



HAL
open science

Modélisation non-linéaire de photodiodes hyperfréquences

Zeina Abdallah, Alexandre Rumeau, Arnaud Fernandez, Olivier Llopis

► **To cite this version:**

Zeina Abdallah, Alexandre Rumeau, Arnaud Fernandez, Olivier Llopis. Modélisation non-linéaire de photodiodes hyperfréquences. Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique, May 2014, Lille, France. 3p. hal-01003486

HAL Id: hal-01003486

<https://hal.science/hal-01003486>

Submitted on 10 Jun 2014

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.

Modélisation non-linéaire de photodiodes hyperfréquences

Z. Abdallah^{1,2}, A. Rumeau¹, A. Fernandez¹, O. Llopis¹

¹CNRS, LAAS, Université de Toulouse, Toulouse, France

²CNES, Toulouse, France

E-mail: zeina.abdallah@laas.fr

Résumé

Un nouveau Modèle non-linéaire de photodiode, décrivant la conversion du bruit d'intensité relative du laser en bruit de phase RF, est proposé. Ce modèle comprend une cellule à retard RC non-linéaire. La validité de ce circuit équivalent est confirmée par un bon accord entre les résultats mesurés et les résultats simulés pour différentes fréquences micro-ondes.

1. Introduction

L'oscillateur électro-optique (OEO) [1] consiste à verrouiller une oscillation micro-onde sur une ligne à retard ou un résonateur optique. Dans sa configuration la plus simple, il s'agit d'une boucle amplificatrice micro-onde dans laquelle le signal transféré dans le domaine optique subit un retard grâce à une bobine de fibre ou un résonateur optique. L'avantage principal de ce dispositif par rapport aux approches purement RF vient du résonateur optique: son facteur de qualité optique (Q_{opt}) élevé permet d'améliorer le facteur de qualité équivalent en RF (Q_{RF}), ce qui augmente largement la pureté spectrale du signal généré à la fréquence RF et donc diminue son bruit de phase [2].

Cependant, la performance de l'OEO est affectée par le bruit des composants optiques et des composants RF dont il est constitué. Il est donc important de comprendre le fonctionnement de chaque composante optoélectronique et d'évaluer sa maturité et sa performance, notamment en termes de pureté spectrale et de linéarité. Il est aussi important d'identifier les processus qui causent la conversion du bruit optique en bruit de phase RF.

Le bruit des lasers, comparé aux sources RF, est relativement élevé (qu'il s'agisse de bruit FM ou AM). Il est donc important de minimiser la conversion de ce bruit vers la fréquence de l'application RF ou micro-onde. Dans ces systèmes, la photodiode semble être le principal composant responsable de la conversion du bruit d'amplitude du laser en bruit de phase micro-onde. D'autres composants, notamment le modulateur optique (MZM) et la fibre optique comportent également des non-linéarités qui peuvent avoir un effet significatif pour des niveaux de puissances optiques élevés [3]. Nous nous focaliserons cependant dans cette communication sur l'effet de la photodiode, et sur un modèle équivalent de la liaison optique développé sous un logiciel commercial : Agilent ADS.

Ce modèle de photodiode vient compléter un modèle des liaisons optiques sous ADS proposé il y a quelques années [4], mais qui était jusque-là incapable de décrire la conversion du bruit du laser en bruit de phase RF, du moins près de la porteuse (bruit en 1/f).

2. Conversion du bruit AM du laser en bruit de phase RF

Les fluctuations d'amplitude du laser sont habituellement caractérisées par le bruit d'intensité relatif (RIN), défini comme le rapport de la densité spectrale de puissance des fluctuations de puissance normalisée (ΔP_{Opt}^2) et le carré de la puissance moyenne émise (P_{Opt}^2).

$$RIN(f) = \frac{\Delta P_{Opt}^2(f)}{P_{Opt}^2} \quad \text{en dB/Hz}$$

Le RIN du laser est un des facteurs limitant la transmission des signaux par fibre optique. Il joue un rôle à la fois dans les processus de génération de bruit additif et multiplicatif. D'une part, cette fluctuation de puissance augmente le bruit général de la liaison et, par conséquent, le rapport signal sur bruit sera dégradé. D'autre part, ce RIN peut être converti en bruit d'amplitude et de phase RF par les non-linéarités de la liaison optique, particulièrement celles de la photodiode [3].

