



# Déphasseur actif large bande à phase indépendante de la fréquence

Blaise Ravelo, André Pérennec, Marc Le Roy

► **To cite this version:**

Blaise Ravelo, André Pérennec, Marc Le Roy. Déphasseur actif large bande à phase indépendante de la fréquence. 16èmes Journées Nationales Microondes, 27-28-29 Mai 2009 - Grenoble, May 2009, Grenoble, France. pp.1-4, 2009. <hal-00468161>

**HAL Id: hal-00468161**

**<http://hal.univ-brest.fr/hal-00468161>**

Submitted on 30 Mar 2010

**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 actif large bande à phase indépendante de la fréquence

Blaise Ravelo, André Pérennec, Marc Le Roy

Université Européenne de Bretagne (UEB), France. Université de Brest, Lab-STICC UMR CNRS 3192.

6 avenue Le Gorgeu, CS93837, 29238 Brest cedex 3.

[blaise.ravelo@yahoo.fr](mailto:blaise.ravelo@yahoo.fr), [andre.perennec@univ-brest.fr](mailto:andre.perennec@univ-brest.fr), [marc.leroy@univ-brest.fr](mailto:marc.leroy@univ-brest.fr)

### Résumé

Un nouveau principe de déphaseur actif à phase constante est proposé. Ce déphaseur est obtenu par l'association de dispositifs à Temps de Propagation de Groupe (TPG) positif et négatif de même valeur absolue. Pour le concevoir, nous avons ainsi associé une ligne de transmission classique avec un circuit actif à TPG négatif développé récemment. Après réalisation d'un prototype en technologie planaire hybride, nous avons mesuré une phase constante (indépendante de la fréquence) de  $-90^\circ \pm 5^\circ$  sur une bande relative d'environ 75 % autour de 1,7 GHz. Les niveaux de gain et d'adaptations mesurés sont également en très bon accord avec les simulations. Finalement, des perspectives d'applications sont décrites.

### 1. Introduction

Durant la dernière décennie, des études théoriques et expérimentales ont [1-9] confirmé l'existence de Temps de Propagation de Groupe (TPG) négatif (*Negative Group Delay*: *NGD*) en utilisant des circuits électroniques dans différentes configurations. Par définition, ce paramètre, ici noté  $\tau$  est calculé analytiquement à partir de la phase en transmission  $\varphi(\omega)$  en fonction de la pulsation  $\omega$  par la relation :

$$\tau(\omega) = -\frac{\partial \varphi(\omega)}{\partial \omega}. \quad (1)$$

Des études [2-6] ont montré que ce phénomène ne contredit pas le principe de causalité. Néanmoins, les démonstrateurs correspondants sont cependant, soit limités à quelques MHz [1-6], soit accompagnés de fortes pertes [7-9].

Pour surmonter ce problème, nous avons introduit récemment, pour la première fois, dans le domaine des hyperfréquences [10-13], une cellule active générant un TPG négatif (Figure 1) en utilisant un Transistor à Effet de Champ (TEC). En théorie, celui-ci sera modélisé par son schéma équivalent BF constitué d'une source de courant commandée en tension de transconductance  $g_m$  et de la résistance Drain-Source  $R_{ds}$ .

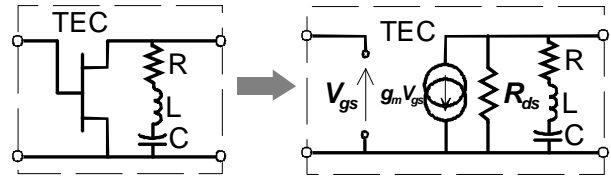


Figure 1. Cellule à TPG négatif et son schéma équivalent BF.

Après proposition d'une méthode de synthèse, nous avons démontré analytiquement et expérimentalement [10-13] que ce circuit fournit un TPG toujours négatif à la résonance  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  :

$$\tau_0 = \frac{-2LR_{ds}Z_0}{R[Z_0R_{ds} + Z_0(R + R_{ds})]}, \quad (2)$$

où  $Z_0$  est l'impédance de référence. Grâce au transistor, cette cellule a la possibilité de générer du gain :

$$|S_{21}(\omega_0)| = \frac{2RZ_0g_mR_{ds}}{[Z_0R_{ds} + R(Z_0 + R_{ds})]}, \quad (3)$$

tout en respectant les critères de fonctionnement des circuits actifs microondes (adaptation et stabilité).

