



Déphasseur 360 ° compact large-bande

Khaled Khoder, Marc Le Roy, Mohamad-Raafat Lababidi, André Pérennec

► **To cite this version:**

Khaled Khoder, Marc Le Roy, Mohamad-Raafat Lababidi, André Pérennec. Déphasseur 360 ° compact large-bande. 19 èmes Journées Nationales Microondes, Juin 2015 - Bordeaux, Jun 2015, Bordeaux, France. pp.1-2. hal-01149727

HAL Id: hal-01149727

<https://hal.univ-brest.fr/hal-01149727>

Submitted on 7 May 2015

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.

Déphaseur 360 ° compact large-bande

Khaled Khoder¹, Marc Le Roy¹, Raafat Lababidi², André Pérennec¹

¹Lab-STICC, UMR CNRS 6285, UEB, ¹Université de Brest (UBO), ²Ensta-Bretagne, Brest.
Marc.LeRoy@univ-brest.fr

Résumé

Cet article présente un déphaseur analogique 0-360 ° à variation continue de phase dans la bande 6,7 GHz - 7,7 GHz. La variation en phase est assurée par des varactors. La topologie de la cellule élémentaire est particulièrement simple et compacte. Les 360 ° sont atteints avec seulement deux cellules avec un minimum de composants pour assurer la polarisation. Le démonstrateur hybride présente des pertes d'insertion de 2,9 dB ± 1,3 dB, une adaptation meilleure que 9,4 dB, un déphasage différentiel de platitude ± 11 ° et un Facteur de Mérite de 90,5 °/dB.

1. Introduction

Les déphaseurs font parties des dispositifs indispensables au Front-end radio, particulièrement dans les réseaux d'antennes qui peuvent en nécessiter plusieurs dizaines. Aussi, les critères d'encombrement et de faible coût sont particulièrement mis en avant actuellement. Si les qualités des déphaseurs à variations discrètes sont indéniables, elles peuvent néanmoins être concurrencées par la version analogique. D'ailleurs de nombreux déphaseurs numériques sont obtenus en discrétisant la commande de déphaseurs analogiques classiques. Pour obtenir un déphaseur dont les performances vont au-delà de l'état de l'art actuel, la recherche en amont d'une topologie optimale est essentielle. Les caractéristiques attendues sont les suivantes : large-bande notamment sur l'adaptation et la platitude de la phase relative, faibles pertes et faible coût, un ratio plage de variation/complexité (nombre total d'éléments) optimal ainsi qu'une bonne compacité et/ou une intégration aisée.

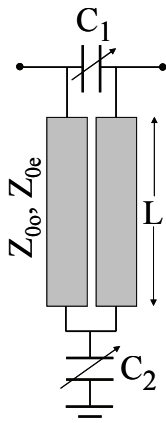


Figure 1. Cellule déphaseuse.

Dans ce papier, nous proposons une version 2 cellules d'une topologie que nous avons récemment mise au point et validée [1]-[3]. Celle-ci se présente comme une structure mixte distribuée/localisée dont le point de départ est le déphaseur bien connu de Schiffman avec insertion de varactors à deux endroits précis pour aboutir à la topologie de la Figure 1.

2. Caractéristiques de la topologie

2.a. Caractéristiques et qualités intrinsèques de la cellule déphaseuse

Un des obstacles majeurs rencontrés lors de la recherche de topologies large bande est d'assurer un niveau d'adaptation suffisant dans cette bande pour toute la plage de variation de phase (180 ° par cellule ici). En première analyse pour notre cellule et pour des longueurs de lignes couplées typiquement de $\lambda/4$ à une fréquence f_0 , le calcul du coefficient S_{11} ramène une expression dont la valeur à f_0 se simplifie comme suit :

$$S_{11}(f_0) = \frac{Z_{0e}^2 C_2 \omega_0 - 4 Z_0^2 C_1 \omega_0}{Z_{0e}^2 C_2 \omega_0 + 4 Z_0^2 C_1 \omega_0 + 2j(Z_{0e}^2 C_1 C_2 \omega_0^2 - 1)} \quad (1)$$

L'adaptation est alors réalisée pour :

$$C_2 = 4 \left(\frac{Z_0}{Z_{0e}} \right)^2 C_1 \quad (2)$$

Cette relation permet de fixer un rapport entier entre les capacités C_1 et C_2 en ajustant la valeur du mode pair des lignes couplées, soit :

$$k = C_2/C_1 = 2 \text{ pour } Z_{0e} = \sqrt{2} \cdot Z_0.$$

Une comparaison sur une large bande (Figure 2) du comportement de la topologie proposée ainsi que celle des techniques concurrentes à base de varactor, i.e. déphaseurs à réflexion [4] (avec coupleurs hybrides ou RTPS : Reflection-Type Phase Shifter) et cellules passe-tout proposée par Hayashi [5] a permis l'identification d'une plage de variation de phase maximale à $f_0/2$ pour notre topologie (5 GHz dans notre exemple).

