



HAL
open science

Déphaseurs numériques à base de VO₂ pour réseaux phasés

Mohammad Nikhian Sadiq, Marc Le Roy, André Pérennec, Noham Martin,
Paul Laurent, Aurelian Crunteanu, Gérard Tanné

► **To cite this version:**

Mohammad Nikhian Sadiq, Marc Le Roy, André Pérennec, Noham Martin, Paul Laurent, et al..
Déphaseurs numériques à base de VO₂ pour réseaux phasés. 21èmes Journées Nationales Microondes,
May 2019, Caen, France. pp.1-2. hal-02135559

HAL Id: hal-02135559

<https://hal.univ-brest.fr/hal-02135559>

Submitted on 21 May 2019

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

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

Déphaseurs numériques à base de VO₂ pour réseaux phasés

M. N. Sadiq¹, M. Le Roy¹, A. Pérennec¹, N. Martin¹, P. Laurent¹, A. Crunteanu², G. Tanné¹

¹ Univ Brest, Lab-STICC, UMR 6285, CNRS, F-29200, Brest, France

² Univ Limoges, XLIM, UMR 7252, CNRS, F-87060, Limoges, France
Mohammad-Nikhian.Sadiq@univ-brest.fr

Résumé – Dans le but de réaliser des réseaux phasés à commutation rapide, nous avons développé des déphaseurs n bits par commutation entre lignes à retard. Une des étapes préliminaires a consisté à mettre en œuvre les commutateurs d'une voie vers plusieurs voies (et inversement) en utilisant le dioxyde de vanadium (VO₂) pour assurer la commutation. Ce papier présente donc à la fois le design des commutateurs à base de VO₂ et leur intégration pour la réalisation de déphaseurs. Les performances de ces dispositifs sont présentées et analysées.

1. Introduction

Dans le cadre du projet ANR MUFRED ("Microwave Ultra Fast Reconfigurable Electronics Devices"), un prototype de réseau phasé reconfigurable ultra-rapide à base de Dioxyde de Vanadium (VO₂) (matériau possédant une transition de Mott [1]) est étudié et développé. Le caractère agile de ce prototype se faisant sur le dépointage angulaire du faisceau, il est donc nécessaire de développer des déphaseurs reconfigurables à base de VO₂. Une précédente étude nous a permis de caractériser indépendamment les commutateurs à base de VO₂.

Fréquemment utilisés dans les réseaux d'antennes à commande de phase, les déphaseurs permettent d'orienter la direction de rayonnement du dispositif [2]. La littérature propose différentes solutions en utilisant, par exemple, des MEMS [3], des diodes PIN [4] et des varactors [5].

Cette étude propose une conception innovante de déphaseurs reconfigurables à base de VO₂ avec une commande électrique ; la commande optique pouvant être testée sur ces mêmes dispositifs dans un 2nd temps.

2. Principes déphaseurs

Les déphaseurs sont regroupés en deux grandes catégories : a) les déphaseurs "True-Time Delay" (TTD) [6] avec comme caractéristique une phase linéaire (phase non constante) en fonction de la fréquence et donc un Temps de Propagation de Groupe (TPG) constant et non nul ; b) les déphaseurs à phase indépendante en fonction de la fréquence [7] (phase constante quelle que soit la fréquence).

Cette étude se focalise sur les déphaseurs TTD. Ces déphaseurs sont conçus à partir de n (nombre d'états de

phase) lignes à retard de longueurs différentes et le VO₂ est utilisé comme interrupteur dans des dispositifs SPnT ("Single Pole n Throw") afin de commuter entre les différentes lignes (Figure 1).

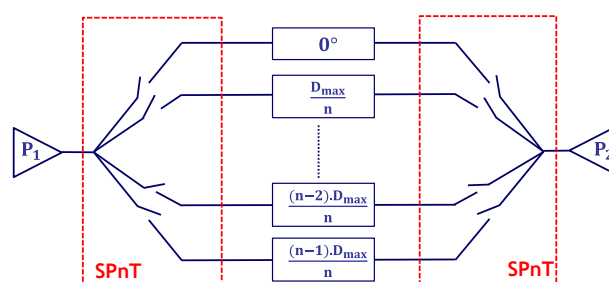


Figure 1. Principe du déphaseur à lignes commutées.

