A. Pérennec, P. Laurent, N. Martin, D. Passerieux, A. Crunteanu, R. Boyer, F. Dumas-Bouchiat et G. Tanné, « Conception et caractérisation de commutateurs à base de VO<sub>2</sub> pour des dispositifs reconfigurables », *21<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes*, Caen (France), 2019.

M. N. Sadiq, M. Le Roy, A. Pérennec, N. Martin, P. Laurent, A. Crunteanu et G. Tanné, « Déphaseurs numériques à base de VO<sub>2</sub> pour réseaux phasés », *21<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes*, Caen (France), 2019.

M. N. Sadiq, M. Le Roy, A. Pérennec, P. Laurent, N. Martin, D. Passerieux, A. Crunteanu, R. Boyer, F. Dumas-Bouchiat, M.-B. Martin, L. Divay, Q. Levesque et G. Tanné, « Caractérisations RF et optique de commutateurs hyperfréquences ultra-rapides à base de VO<sub>2</sub> », *16<sup>ièmes</sup> Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM 2020)*, Toulouse (France), 2020.

## Communication Internationale :

M. N. Sadiq, M. Le Roy, A. Pérennec, P. Laurent, N. Martin, D. Passerieux, A. Crunteanu, R. Boyer, F. Dumas-Bouchiat, M.-B. Martin, L. Divay, Q. Levesque et G. Tanné, « Design and Characterisation of VO<sub>2</sub> Based Switches for Ultra-Fast Reconfigurable Devices », *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Bochum (Allemagne), 2019.

## Publications Internationales :

Dans le cadre de cette thèse, la soumission d'une publication internationale décrivant les commutateurs SPnT et les déphaseurs est prévue dès la fin de la caractérisation de ces derniers.





**Titre :** Conception et développement de dispositifs hyperfréquences à reconfiguration rapide à partir de matériaux à transition isolant-métal (MIT) : application au dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ )

**Mots clés :** Dioxyde de vanadium, transition isolant-métal, commutateurs SPnT, déphaseurs reconfigurables, réseau d'antennes phasé

**Résumé :** Ce travail de thèse, réalisé au Lab-STICC, dans le cadre du projet ANR MUFRED, porte sur l'étude, la conception et le développement de dispositifs hyperfréquences reconfigurables à base de dioxyde de vanadium (matériau à transition isolant-métal). Ce projet, multidisciplinaire – allant du dépôt et l'étude du matériau à la conception et la caractérisation de dispositifs RF en passant par une commande optique – vise à démontrer les performances du  $\text{VO}_2$  en tant qu'élément d'accord pour une commutation rapide (une dizaine de nanosecondes) à ultra-rapide (une centaine de picosecondes, selon la littérature). Pour ce faire, ce travail débute par une caractérisation du dioxyde de vanadium en tant qu'élément de commutation avant de l'intégrer dans des dispositifs reconfigurables.

Ainsi, les premiers commutateurs SPST, SP2T

et SP4T à base de  $\text{VO}_2$  sont conçus pour un contrôle de la transition isolant-métal par commande électrique et optique. Ces commutateurs sont par la suite utilisés dans la conception de déphaseurs reconfigurables 1-bit (déphasage relatif de  $0^\circ$  et  $-45^\circ$ ) et 2-bits (déphasage relatif de  $0^\circ$ ,  $-90^\circ$ ,  $-180^\circ$ ,  $-270^\circ$ ) de type « True Time Delay » à lignes commutées.

La suite du travail porte sur le démonstrateur ciblé par le projet MUFRED, *i.e.* un réseau d'antennes phasé reconfigurable à base de commutateurs de  $\text{VO}_2$ . Les performances de chacun des blocs RF intervenant dans sa conception sont décrites, présentées et analysées.

Les premiers démonstrateurs réalisés ont permis d'envisager des perspectives d'amélioration à court et long terme.

**Title:** Design and development of fast reconfigurable microwave devices based on metal-insulator transition (MIT) materials: application to vanadium dioxide ( $\text{VO}_2$ )

**Keywords:** Vanadium dioxide, metal-insulator transition, SPnT switches, reconfigurable phase shifter, phased array antennas

**Abstract:** This thesis, conducted at Lab-STICC as part of the ANR MUFRED project, focuses on the study, the design and the development of reconfigurable microwave devices based on vanadium dioxide (a metal-insulator transition material). This multidisciplinary project – from material deposition and study to the design and characterization of RF devices by way of optical control – aims to demonstrate the  $\text{VO}_2$  performances as a tuning element for fast (about ten nanoseconds) to ultra-fast (about hundred picoseconds) switching.

With this aim in mind, this work begins with a characterization of vanadium dioxide as a tuning element before integrating it into reconfigurable RF devices.

Thus, the first  $\text{VO}_2$  based switches, SPST,

SP2T and SP4T are designed for control of the metal-insulator transition with an electrical or optical command. These switches are subsequently used in the design of reconfigurable 1-bit (relative phase shift of  $0^\circ$  and  $-45^\circ$ ) and 2-bits (relative phase shift of  $0^\circ$ ,  $-90^\circ$ ,  $-180^\circ$  and  $-270^\circ$ ) switched lines True Time Delay phase shifters.

Then this study focuses on the proof-of-concept targeted by the MUFRED project, *i.e.* a reconfigurable phased array antennas based on  $\text{VO}_2$  switches. The performances of each RF blocks involved in its design are described, presented and analyzed.

The first demonstrators carried out make it possible to foresee prospects for improvement in the short and long term.