Pour de faibles niveaux de puissance optiques, inférieurs à la puissance de saturation de la photodiode, le nombre des électrons et des trous augmente avec l'augmentation de la puissance lumineuse et donc une augmentation de la puissance RF en sortie de la photodiode. Cette dernière fonctionnant suivant une loi quadratique, l'expression de la puissance RF est proportionnelle au carré de la puissance optique moyenne:

$$P_{RF} \sim P_{Opt}^2$$

Puisque la vitesse de propagation des porteurs dans la photodiode dépend du nombre de porteurs dans le semi-conducteur, la phase RF va changer avec la puissance optique.

Pour de faibles fluctuations d'intensité du laser, la conversion du RIN en bruit de phase RF est donnée par l'expression suivante [3] :

$$S_{\phi}(f) = RIN(f) \cdot P_{Opt}^2 \cdot \left(\frac{d\phi}{dP_{Opt}}\right)^2$$

où $S_{\phi}(f)$ est la densité spectrale du bruit de phase (rad^2/Hz) et $d\phi/dP_{Opt}$ est la sensibilité de la phase RF aux variations de la puissance optique (en rad/mW) causée par le retard à la photo-génération.

Nous nous intéressons donc dans nos mesures et les simulations plus particulièrement à ce dernier paramètre $d\phi/dP_{Opt}$.

3. Etude Expérimentale :

Nous avons étudié la fonction de transfert aux fréquences micro-ondes (S_{21}) d'une liaison optique RF simple. Cette liaison est constituée d'un laser de forte puissance de sortie, de faible RIN et contrôlé en température, d'un modulateur de Mach-Zehnder (MZM) utilisé en régime linéaire et placé après le laser, d'un amplificateur optique (EDFA) suivi d'un atténuateur optique variable (VOA) pour faire varier la puissance optique à l'entrée de la photodiode (PD) sous test.

La modulation en régime linéaire est la plus simple et la moins susceptible d'apporter une perturbation supplémentaire (en particulier de phase). On obtient en sortie du modulateur un signal modulé en amplitude, avec une modulation proportionnelle au signal appliqué sur son entrée RF.

La liaison photonique en micro-onde réalisée est présentée dans la Figure 1 :

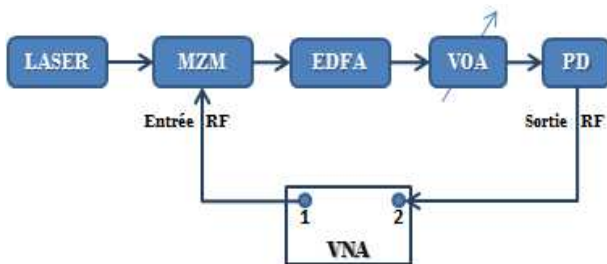


Figure 1: Configuration expérimentale utilisée pour évaluer le comportement non-linéaire des photodiodes

Les résultats présentés dans la Figure 2 montrent clairement le comportement non-linéaire d'une photodiode Discovery DSC30S et la conversion des variations de puissance optique vers la phase RF. On constate que la phase de la sortie RF augmente avec les faibles puissances optiques. Quand la puissance optique se rapproche de la puissance de saturation de la photodiode, la pente $d\phi/dP_{Opt}$ commence à diminuer jusqu'à ce qu'elle atteigne zéro pour une puissance optique de 8-10 mW, due à « l'effet d'écran » qui apparaît au début de la saturation de la photodiode [3,5]. Au-delà de la saturation, la phase RF recommence à varier mais négativement.

D'autre part, la phase RF relative augmente avec l'augmentation de la fréquence de modulation. Le phénomène de conversion de bruit sera donc d'autant plus critique que l'application visée sera à fréquence élevée.