3. Commutateur « Single Pole Multiple Throw »

3.a. Technologie utilisée

Les différents dispositifs présentés dans cette étude sont conçus sur un substrat Saphir (permittivité électrique $\epsilon_r = 10$, d'épaisseur 508 μm) et adaptés à 50 Ω à la fréquence de travail de 28 GHz en technologie coplanaire (CPW) avec une épaisseur de métallisation en Or (Au) de 1,5 μm .

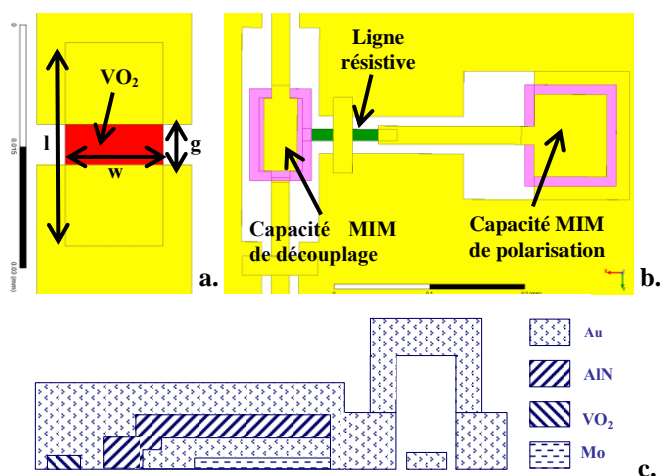


Figure 2. Motif VO₂ permettant de faire le commutateur (a), éléments de polarisation (b) et schéma en coupe des différentes couches (c)

Le VO₂ agit ici comme un interrupteur (Figure 2a). Tous les motifs de VO₂ présents dans ces dispositifs sont identiques : épaisseur 150 nm, largeur $w = 12 \mu\text{m}$, de longueur $l = 25 \mu\text{m}$ et un gap $g = 5 \mu\text{m}$ présent sur la ligne conductrice.

La commande électrique est choisie afin de commander les motifs de VO₂. Pour cela, un circuit de polarisation est nécessaire (Figure 2b) et est composé d'une ligne résistive de résistance $2 \text{ k}\Omega$ (résistivité $3,1 \times 10^{-5} \Omega \cdot \text{m}$, épaisseur 100 nm, longueur $80 \mu\text{m}$, largeur $12 \mu\text{m}$) et d'une capacité Métal-Isolant-Métal (MIM) de $1,7 \text{ pF}$ (longueur $76 \mu\text{m}$, largeur $86 \mu\text{m}$, hauteur 300 nm, diélectrique Nitru de Aluminium (AlN) de permittivité électrique $\epsilon_r = 8,8$) permettant d'éliminer les parasites dues au générateur DC de polarisation ; l'électrode supérieure de cette capacité de polarisation servant aussi comme plot de polarisation pour les points DC. L'isolation des ports RF et du signal DC se fait à travers une capacité MIM de découplage de $0,7 \text{ pF}$ (longueur $76 \mu\text{m}$, largeur $35 \mu\text{m}$, hauteur 300 nm et diélectrique AlN).

Les différents empilements des couches sont donnés dans la Figure 2c. Les ponts à air intégrés sont réalisés à l'aide de résine sacrificielle d'épaisseur $4 \mu\text{m}$.

3.b. Commutateur SP2T : Single Pole Double Throw

Le commutateur SP2T est composé de trois branches dont deux identiques comprenant les switches VO₂ ("A" et "B") (Figure 3a). Afin de contrôler indépendamment les deux switches "A" et "B", trois points de polarisation DC sont nécessaires en P₁, P₂ et P₃. Ces plots de polarisation sont reliés aux branches du SP2T via des lignes résistives. Chacune des trois branches du SP2T intègre des capacités de découplages MIM (Figure 2b) permettant d'isoler les ports RF du signal DC.

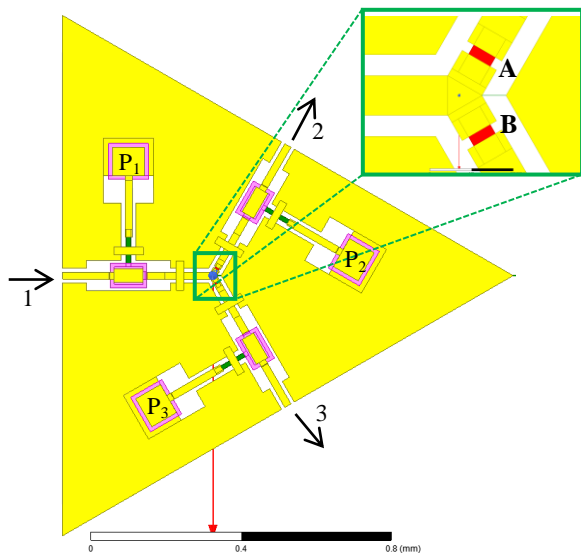


Figure 3. Design du commutateur SP2T

L'évolution des paramètres S du commutateur SP2T en fonction de la fréquence (sur une bande de fréquence de 20 GHz à 36 GHz) est donnée dans la Figure 4. où le switch VO₂ "A" est dans son état métallique (ON) et le switch VO₂ "B" est dans son état isolant (OFF). Le

