



HAL
open science

Déphasseur pur UWB

Marc Le Roy, Blaise Elysée Guy Ravelo, André Pérennec

► **To cite this version:**

Marc Le Roy, Blaise Elysée Guy Ravelo, André Pérennec. Déphasseur pur UWB. 17èmes Journées Nationales Microondes, 18-19-20 Mai 2011 - Brest, May 2011, BREST, France. pp.1-4. hal-00604001

HAL Id: hal-00604001

<https://hal.univ-brest.fr/hal-00604001>

Submitted on 27 Jun 2011

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 "pur" UWB

Marc Le Roy¹, Blaise Ravelo², André Pérennec¹

¹Lab-STICC, UMR CNRS 3192, UEB, Université de Brest (UBO), 6 avenue Le Gorgeu, CS93837, 29238 Brest cedex 3.

²IRSEEM, Esigelec, Technopôle du Madrillet, avenue Galilée, BP 10024, 76801, Saint-Etienne du Rouvray Cedex
Marc.LeRoy@univ-brest.fr

Résumé

Dans cet article, une méthode de synthèse de déphaseur pur actif utilisant un circuit à temps de propagation de groupe (TPG) négatif est présentée. Une phase en transmission indépendante de la fréquence (déphaseur pur) sur de larges bandes de fréquence est obtenue grâce au circuit à TPG négatif et à sa pente de phase positive. En effet, ce circuit est associé ici à une simple ligne de transmission dont la pente de phase est identique mais de signe opposé pour obtenir au final une phase constante. Les mesures d'un déphaseur réalisé par cette méthode confirment une phase constante de $145^\circ \pm 10$ ainsi qu'un gain de $2\text{dB} \pm 2$ sur une bande relative de 160%. Son comportement non-linéaire est également étudié. Ce nouveau principe a permis de concevoir un déphaseur UWB multi-étages dont la phase est constante à -45° de 3.1 à 10.6 GHz. Les limites et avantages de ces déphaseurs sont finalement analysés ainsi que les applications associées.

1. Introduction

Les déphaseurs sont des dispositifs très répandus dans le domaine microondes pour contrôler le pointage des réseaux d'antennes, dans les circuits de modulation/démodulation et en instrumentation scientifique. Récemment, des travaux [1] ont mis en avant les possibilités offertes par l'utilisation de lignes de transmission « main gauche » pour la conception de déphaseurs. En effet, l'obtention de valeurs de phases positives (pente négative) est possible avec des dispositifs plus compacts qu'avec des lignes RH (main droite ou classique). Ces déphaseurs à lignes LH sont généralement structurés en deux branches à comportement dual (LH et RH). Le déphasage entre les deux branches de sortie LH et RH est donc constant sur une bande de fréquence donnée mais pas entre l'entrée et la sortie du dispositif. La topologie proposée ici permet d'obtenir une phase en transmission (et non un déphasage entre deux sorties) constante en fréquence. Cependant, ces déphaseurs, dénommés "déphaseurs purs" [2]-[3] présentent certains inconvénients : pertes importantes ou bande étroite ou encore réalisation délicate. Pour éviter ces inconvénients, nous avons développé un nouveau principe [4]-[5] reposant sur l'utilisation d'un circuit à TPG négatif [6], présentant donc une phase en transmission à pente positive dans une

bande de fréquence donnée. Pour obtenir une phase constante, nous associons ce circuit à une simple ligne de transmission dont la phase possède une pente identique mais de signe opposé.

La méthode pour réaliser un circuit à TPG négatif est d'abord présentée. Puis, le principe du déphaseur et sa méthode de synthèse seront détaillés. Un déphaseur 145° large-bande sera réalisé, validé expérimentalement et son comportement non-linéaire sera analysé. La conception d'un déphaseur -45° UWB (3,1-10.6 GHz) est également présentée. En conclusion, les avantages et inconvénients de ce type de déphaseur sont mis en avant ainsi que les applications visées.