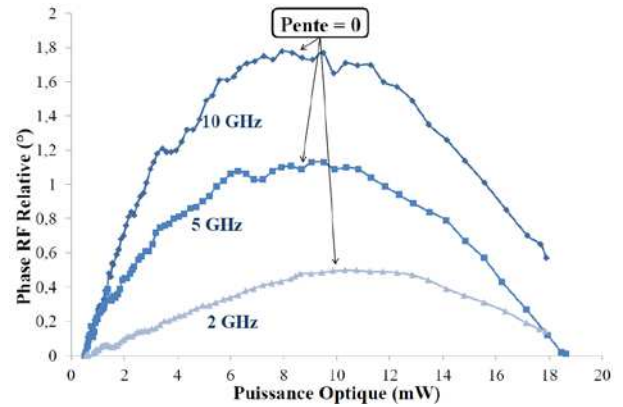


Figure 2: La variation de la Phase RF en fonction de la puissance optique d'une PD Discovery ($S=0.8 \text{ A/W}$) ; pour 3 différents fréquences RF.

Il est à noter également que ce paramètre de phase varie avec les fluctuations de température du MZM qui déplacent lentement le point de polarisation du modulateur. Nous avons donc mis en place un contrôle passif de la température du MZM et nous avons limité au mieux la durée d'acquisition des points de mesure pour avoir des mesures fiables de la phase RF.

4. Modélisation :

Plusieurs circuits équivalents de la photodiode ont été rapportés dans la littérature [6-10]. Cependant, aucun de ces circuits ne permet de traduire la dépendance de la phase RF en fonction de la puissance optique.

Le modèle non-linéaire que nous proposons pour la photodiode est représenté sur la Figure 3. Il a été implémenté sous le logiciel Agilent ADS.

La photodiode fournit un courant proportionnel à la puissance optique :

$$I_{Out_PD} = S_{PD} \cdot P_{Opt}$$

où S_{PD} est la sensibilité de la PD (en A/W).

Il s'agit donc d'une détection quadratique qui peut être décrite par une source contrôlée en tension incluant une telle non-linéarité (le signal optique étant lui-même décrit dans notre modèle équivalent ADS par une propagation sur une ligne hyperfréquence chargée par une résistance 50Ω).

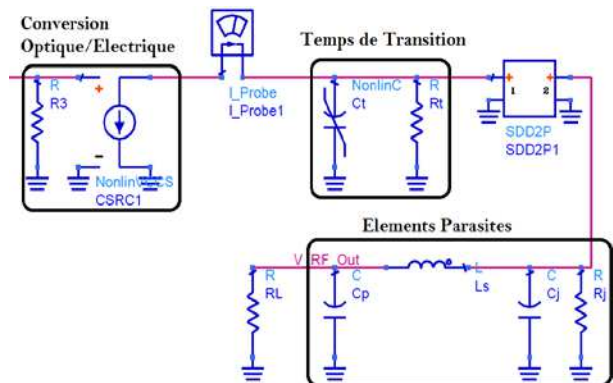


Figure 3: Circuit équivalent du modèle non-linéaire de la photodiode Discovery.

Le circuit équivalent des composants parasites de la PD Discovery sous-test est représenté dans la Figure 3, où R_j et C_j représentent respectivement la résistance et la capacité de la jonction, L_s est l'inductance série et C_p est la capacité parasite.

Pour prendre en compte le comportement non-linéaire en phase de la photodiode, un circuit équivalent permettant de traduire le retard à la photogénération a été ajouté au modèle. Ce circuit est constitué d'une capacité non-linéaire (en fonction de la tension) en parallèle avec une résistance, C_t et R_t respectivement. La capacité C_t est définie comme suit :

$$C_t(V) = \alpha_1 + \alpha_2 * V + \alpha_3 * V^2$$

où V est la tension aux bornes de la capacité et α_1 , α_2 et α_3 sont les coefficients du polynôme.

5. Résultats :

La Figure 4 représente la phase RF relative, issue des mesures et des simulations, en fonction de la puissance optique à l'entrée de la PD sous-test et pour trois fréquences RF (2, 5 et 10 GHz). En choisissant soigneusement les valeurs des coefficients du polynôme (α_1 , α_2 et α_3), les simulations de la phase RF relative peuvent être en bon accord avec les mesures réalisées.