dispositif étant symétrique, l'évolution des paramètres S dans la deuxième configuration ("A" OFF et "B" ON) est identique.

Le commutateur SP2T présente de très bonnes performances sur la bande de fréquence 22 – 34 GHz avec des adaptations S_{11} et $S_{22} \leq -20 \text{ dB}$, des isolations S_{31} et $S_{32} \leq -30 \text{ dB}$ et des pertes d'insertions $S_{21} = -0,96 \text{ dB}$ à 28 GHz avec une variation d'amplitude de $\pm 0,01 \text{ dB}$ sur la bande fréquentielle 22 – 34 GHz.

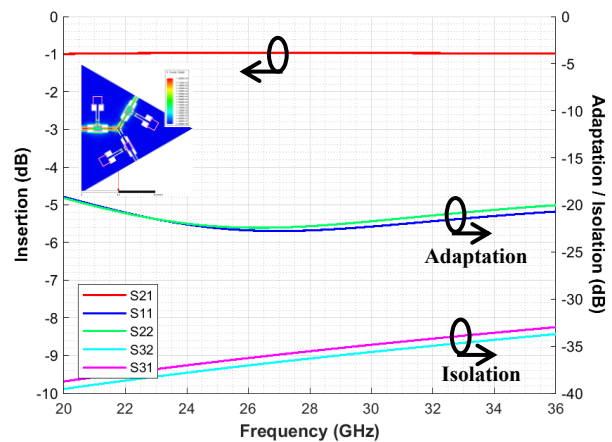


Figure 4. Paramètres S du commutateur SP2T à base de VO₂ dans la configuration où le switch VO₂ "A" est ON et "B" est OFF

3.c. SP4T : Single Pole Four Throw

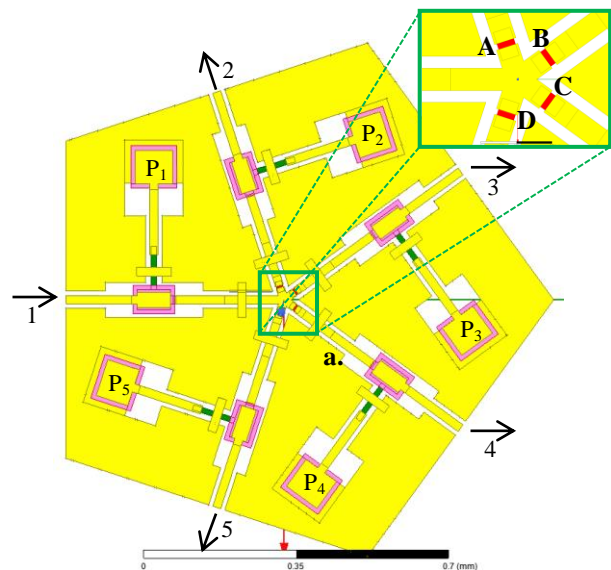


Figure 5. Design du commutateur SP4T

Le commutateur SP4T est composé de cinq branches dont quatre sont identiques comprenant les switches VO₂ ("A", "B", "C" et "D") (cf. Figure 5a.). Les polarisations, à l'instar du SP2T se font aux plots de polarisations P₁, P₂, P₃, P₄ et P₅. Cinq capacités de découplages MIM permettent d'isoler les ports RF du signal DC.

L'évolution des paramètres S du commutateur SP4T en fonction de la fréquence (sur la bande de fréquence 20 – 36 GHz) est donnée dans la Figure 6a. pour la configuration où seul le switch VO₂ "A" est dans son état métallique (ON) (configuration [ON, OFF, OFF, OFF])

du quadruplet ["A", "B", "C", "D"]) et dans la Figure 6b. pour la configuration où seule le switch VO₂ "B" est ON (configuration [OFF, ON, OFF, OFF] du quadruplet). Le dispositif étant symétrique, les deux autres configurations sont identiques à ces deux premières.