2. Principe et méthode de synthèse

2.a. Principe

Les pertes importantes systématiquement présentes dans la bande de TPG négatif ou NGD (Negative Group Delay) ont imposé le choix d'une topologie active [6] (cellule NGD dans Fig. 1). Cette cellule permet l'obtention de TPG négatif et de gain simultanément sur une bande de fréquence large. Le principe (Fig. 1) consiste à associer deux étages, une ligne de transmission $50\ \Omega$ (TL) et la cellule NGD, présentant des pentes de phase identiques mais de signe opposé (ou des TPG constants de valeurs opposées).

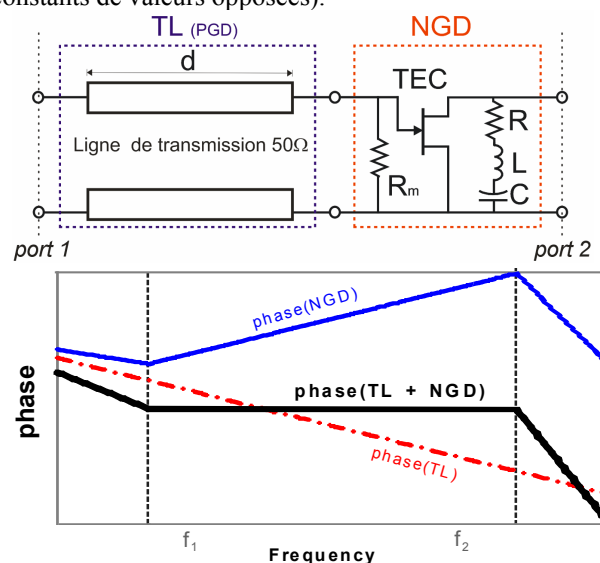


Figure 2. Structure et principe du déphaseur : somme de phases à pente opposée.

2.b. Méthode de synthèse

Le schéma équivalent BF de la cellule NGD est présenté à la figure 3 et est constitué d'une source de courant commandée en tension de transconductance g_m et de la résistance drain-source R_{ds} . Les équations de synthèse d'un circuit à TPG négatif ont été initialement présentées dans [4]-[5] et malgré leur limitation BF, permettent une première approche complètement analytique assez proche des résultats finaux.

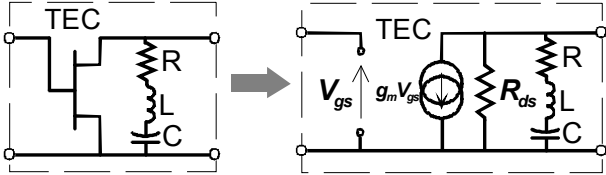


Figure 3. Schéma équivalent BF de la cellule NGD.

Ainsi, pour cette cellule, il a été démontré, expérimentalement et théoriquement que son TPG est toujours négatif à la fréquence de résonance, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$:

$$\tau_0 = \frac{-2LR_{ds}Z_0}{R[Z_0R_{ds} + Z_0(R + R_{ds})]} \quad (1)$$

où Z_0 est l'impédance de référence (ici 50 Ω). De plus, en choisissant un transistor possédant une valeur de g_m suffisamment importante ($>50\text{mS}$), cette cellule peut simultanément générer du gain à cette même fréquence :

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

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

Pour le déphaseur pur, l'objectif de la synthèse est donc de déterminer les valeurs des composants localisés et distribués du déphaseur pour obtenir une valeur de phase constante sur une bande de fréquence donnée.