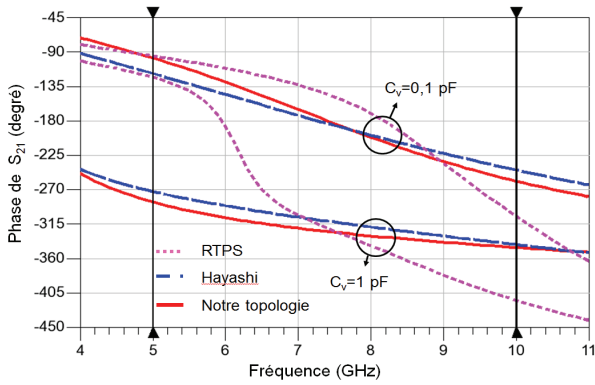


Figure 2. Comparatif des phases à f_0 et $f_0/2$.

De plus, grâce au degré de réglage supplémentaire introduit par les lignes couplées (par rapport à celui d'Hayashi [5]), il est possible d'obtenir une bonne adaptation large-bande tout en optimisant une plage importante de variation de phase. En effet, les cellules de base des différents déphaseurs analogiques montrent des performances sensiblement identiques de l'ordre de 110° à f_0 alors que la cellule couplée de type passe-tout atteint 200° à $f_0/2$ tout en étant adaptée. A noter qu'il est impossible d'obtenir de tels niveaux avec les 2 autres topologies y compris après optimisation des paramètres.

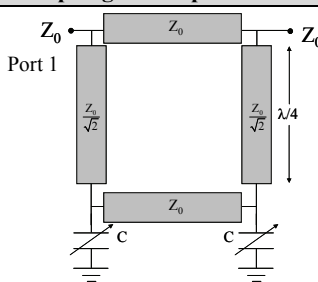
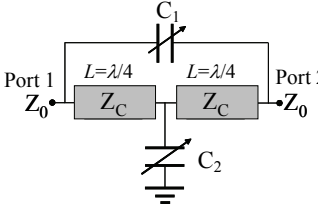
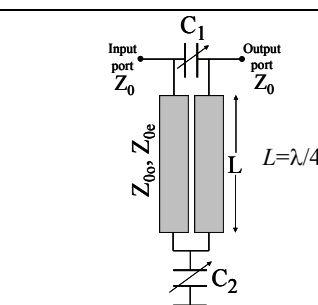
Topologie de déphaseurs		f_0 (10 GHz)	$f_0/2$ (5 GHz)
RTPS (avec coupleur hybride 90°) 	Configuration optimale issue de la synthèse	$Z_0, Z_0 / \sqrt{2}, \lambda/4$	<u>28°, pas d'adaptation.</u>
	$ S_{11} $ (dB)	Parfaitement adapté	
	$\Delta\phi$ (°)	$\approx 110^\circ$	
Déphaseur d'Hayashi (all-pass network) [5] 	Configuration optimale issue de la synthèse	$Z_C=Z_0, \lambda/4, C_2=4.C_1$	<u>154° mais désadapté</u> $ S_{11} _{dB} > -10$ dB dès $C_1 > 0.5$ pF
	$ S_{11} $ (dB)	Parfaitement adapté (plus large-bande que RTPS)	
	$\Delta\phi$ (°)	$\approx 110^\circ$	
Topologie proposée 	Configuration optimale issue de la synthèse	$Z_{0e} = \sqrt{2}.Z_0$ $L = \lambda/4, C_2 = 2.C_1$	<u>200°</u> $ S_{11} _{dB} < -11$ dB sur une large-bande
	$ S_{11} $ (dB)	Parfaitement adapté (adaptation large-bande)	
	$\Delta\phi$ (°)	97°	

Tableau I. Comparaison des cellules déphaseuses de base pour une variation ΔC de 0,1 à 1 pF.

$$FdM = \frac{\Delta\phi_{\max}}{\text{Pertes d'Insertion}_{\max}} \quad (3)$$

2.b. Déphaseur 360° à 2 cellules

Pour valider les performances théoriques issues du comparatif des cellules déphaseuses de base, nous avons d'abord réalisé un premier démonstrateur à un étage [1]-[2]. Les pertes sont relativement faibles de $1,8 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ sur une bande 4-7GHz avec une adaptation meilleure que -12 dB et une variation de phase supérieure à 180° avec une seule cellule bien plus compacte que les deux autres topologies présentées ici. Le Facteur de Mérite (FdM défini en (3)) obtenu est de $105^\circ/\text{dB}$.