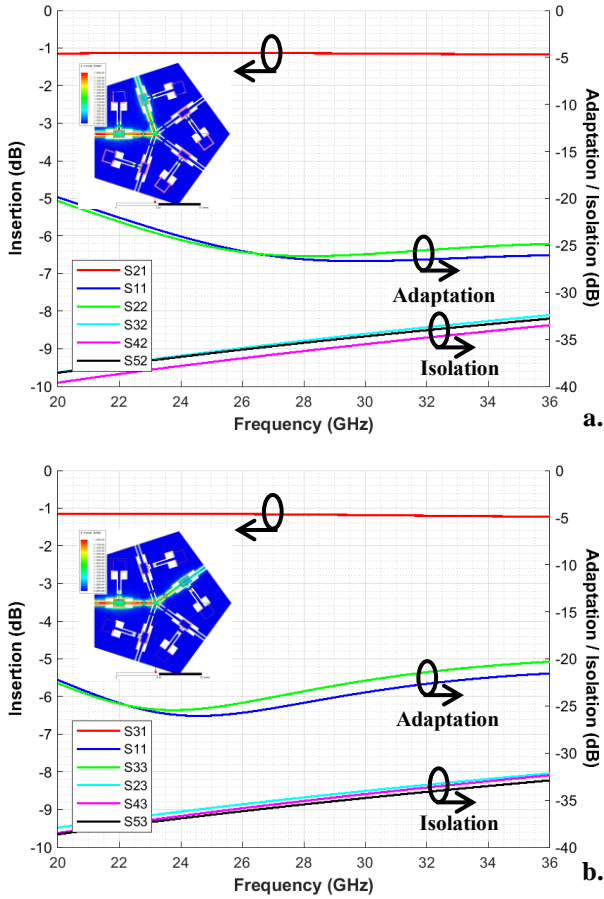


Figure 6. Paramètres S du commutateur SP4T à base de VO₂ dans les configurations du quadruplet [A, B, C, D] suivantes : [ON, OFF, OFF, OFF] (a) et [OFF, ON, OFF, OFF] (b)

Le commutateur SP4T présente de très bonnes performances sur la bande de fréquence 20 – 36 GHz : des adaptations S₁₁ et S₂₂ (respectivement S₁₁ et S₃₃) ≤ -20 dB, des isolations S₃₂, S₄₂ et S₅₂ (respectivement S₂₃, S₄₃ et S₅₃) ≤ -30 dB et des pertes d'insertions moyennes S₂₁ (respectivement S₃₁) = -1,15 dB à 28 GHz avec une variation d'amplitude de ±0,06 dB.

4. Déphaseurs reconfigurables

4.a. Déphaseur 1-Bit

Un premier déphaseur "True-Time Delay" reconfigurable à deux états (2¹ soit 1-Bit) à base de VO₂ est réalisé à l'aide des commutateurs SP2T précédemment étudiés (Figure 7). Ce déphaseur est donc composé de deux commutateurs SP2T et deux lignes à retard. Une première ligne sert de référence (déphasage relatif de 0°), tandis que la deuxième, plus longue, permet de retarder le signal (déphasage relatif de 45° à 28 GHz).

L'utilisation de la commande électrique pour contrôler ce déphaseur nécessite quatre points de polarisations P₁, P₂, P₃ et P₄. En polarisant les points P₁, P₂ et P₃ (respectivement P₄), le chemin de référence (0°) est actionné (respectivement le chemin retardé (45°)).