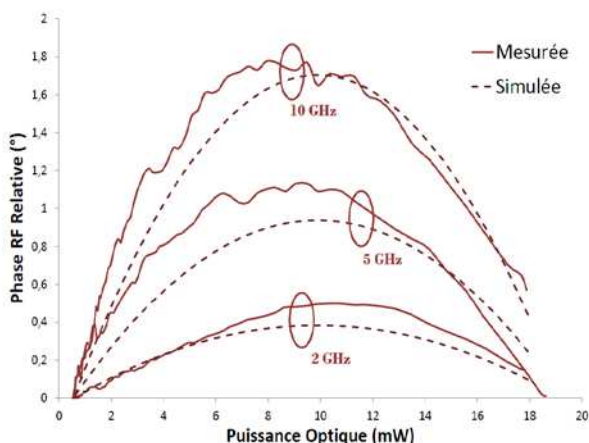


Figure 4 : Phase RF Relative mesurée et simulée à différents fréquence RF (2, 5, 10GHz).

Le niveau d'erreur maximal entre les résultats simulés et mesurés est environ $\pm 0.2^\circ$. Compte tenu de la difficulté et de la précision des mesures (en particulier à cause de leur sensibilité à la température ambiante), nous pensons que ce modèle traduit bien le comportement de la photodiode malgré les écarts visibles sur la Figure 4.

Un point est particulièrement remarquable, en dépit de ces difficultés expérimentales : la pente zéro apparaît dans tous les cas pour une puissance optique de l'ordre de 8-10 mW.

6. Conclusion :

Un nouveau modèle de photodiode hyperfréquence a été présenté et implémenté sous ADS. Ce circuit équivalent représente le comportement non-linéaire de la photodiode, et plus précisément la conversion du bruit d'amplitude du laser en bruit de phase RF, ceci

grâce à l'ajout d'une cellule de retard non-linéaire $RC(V)$ après la détection quadratique. Un bon accord entre les résultats expérimentaux et théoriques a été trouvé. L'avantage le plus important de ce modèle non-linéaire est qu'il permet une modélisation complète du bruit dans la liaison optique micro-onde, et donc de traiter le cas de l'optimisation en bruit d'un Oscillateur Opto-Électronique.

7. Remerciements :

Ce sujet est soutenu par le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) et par le contrat DGA-ANR-11-ASTR-0029 MINOTOR.

Références

- [1] X. S. Yao and L. Maleki, "Optoelectronic microwave oscillator", J. Opt. Soc. Am. B, Vol. 13, No. 8, August 1996.
- [2] X. S. Yao and L. Maleki, 2004 IEEE MTT-S International Microwave symposium Digest (IEEE, 2004), pp. 287-290, 2004.
- [3] D. Eliyahu, D. Seidel, and L. Maleki, "RF Amplitude and Phase-Noise Reduction of an Optical Link and an Opto-Electronic Oscillator", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 2, pp. 449-456, February 2008.
- [4] H. Brahimi, H.L. Martinez-Reyes, P.H. Merrer, A. Bouchier, O. Llopis, "A CAD approach of Microwave Optical Systems including Noise performance", 2009 IEEE European Microwave Week (EuMC 2009), Rome, Italy, 2009.
- [5] D. A. Tulchinsky, K. J. Williams, X. Li, N. Li, and J. C. Campbell, "High Power Photodetectors," IEEE LEOS Newslett., vol. 19, no. 2, pp. 16-17, 2005.
- [6] G. Wang, T. Tokumitsu, I. Hanawa, K. Sato, and M. Kobayashi, "Analysis of High Speed P-I-N Photodiodes S-Parameters by a Novel Small-Signal Equivalent Circuit Model", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, no. 10, October 2002.
- [7] G. Wang, T. Tokumitsu, I. Hanawa, Y. Yoneda, K. Sato, and M. Kabayashi, "A time-Delay Equivalent-Circuit Model of Ultrafast p-i-n Photodiodes", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 4, April 2003.
- [8] H. Jiang and P. K. L. Yu, "Equivalent Circuit Analysis of Harmonic Distortions in Photodiode", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 10, no. 11, November 1998.
- [9] M. Nikoufard, X.J.M. Leijtens, Y.C. Zhu, T.J.J. Kwaspen, E.A.J.M Bente, F.H. Groen, and M.K. Smit, "Modelling and Characterization of InP-Based high-speed pin-photodiode", Proceedings Symposium IEEE/LEOS Benelux Chapter, 2003, Enschede.
- [10] M. Piels, A. Ramaswamy, and J. E. Bowers, "Nonlinear modeling of waveguide photodetectors," Optics Express, vol. 21, no. 13, pp. 15634-15644, 2013.