Sur une bande plus faible de 6 à 7 GHz, la platitude de phase relative est de $\pm 8^\circ$ au maximum quelle que soit la tension de commande des varactors. Suite à ces premiers résultats encourageants, un déphaseur à 2 cellules a été étudié pour atteindre 360° . Par rapport au 1^{er} prototype, un effort supplémentaire a été mené pour l'obtention d'une bonne platitude de la phase relative sur une large bande. Pour obtenir une largeur de bande de 1 GHz centrée sur 7,2 GHz, les deux cellules ont été optimisées pour des fréquences différentes en intégrant les paramètres S mesurés des varactors.

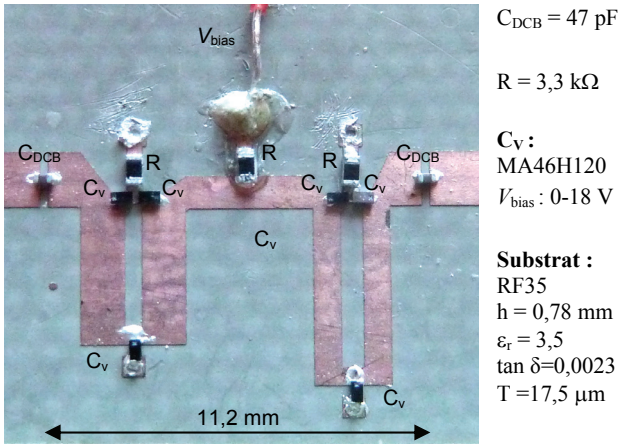


Figure 3. Photo et descriptif du déphaseur 360 °.

L'excellente compacité de la cellule déphaseuse est due à la fois à un point de fonctionnement optimal à $f_0/2$ pour un design à f_0 et à la configuration repliée/couplée des lignes. De plus, cette topologie permet d'utiliser des astuces de design pour assurer simplicité et compacité. Ainsi pour 2 cellules, seulement 1 seul point de polarisation est nécessaire grâce à l'utilisation pour C_1 de deux varactors tête-bêche en série.

Les pertes d'insertion sont mesurées à $2,9 \text{ dB} \pm 1,3 \text{ dB}$ et l'adaptation est meilleure que $9,4 \text{ dB}$ dans la bande 6,7-7,7 GHz. La variation de la phase relative est de $0-380^\circ$ (référence $V_{bias}=15 \text{ V}$) pour C_v variant de 0,15 à 1,15 pF avec une platitude de phase de $\pm 11^\circ$. Le Facteur de Mérite (FdM) obtenu est de $90,5\%$ dB, légèrement plus faible que pour une cellule (105% dB), mais ici une meilleure platitude de phase a été recherchée. Ainsi, si les platitudes en phase et en gain sont les critères prioritaires, celles-ci sont de $\pm 4,5^\circ$ et $2,8 \text{ dB} \pm 1,2 \text{ dB}$ en réduisant la bande à 6,7-7 GHz pour un FdM de 98% dB.

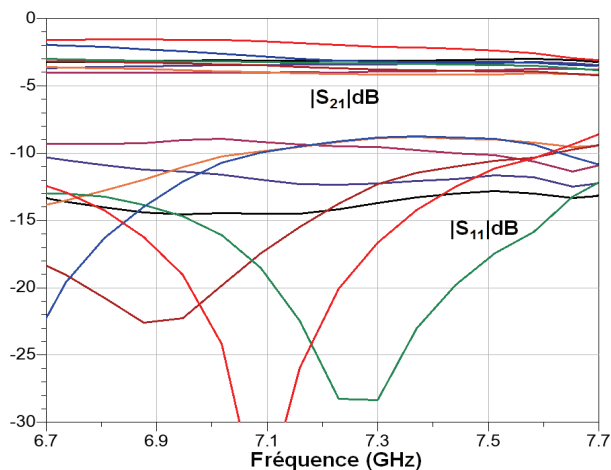


Figure 4. Paramètres S mesurés.