Connaissant les expressions des phases des deux éléments constitutifs du déphaseur (équations (3)-(4)), l'expression du TPG total du déphaseur peut être déterminée :

$$\varphi_{TL}(\omega) = -\pi \frac{\omega}{2\omega_1} \quad (3)$$

$$\varphi_{NGD}(\omega) = \pi + \arctan\left[\frac{L(\omega^2 - \omega_0^2)}{R\omega}\right] - \arctan\left[\frac{L(Z_0 + R_{ds})(\omega^2 - \omega_0^2)}{\omega[Z_0R_{ds} + R(Z_0 + R_{ds})]}\right] \quad (4)$$

Le principe même du déphaseur impose d'avoir en théorie un TPG nul (phase constante) à la fréquence de résonance (ω_0) de la cellule NGD. A partir de cette

condition (TPG=0), les expressions analytiques de synthèse suivantes sont déterminées :

$$R = \frac{GZ_0R_{ds}(Z_0 + R_m)}{2g_mZ_0R_{ds}R_m - S_{21}(Z_0 + R_{ds})(Z_0 + R_m)} \quad (5)$$

où $G = |S_{21}(\omega_0)|$. La longueur totale physique des lignes pour la valeur du déphasage constant $\varphi = \varphi_{PS}(\omega_0)$ vaut :

$$d = \frac{c(\pi - \varphi)}{\omega_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6)$$

et les valeurs de la self et de la capacité :

$$L = \frac{R(\pi - \varphi)[Z_0(R + R_{ds}) + RR_{ds}]}{2\omega_0Z_0R_{ds}} \quad (7)$$

$$C = \frac{2Z_0R_{ds}}{\omega_0R(\pi - \Phi)[Z_0(R + R_{ds}) + RR_{ds}]} \quad (8)$$

Ces équations de synthèse s'appliquent à un déphaseur à une seule cellule. Pour obtenir une phase constante sur une large bande importante, il est possible soit de cascader plusieurs cellules actives [5], soit d'utiliser un seul transistor associé à plusieurs cellules résonant à des fréquences différentes.

3. Déphaseur 145° large-bande

Pour valider le principe proposé, cette méthode de synthèse a été utilisée pour concevoir un déphaseur 145° compact et large bande à trois cellules RLC série en parallèle et un seul TEC. Une polarisation active a été utilisée pour ne pas dégrader le comportement large-bande. Pour ce premier circuit de validation, la fréquence centrale a été choisie relativement basse, autour de 500 MHz, pour avoir des valeurs de composants localisés de valeurs standards (pas trop faibles) et pour limiter l'apparition de phénomènes parasites.

Les mesures (Fig. 2) confirment les résultats de simulations ainsi que l'analyse Monte-carlo : une phase constante en transmission de $145^\circ \pm 10^\circ$, un gain de $2\text{dB} \pm 2$ dans une bande de 102-935 MHz soit 160% en relatif. Le TPG est également proche de zéro et largement inférieur à celui d'une structure passive de même longueur sur cette bande de fréquence. Les niveaux d'adaptation en entrée et en sortie sont inférieurs à 9dB sur toute la bande. Les simulations présentées ici sont réalisées en utilisant conjointement le logiciel *momentum* pour les parties distribuées et le logiciel *ADS* pour prendre en compte le modèle grand signal du transistor et les paramètres S des composants localisés. Une analyse statistique de type Monte-carlo avait également été menée préalablement à la réalisation du

déphaseur [7] pour estimer l'influence de la tolérance des composants localisés et distribués (5%). Les courbes obtenues à l'issue de cette analyse (300 simulations) sont en accord avec les mesures et confirment l'influence faible à modérée de ces tolérances sur la réponse du déphaseur.

Il est à noter que malgré l'utilisation d'un modèle BF pour la synthèse, celle-ci fournit un résultat assez proche du comportement final après simulation complète.