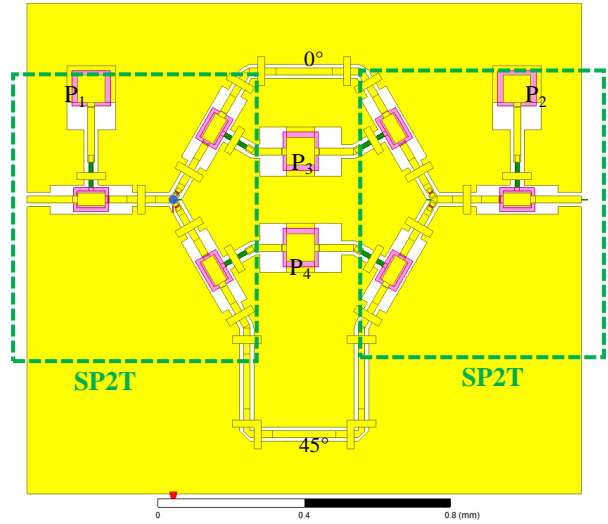


Figure 7. Design du déphaseur TTD 1-Bit

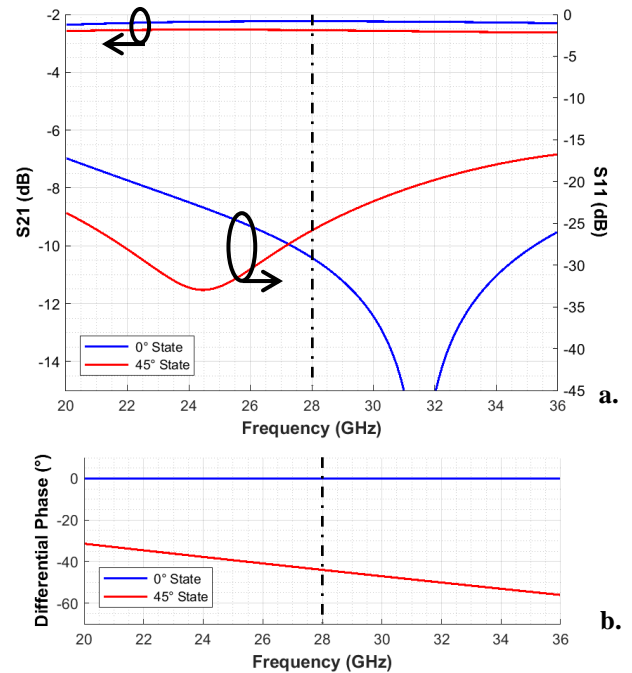


Figure 8. Paramètres S du déphaseur 1-Bit (a) et son déphasage relatif (b)

L'évolution des paramètres S₁₁ et S₂₁ en fonction de la fréquence est donnée dans la Figure 8a et le déphasage relatif dans la Figure 8b. Ce dispositif compact (1,6 × 1,4 mm²), est adapté (S₁₁ ≤ -20 dB) sur la bande de fréquence 22,12 – 31,82 GHz. On peut alors définir la bande passante relative (à -20 dB) centrée à 28 GHz de 27,2% (24,18 – 31,82 GHz). Les pertes d'insertions S₂₁ sont de -2,24 dB (respectivement -2,55 dB) dans l'état 0° (respectivement 45°) avec des variations d'amplitude dans la bande passante de ±0,02 dB (respectivement ±0,04 dB). Le déphasage relatif obtenu à 28 GHz est de 0° et 44°.