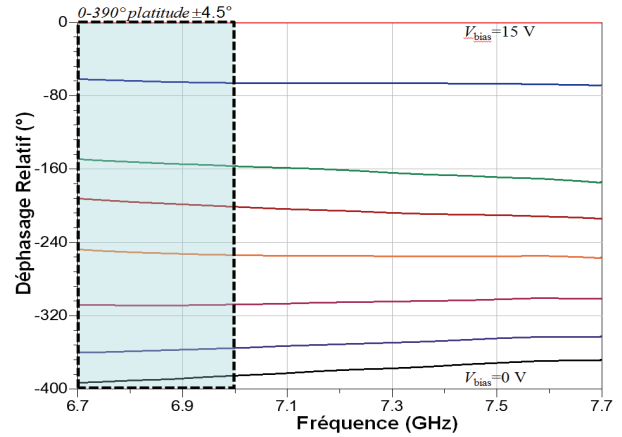


Figure 5. Phase relative mesurée de S_{21} .

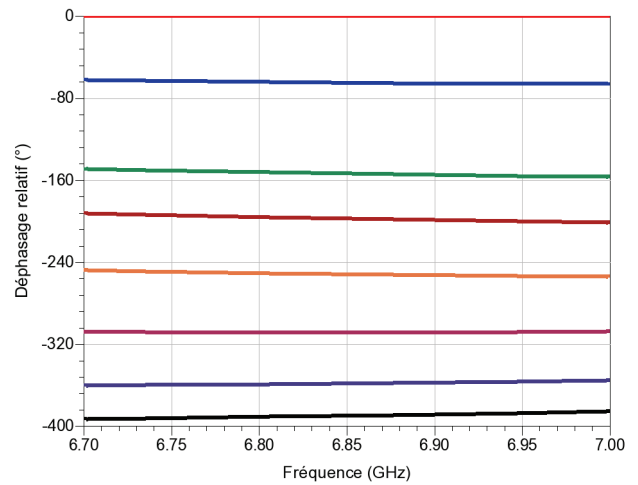


Figure 6. Zoom dans la bande 6,7-7GHz de la phase relative mesurée de S_{21} .

3. Comparaison des performances de déphaseurs à varactors et évolutions envisagées

Le FoM, tel que défini en (3) est un 1^{er} élément de comparaison des performances d'un déphaseur mais il ne tient notamment pas compte de la largeur de bande, ni de la fréquence de travail considérée. Ainsi, il est bien plus aisé d'optimiser les performances (pertes, adaptation, agilité) d'un déphaseur pour un seul point de fréquence que sur une bande de fréquence large, particulièrement si une platitude de la phase relative est recherchée. Comme l'illustre le tableau II où les paramètres significatifs de déphaseurs utilisant des varactors/capacités variables sont détaillés, cette platitude de phase est délicate à obtenir sur une large bande à l'aide de varactor. Toujours à cause des varactors, en augmentant la fréquence de travail les pertes d'insertion augmentent et le FdM se dégrade. La topologie proposée ici dans une configuration de base affiche déjà un excellent compromis FdM/largeur de bande/platitude/compacité. Seules les topologies RTPS à charges complexes (multiples varactors, stubs, lignes, ...) présentent un FdM supérieurs mais au détriment de la compacité et sans platitude de phase. Notre topologie pourra être améliorée en substituant ce type de charge à la place de la varactor C_2 .