En utilisant ce circuit à propriété innovante, un nouveau type de déphaseur actif engendrant une phase indépendante de la fréquence est introduit. Cet article présente donc l'étude théorique et la validation expérimentale de ce concept.

### 2. Principe

Les Figures 2(a) et 2(b) illustrent le principe de fonctionnement de ce déphaseur à phase constante à base de circuit NGD. En cascade ce circuit à TPG négatif avec un dispositif à TPG positif (*Positive Group Delay*: *PGD*) de même valeur absolue parfaitement adaptés entre eux (Figure 2(a)), l'ensemble forme ainsi un dispositif présentant un TPG nul ou bien une phase

constante ou indépendante de la fréquence (Figure 2(b)) [10][13].

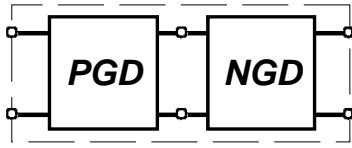


Figure 2(a). Schéma bloc illustrant le principe de fonctionnement du déphaseur à phase constante.

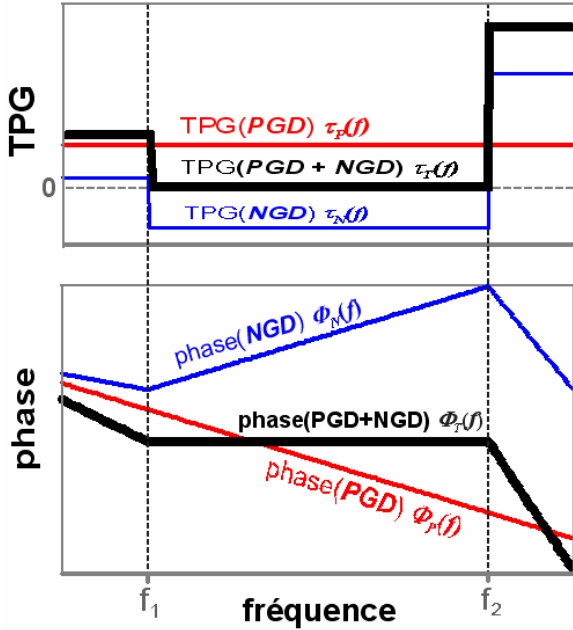


Figure 2(b). Allures des TPGs et phases des blocs NGD et PGD, et de leurs sommes.

D'après la relation (1), lorsque le TPG  $\tau$  est constant, comme le cas d'une ligne de transmission classique, la phase  $\Phi(f)$  sera pratiquement linéaire, comme le définit la relation ci-dessous :

$$\Phi(f) = -2\pi\tau f + \Phi(0). \quad (4)$$

Lorsque les dispositifs PGD et NGD présentent respectivement des TPGs constants  $\tau_P$  et  $\tau_N$  entre  $f_1$  et  $f_2$ , alors leur phase en transmission s'écrivent :

$$\Phi_P(f) = -2\pi\tau_P(f - f_1) + \Phi_P(f_1), \quad (5)$$

$$\Phi_N(f) = -2\pi\tau_N(f - f_1) + \Phi_N(f_1). \quad (6)$$

Par conséquent, la phase totale s'écrit :

$$\Phi_T(f) = -2\pi(\tau_N + \tau_P)(f - f_1) + [\Phi_P(f_1) + \Phi_N(f_1)]. \quad (7)$$

On constate que si on a l'égalité des valeurs absolues des TPGs ( $\tau_N = -\tau_P$ ), cette phase sera constante et peut s'écrire :

$$\Phi_T(f) = \Phi_P(f_1) + \Phi_N(f_1). \quad (8)$$

Pour mettre en évidence le principe de fonctionnement de ce déphaseur, un prototype a été réalisé.