4.b. Déphaseur 2-Bits

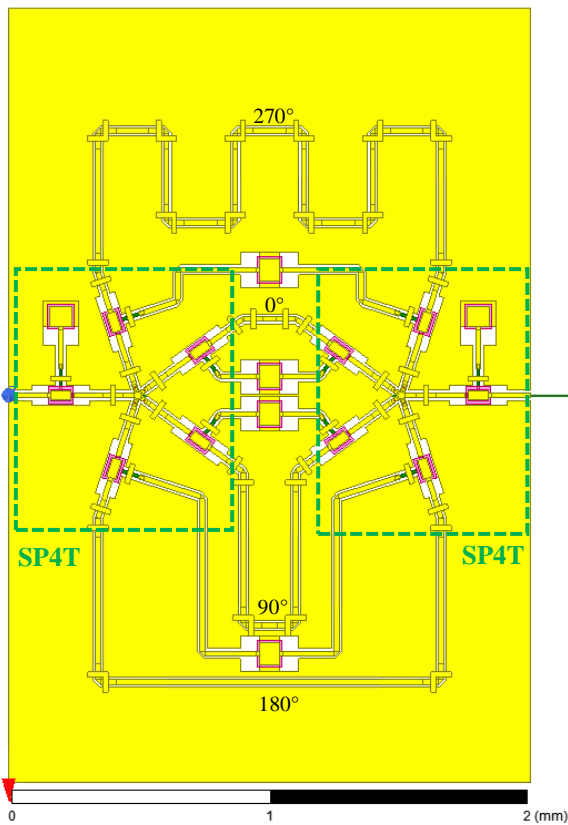


Figure 9. Design du déphaseur TTD 2-Bits

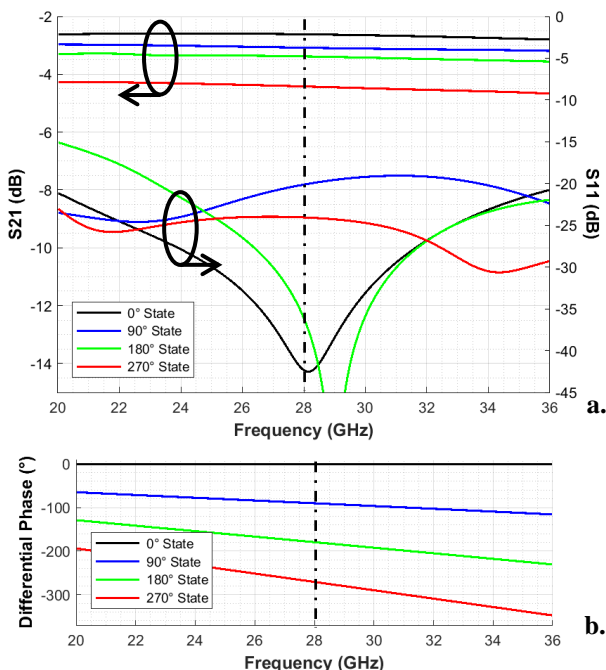


Figure 10. Paramètres S du déphaseur 2-Bits (a) et son déphasage relatif (b)

Un deuxième déphaseur TTD reconfigurable à 4 états (2^2 soit 2-Bits) à base de VO_2 est réalisé à l'aide des commutateurs SP4T précédemment étudiés (Figure 9). Quatre lignes à retard de longueurs variables sont donc utilisées : une de référence, et trois permettant de faire des déphasages relatifs de 90° , 180° et 270° à 28 GHz.

L'évolution des paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la fréquence est donnée dans la Figure 10a. et le déphasage relatif dans la Figure 10b. Ce dispositif compact ($2,1 \times 3 \text{ mm}^2$), est adapté ($S_{11} \leq -19 \text{ dB}$) sur la bande de fréquence 22,72 – 36 GHz. On peut alors définir la bande passante relative (à -19 dB) centrée à 28 GHz de 37,7% (22,72 – 33,28 GHz). Les pertes d'insertions S_{21} sont de -2,62 dB (respectivement -3,08 dB, -3,38 dB et -4,42 dB) dans l'état 0° (respectivement 90° , 180° et 270°) avec des variations d'amplitude dans la bande passante de $\pm 0,15 \text{ dB}$. Le déphasage relatif obtenu à 28 GHz est de 0° , $90,24^\circ$, $179,6^\circ$ et $270,8^\circ$.

5. Conclusion

Les performances simulées de ces commutateurs SP2T et SP4T à base de VO_2 semblent prometteuses. La réalisation de ces dispositifs est en cours.

Ces éléments de base (SPnT) sont utilisés dans la conception de déphaseurs 1, 2 et 3 bits à lignes commutés reconfigurable à base de VO_2 . Trois déphaseurs reconfigurables large bande ($> 27\%$) à 28 GHz sont ainsi développés : le 1^{er} à deux états de phase (0° et 45°), le 2nd à quatre états de phase (0° , 90° , 180° et 270°) et le 3^{ème} présente 8 états de phase en associant les deux premiers.

6. Remerciements

Les auteurs souhaitent remercier l'Agence National de Recherche pour le financement du projet ANR MUFRED dans le cadre duquel cette étude a été menée.

Références

- [1] N. F. Mott, « *Metal-Insulator Transition* », Reviews of Modern Physics, vol. 40, n° 14, 1968, 1968.
- [2] C. A. Balanis, "Antenna Theory : Analysis and Design", Wiley-Intersciences, 2005.
- [3] G.-L. Tan, et al. "Low Loss 2- and 4-bits TTD MEMS Phase Shifters Based on SP4T Switches", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, n° 11, pp. 297-303, 2003.
- [4] W. Lan, et al. "Design of a Ku Band 7-Bit PIN Diode Phase Shifter", 2017 18th International Conference on Electronic Packaging Technology ICEPT, 2017.
- [5] J. H. Qureshi, et al. "A Low Loss Compact Linear Varactor Based Phased Shifter", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 453-456, 2007.
- [6] Q. Ma, et al. "A 12ps True Time Delay Phase Shifter with 6.6% Delay Variation at 20-40GHz", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 61-64, 2013.
- [7] Y. J. Ko, et al. "Integrated 3-Bits RF MEMS Phase Shifter with Constant Phase Shift for Active Phased Array Antennas in Satellite Broadcasting Systems", Transducers'03 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, pp. 1788-1791, 2003.