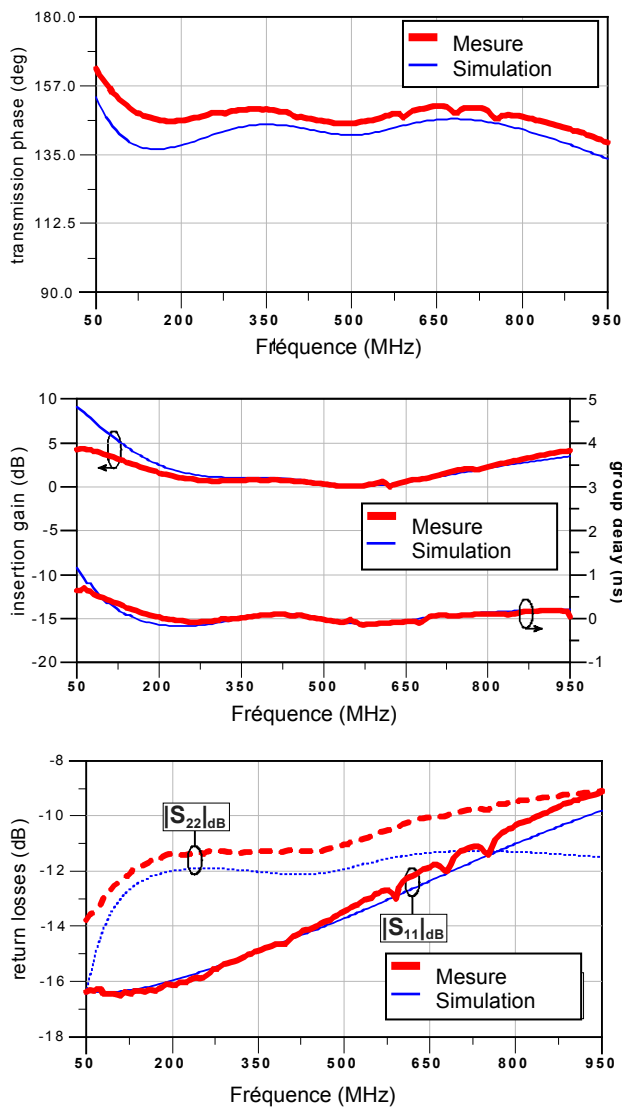
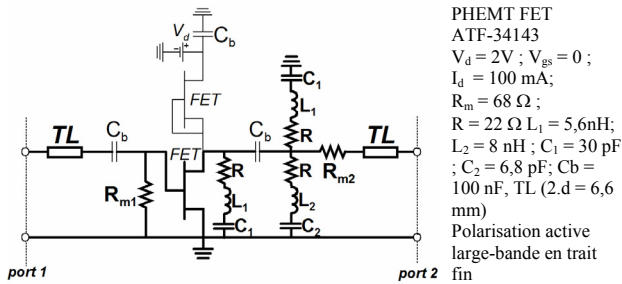


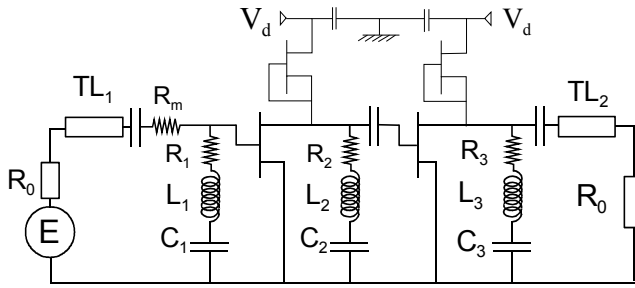
Figure 2. Schéma du déphaseur large-bande et comparaison simulation/mesure.

De plus, l'étude complète de la stabilité et du comportement non-linéaire du déphaseur est rendue possible par la disponibilité du modèle grand signal du TEC. En mode de simulation "large-signal harmonic-balance" sous ADS, le point de compression à 1dB est atteint pour un niveau de sortie de 0.5 dBm (soit un gain de 0 dB) pour la fréquence centrale de 500 MHz. A ce niveau de puissance, les harmoniques sont inférieurs de plus de 25dB par rapport au fondamental, ce qui autorise un fonctionnement réel jusqu'à ce niveau voir légèrement au-delà. A cette même fréquence, le facteur de bruit est de 4,9dB. Des simulations des paramètres S en mode grand signal ont été réalisées jusqu'à 0 dBm en entrée, sans modification significative du gain, ni de la valeur de la phase, ni de leur platitude sur la bande considérée. Cette analyse non-linéaire montre que ce type de déphaseur peut être utilisé dans la partie front-end radio d'un émetteur mais que cette topologie serait cependant plus adaptée à partie réception du front-end.