### 3. Conception et validations expérimentales

Pour valider ce concept de déphaseur à phase indépendante de la fréquence, un prototype de circuit planaire hybride dont le schéma détaillé est indiqué par la Figure 3 a été conçu, simulé et fabriqué. Ce circuit est en polarisation passive, résistive via la grille et inductive via le drain. On souligne que la conception et la simulation de ce circuit ont été effectuées sous le logiciel ADS de Agilent.

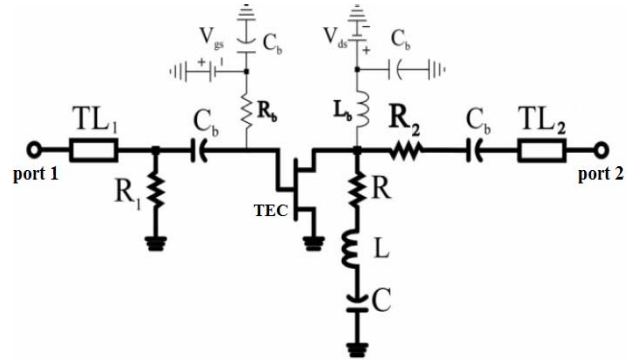
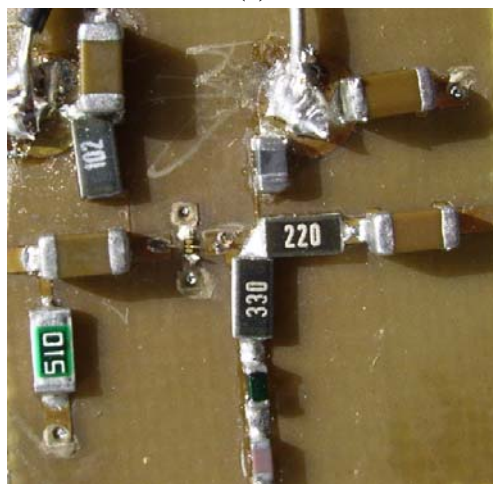
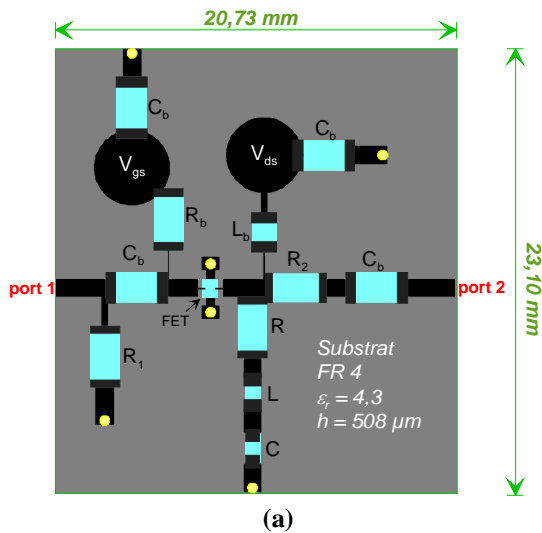


Figure 3. Schéma détaillé (circuit de polarisation en trait fin) du déphaseur :  $R_1 = 51 \Omega$ ,  $R_2 = 22 \Omega$ ,  $R = 33 \Omega$ ,  $L = 4,7 \text{ nH}$ ,  $C = 1 \text{ pF}$ ,  $C_b = 22 \mu\text{F}$ ,  $L_b = 220 \text{ nH}$ ,  $R_b = 1 \text{ k}\Omega$ , et un TEC/EC2612 ( $V_{gs} = -0,1 \text{ V}$ ,  $V_{ds} = 3 \text{ V}$ ,  $I_{ds} = 30 \text{ mA}$ ) et pour les bouts de lignes TL ( $w = 952 \mu\text{m}$  et  $d = 6,2 \text{ mm}$ ).