Type	Fréq. (GHz)	Variation de phase $\Delta\phi$ (°)	Variation varactors ΔC (pF)	Pertes insertion _{max} (dB)	Nbre varactors	Platitude de phase (°)	Facteur de Mérite (°/dB)	Taille relative / λ	Réf
All-pass network	12 - 14	180	0,25-0,6	4,7	4 (8 en pratique)	$\approx \pm 27$	38.2	$\approx 0,2^*0,1$ en replié	[5]
Improved RTPS	10	380	0.06-2,9 (théorique)	5,2	4	Non	73	$\approx 2^*2$	[4]
Line loaded by varactors	5 - 6	360	/	5,7	16	Non	53.7	/	[6]
LH line	4,4 - 5,6	180	0,4-1,25	4,5	8	Non	40	En localisé	[7]
Improved RTPS	11 - 13	360	/	7,8	8	$\approx \pm 30$	46.2	/	[8]
RTPS with DGS	1.9 - 2.1	230	/	1,5	2	± 11	153	$>1/4^*1/4$	[9]
Improved RTPS	11,5-12,5 30-31	360 315	0,1-3,56	3,8 5,4	4	$\approx \pm 15$ $\approx \pm 30$	94 58	1,7*1,7 2,7*2,7	[10]
Improved RTPS	12	390	0,15-2	3	6	Non	130	$\approx 5/4^*1$	[11]
Improved RTPS	1,95-2,15	>400	0,45-2,72	3,5	12	Non	$\approx 120-140$	3/4*1/4	[12]
All-pass network	6-7 6,7 - 7,7	190 380	0,15-1,15	1,8 4,2	2 (3 en pratique) 4 (6 en pratique)	$\pm 8^\circ$ ± 11	105 90.5	1/8*1/8 1/8*1/4	Ce travail

Tableau II. Comparaison des déphaseurs à base de varactors

4. Conclusion

Un déphaseur analogique 360° compact, simple, large bande et présentant un très bon FdM a été présenté dans ce papier. Pour cette topologie, le compromis largeur de bande/FdM/platitude/compacité est particulièrement remarquable. De plus, ce déphaseur est potentiellement intégrable sur silicium et une configuration entièrement localisée est à l'étude. La topologie est présentée dans une configuration basique et ses performances globales pourront être améliorées par l'évolution de la topologie de base et/ou par l'utilisation de charges complexes [4][10]-[12], proches de celles utilisées pour améliorer la cellule RTPS à la place des simples varactors.

5. Remerciements

Nous remercions le conseil général du Finistère (CG29) pour son soutien financier.

6. Bibliographie

- [1] K. Khoder, M. Le Roy, A. Pérennec, «Nouveau déphaseur variable analogique large-bande», JNM2013, Paris, France.
- [2] K. Khoder, A. Pérennec, M. Le Roy, «A 180° Tunable Analog Phase Shifter Based on a Single All-Pass Unit Cell», MOTL vol.55, 2013, pp.2915-2918.
- [3] K. Khoder, M. Le Roy, A. Pérennec, «An all-pass topology to design a 0-360° continuous phase shifter with low insertion loss and constant differential phase shift», EuMC 2014, pp. 1556-1559.
- [4] T. W. Yoo, J. H. Song, M. S. Park, «360° reflection-type analog phase shifter implemented with a

single 90 branch-line coupler», Electr. Lett., vol. 33, 1997, pp.224-226.

- [5] H. Hayashi, T. Nakagawa, K. Araki «Miniaturized MMIC analog phase shifter using two quarter-wavelength transmission lines», IEEE T-MTT, vol. 50, 2002, pp. 150-154.
- [6] F. Ellinger, H. Jäckel, and W. Bächtold, «Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements», IEEE T. MTT, Vol. 51, N°4, 2003, pp. 1135-1140.
- [7] K. Hongjoom, B.K. Alexander, K. Abdolreza, D.W Van Der Weide, «Linear Tunable Phase Shifter Using a Left-Handed Transmission Line», IEEE MWC Lett., Vol. 15, no. 5, 2005, pp. 366-368.
- [8] L. Wei-Tsung, K. Yen-Hung, W. Yi-Ming, T. Jeng-Han, «An X-band full-360° reflection type phase shifter with low insertion loss», EuMIC, pp. 754-757, 2012.
- [9] S.M. Han, C.S. Kim, D. Ahn, and T. Itoh, «Phase shifter with high phase shifts using defected ground structures», Electron. Lett. Vol. 41, no. 4, May 2005.
- [10] T. Lambard, O. Lafond, M. Himdi, H. Jeuland and S. Bolioli, «A novel analog 360° phase shifter design in Ku and Ka bands», MOTL, vol. 52, 2010, pp. 1733-1736.
- [11] P. Padilla, A. Munoz-Acevedo, M. Sierra-Castaner, « Low loss 360° Ku band electronically reconfigurable phase shifter, » Inter. Jour. of Electron. & Comm., vol. 64, 2010, pp. 1100-1104.
- [12] K. O. Sun, H. J. Kim, C.C. Yen, D. Van Der Weide, «A scalable reflection type phase shifter with large phase variation», IEEE MWC Lett., vol. 15, N°10, 2005, pp. 647-648.