4. Déphaseur -45° UWB (3,1-10,6 GHz)

A partir de la méthode de synthèse, un déphaseur actif de phase constante à -45° de 3,1 à 10,6 GHz (UWB) a été développé (Fig. 3). Pour obtenir cette largeur de bande, le déphaseur comporte 3 cellules NGD et 2 TECs à nouveau en polarisation active large-bande [8]. Chaque cellule a été synthétisée individuellement puis l'ensemble a été optimisé en utilisant la partie circuit d'ADS pour prendre en compte les paramètres S du transistor et ceux des composants localisés ainsi que *momentum* pour les parties distribuées.

Le transistor (PHEMT EC-2612), déjà utilisé au préalable [4], [6] est différent de celui du circuit démonstrateur et permet de travailler beaucoup plus haut en fréquence tout en conservant un compromis transconductance/résistance drain-source satisfaisant pour cette application. Pour la synthèse, les paramètres basses fréquences ont été extraits des paramètres S fournis : $R_{ds} = 116,8 \Omega$ et $g_m = 98,14 \text{ mS}$. En simulation, dans cette bande, la phase en transmission est de $-45^\circ \pm 4^\circ$, le gain est compris entre 2 et 5,5dB et les coefficients de réflexion aux accès inférieurs à -9dB. Le temps de propagation de groupe est très faible et le dispositif à nouveau de taille compacte. Une réalisation en technologie hybride puis en MMIC est envisagée. En hybride, de part la faible valeur des selfs, l'implantation ne pourra se faire qu'en utilisant des composants à couche mince (chip thin film inductors) disponibles seulement depuis peu sur une telle bande de fréquence. Il est également important de préciser que la non-réciprocité des TEC impose à ces déphaseurs d'être non-réciproques, ce qui peut constituer un avantage selon les applications.



PHEMT EC-2612, $R_m = 22 \Omega$; $R_1 = 27 \Omega$; $R_2 = 12 \Omega$; $R_3 = 120 \Omega$ $L_1 = 240 \text{ pH}$; $L_2 = 100 \text{ pH}$; $L_3 = 820 \text{ pH}$; $C_1 = 1,2 \text{ pF}$; $C_2 = 5 \text{ nF}$; $C_3 = 5 \text{ nF}$; TL ($2.d = 0.110 \text{ mm}$), polarisation active large bande.

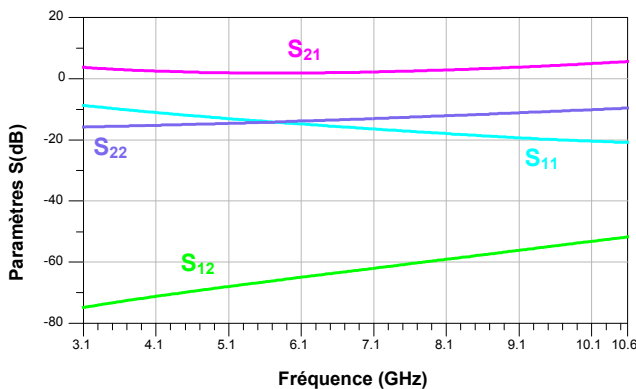
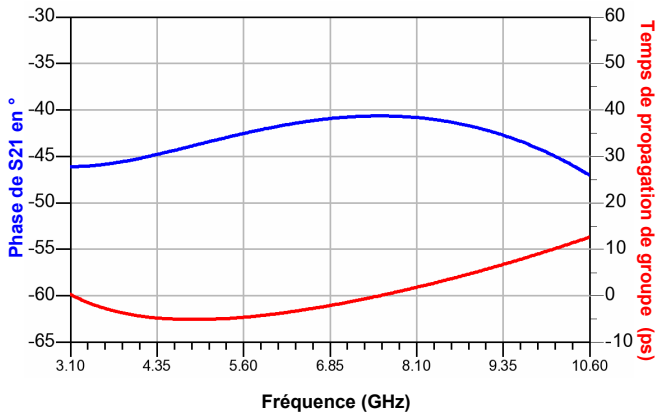