Comme indiqué par le masque et la photo sont respectivement présentés par les Figures 4(a) et 4(b), ce prototype a été implanté sur un substrat FR4 de permittivité  $\epsilon_r = 4,3$  et d'épaisseur  $h = 508 \mu\text{m}$ . A noter que ce circuit utilise le transistor en puce PHEMT/EC-2612 fabriqué par Mimix Broadband® ayant pour caractéristiques  $g_m = 98,14 \text{ mS}$  et  $R_{ds} = 116,8 \Omega$  en polarisation par charge inductive ( $V_{gs} = -0,1 \text{ V}$ ,  $V_{ds} = 3 \text{ V}$  et  $I_{ds} = 30 \text{ mA}$ ). Le choix de ce TEC et de la bande de fréquence de fonctionnement voulue est conditionné par les composants localisés à notre disposition pour atteindre une phase constante autour de  $90^\circ$ .



(b)

Figure 4. Masque et photo du déphaseur.

Comme illustré par les Figures 5, la concordance entre simulations et mesures fréquentielles tout à fait satisfaisante est obtenue.

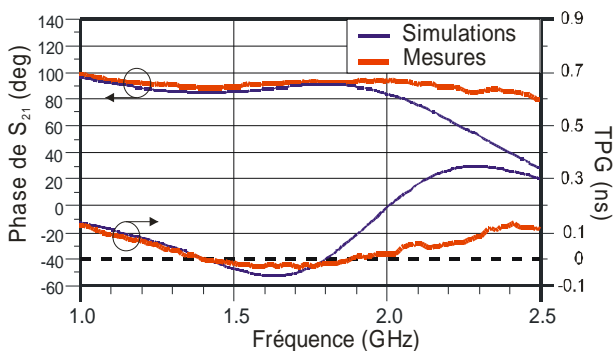


Figure 5(a). Comparaison entre phases et TPG de  $S_{21}$  simulés et mesurés.

La Figure 5(a) montre un très bon accord entre simulations et mesures de 0,5 GHz à 1,8 GHz pour la phase de  $S_{21}$  et le TPG. La différence du niveau de gain est due vraisemblablement à la dispersion des caractéristiques des composants passifs et du transistor.

En effet, le gain mesuré est en moyenne inférieur de 2 dB au gain simulé. La mesure de phase présente une platitude de  $\pm 5^\circ$  autour de  $90^\circ$  entre 1,08 GHz et 2,42 GHz, ce qui correspond à une largeur de bande relative de 76,5 %, supérieure à celle de la simulation. On constate aussi que le TPG de ce déphaseur est pratiquement inférieur à celui d'un dispositif passif (ligne classique d'impédance caractéristique  $Z_0 = 50 \Omega$ ) de même taille.

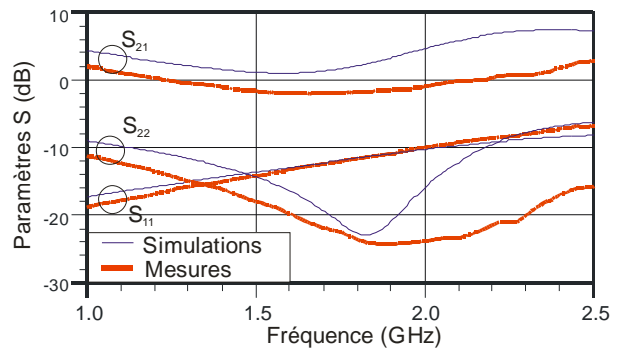


Figure 5(b). Comparaison entre simulations EM et mesures des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  et  $S_{22}$ .

La Figure 5(b) montre également la comparaison entre simulations et mesures et les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  du circuit de la Figure 4(b). On obtient une adaptation meilleure que  $-10$  dB entre 1,1 GHz et 2 GHz. On souligne aussi que grâce à la non-réciprocité du TEC/EC-2612, ce déphaseur présente une excellente isolation.

## 4. Conclusion

En résumé, un principe de déphaseur actif à phase constante est présenté. Il repose sur la mise en cascade d'une ligne avec un circuit actif à TPG négatif [10][13]. Les mesures du démonstrateur réalisé à partir d'une cellule ont montré un bon accord avec la simulation.

A noter que les principaux avantages de ce déphaseur sont les suivants :

- c'est la phase qui est constante et non un déphasage entre deux branches, donc le TPG est quasiment nul,
- largeur de bande importante,
- et la possibilité de compensation des pertes,

Par rapport aux déphaseurs à base de métamatériaux proposés dans les articles [14-15], celui de la Figure 4(b) présente non seulement un avantage en termes de taille et de poids, mais aussi sur sa possibilité de générer un retard très faible entre l'entrée et la sortie.