Figure 3. Schéma et résultats de simulation du déphaseur -45° UWB.

5. Conclusions et perspectives

Un nouveau principe de conception de déphaseurs actifs purs, et sa méthode de synthèse, sont proposés et validés. Contrairement à une majorité des déphaseurs, cette technique permet l'obtention de phase constante en transmission sur de très larges bandes de fréquence tout en compensant les pertes. Cette nouvelle approche repose sur l'utilisation de circuits actifs à temps de propagation de groupe négatif. Un premier circuit de validation a été réalisé et confirme l'obtention d'une phase en transmission constante et sur une bande de fréquence relative de l'ordre de 160% ($\pm 10^\circ$).

Un déphaseur UWB présentant une phase constante à -45° de 3,1 à 10,6 GHz est ensuite proposé pour montrer le potentiel de cette approche. Ce dernier fait appel à plusieurs cellules à TPG négatif pour atteindre la bande spécifiée. Ces déphaseurs sont plutôt dédiés à la partie réception du front-end. Une topologie spécifique à la

partie émission est actuellement à l'étude pour une application aux antennes réseaux à commande de phase (phase array antenna). De même, une topologie distribuée [9] est également envisagée pour atteindre des bandes de fréquence supérieures.

6. Bibliographie

- [1] 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.
- [2] J.J.H. Wang, J.K. Tillery, G.T. Thompson, K.E. Bohannan, R.M. Najafabadi and M.A. Acre, "A Multioctave-Band Photonic-ly-Controlled, Low-Profile, Structurally-Embedded Phased Array with Integrated Frequency Independent Phase-Shifter", IEEE Int. Symp. on Phased Array Syst. and Tech., Boston, pp. 68-73, Oct. 15-18, 1996.
- [3] Y.J. Ko, J.Y. Park and J.U. Bu, "Integrated RF MEMS Phase Shifters with Constant Phase Shift", IEEE MTT-S Symp., Philadelphia, June 2003, pp. 1489-1492.
- [4] B. Ravelo, A. Pérennec, and M. Le Roy, "Synthesis of broadband Negative Group Delay Active Circuits", IEEE MTT-S, Hawaii, June 2007, pp. 2177-2180.
- [5] B. Ravelo, A. Pérennec, M. Le Roy, "Study and Application of Microwave Active Circuits with Negative Group Delay", chapitre dans "Microwave and Millimeter Wave Technologies Modern UWB antennas and equipment", 978-953-7619-67-1, InTech, 2010, pp.415-440.
- [6] 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 Opt. Tech. Lett., vol. 50, n°12, Dec. 2008, pp. 3077-3080.
- [7] B. Ravelo, A. Pérennec, and M. Le Roy, "Synthesis of Frequency-Independent Phase Shifters Using Negative Group Delay Active Circuit", International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol 1, 2011, pp. 17-24.
- [8] B. Ravelo, M. Le Roy, and A. Pérennec, "Frequency-independent active phase shifters for UWB applications", 40th European Microwave Conference, 2010, Paris, pp. 297-300.
- [9] Heungjae Choi, Sungun Shim, Yongchae Jeong, Jongsik Lim, Chul Dong Kim, Soon-Young Eom, and Young-Bae Jung, "2.14/3.5 GHz novel dual-band negative group delay circuit design based on composite right/left handed transmission line", 40th European Microwave Conference, 2010, Paris, pp. 441-444.