Il est envisageable d'appliquer ce déphaseur dans certains dispositifs microondes, notamment dans les réseaux d'antennes, les modulateurs/démodulateurs

(ASK, M-PSK) et pour concevoir un filtre de Hilbert. Des dispositifs reconfigurables et en technologie MMIC sont actuellement à l'étude.

## 5. Bibliographie

- [1] R. Y. Chiao, E. L. Bolda, J. Bowie, J. Boyce and M. W. Mitchell, « *Superluminality and amplifiers* », Prog. Crystal Growth Charact. Mat. 33, 1996, pp. 319-325.
- [2] M. W. Mitchell, and R.Y. Chiao, « *Negative group delay and 'fronts' in a causal systems: an experiment with very low frequency bandpass amplifiers* », Phys. Lett. A, Vol. 230, Jun. 1997, pp. 133-138.
- [3] M. W. Mitchell, and R.Y. Chiao, « *Causality and negative group delays in a simple bandpass amplifier* », Am. J. Phys., Vol. 66, 1998, pp. 14-19.
- [4] M. Kitano, T. Nakanishi, and K. Sugiyama, « *Negative group delay and superluminal propagation: an electronic circuit approach* », IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 9, No. 1, Feb. 2003, pp. 43-51.
- [5] T. Nakanishi, K. Sugiyama, and M. Kitano, « *Demonstration of negative group delays in a simple electronic circuit* », Am. J. Phys., Vol. 70, Issue 11, 2002, pp. 1117-1121.
- [6] J. N. Munday, and R. H. Henderson, « *Superluminal time advance of a complex audio signal* », Appl. Phys. Lett., Vol. 85, Jul. 2004, pp. 503-504.
- [7] S. Lucyszyn, I. D. Robertson, and A. H. Aghvami, « *Negative group delay synthesiser* », Electron. Lett., Vol. 29, 1993, pp. 798-800.
- [8] G. V. Eleftheriades, O. Siddiqui, and Ashwin K. Iyer, « *Transmission line for negative index media and associated implementations without excess resonators* », IEEE MWC Lett., Vol. 13, n° 2, Feb. 2003, pp. 51-53.
- [9] O. F. Siddiqui, S. J. Erickson, G. V. Eleftheriades, and M. Mojahedi, « *Time-domain measurement of negative-index transmission-line metamaterials* », IEEE Trans. MTT, Vol. 52, n°5, May 2004, pp. 1449-1453.
- [10] B. Ravelo, « *Dispositifs à temps de propagation de groupe négatif : théorie, validations expérimentales et applications* », Thèse de Doctorat, Lab-STICC (Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance), UMR CNRS 3192, UBO, Brest, France, Déc. 2008.
- [11] B. Ravelo, A. Pérennec, M. Le Roy, and Y. Boucher, « *Active microwave circuit with negative group delay* », IEEE MWCL, Vol. 17, Issue 12, Dec. 2007, pp. 861-863.
- [12] B. Ravelo, A. Pérennec, and M. Le Roy, « *Synthesis of broadband negative group delay active circuits* », IEEE MTT-S Symp. Dig., Honolulu (Hawaii), 2-9 June 2007, pp. 2177-2180.
- [13] B. Ravelo, M. Le Roy, and A. Pérennec, « *Application of negative group delay active circuits to the design of broadband and constant phase shifters* », Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 50, n°12, Dec. 2008, pp. 3077-3080.
- [14] M. Antoniadis, and G.V. Eleftheriades, « *Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications* », IEEE Antennas & Wireless Propag. Lett., Vol. 2, 2003, pp. 103-106.
- [15] Lee Cheng-Jung, Kevin M. K. H. Leong, and T. Itoh, « *Broadband quadrature hybrid design using metamaterial transmission line and its application in the broadband continuous phase shifter* », IEEE MTT-S Symp. Dig., Honolulu (Hawaii), 2-9 June 2007, pp. 1745-1748.