

# JCOM 2016

Journée du Club Optique et Micro-ondes de la SFO

Nice

10 juin 2016



Observatoire  
de la CÔTE d'AZUR





# TABLE DES MATIERES

## 10H05 – Présentation invitée 1

**Peignes de fréquences optiques pour génération micro-onde à très bas bruit de phase**

*Y. Le Coq*

SYRTE-l'Observatoire de Paris..... 5

## 11H00 – Session orale 1

11H00 **Génération de peignes de fréquences arbitraires par auto-imagerie temporelle et spectrale**

*H. Guillet de Chatellus, L. Romero Cortés et J. Azaña*

Univ. Grenoble Alpes, LIPHY..... 7

11H15 **Réalisation d'un oscillateur opto-micro-onde à base de VCSEL avec verrouillage optique**

*J. Coronel, M. Varón et A. Rissons*

ISAE/CMUN..... 8

11H30 **Oscillateurs optoélectroniques bas bruit à 10 GHz**

*O. Lelièvre, V. Crozatier, G. Baili, P. Berger, G. Pillet, O. Llopis, L. Morvan, D. Dolfi, F. Goldfarb et F. Bretenaker*

Thales Research and Technology France..... 11

11H45 **Réduction du bruit d'intensité par effet de cascade dans un laser Brillouin multi-Stokes**

*S. Fresnel, S. Trebaol, C. Pareige, P. Besnard et S. La Rochelle*

CNRS FOTON UMR 6082..... 13

## 14H00 – Présentation invitée 2

**Les communications optiques en espace libre : Projet DOMINO**

*E. Samain*

GéoAzur-OCA..... 15

## 14H30 – Session orale 2

14H30 **Téléométrie optique à deux longueurs d'onde**

*J. Guillory, D. Truong, C. Alexandre, S. Azouigui et J.-P. Wallerand*

LNE-CNAM, le Cnam..... 16

14H45 **Métamatériaux à biréfringence extraordinaire pour le THz, le micro-onde et le visible**

*F. I. Baida, Z. Kebci et A. Belkhir*

Institut FEMTO-ST, UMR 6174 CNRS..... 18

15H00 **Sur la robustesse de pré-distorseurs numériques statiques pour la compensation de non-linéarités au sein de transmetteurs optiques multi-porteuses**

*M. Younes, S. Azou, N. Tanguy, M. Telescu, P. Morel et C. Diouf*

CNRS UMR 6285 Lab-STICC..... 19

15H15	<b>Développement de solution Radio-sur-Fibre bas cout pour le déploiement de réseaux LTE et WiFi</b> <i>C. Viana, S. Todkar, J.-L. Polleux, D. Le Brouster, E. Le Diraison, C. Algani, S. Faci, A.-L. Billabert et F. Magne</i> ESIEE-Paris – UPME, Le Cnam.....	21
-------	--	----

## Sessions posters

P1	<b>Comparaison de performances d'oscillateurs optoélectroniques couplés à 10 GHz et 30 GHz</b> <i>V. Auroux, A. Fernandez, O. Llopis et A Vouzellaud</i> LAAS-CNRS, Université de Toulouse.....	23
P2	<b>Conception de lames demi-onde ultra-minces pour les gammes micro-onde et optique</b> <i>Zahia Kebci, A. Belkhir et F. I. Baida</i> Département d'Optique P.M. Duffieux, Université de Franche-Comté.....	25
P3	<b>Utilisation conjointe d'une réduction de PAPR via une loi <math>\mu</math> et d'un modèle comportemental pour la linéarisation d'un transmetteur optique</b> <i>M. Younes, S. Azou, N. Tanguy, M. Telescu, P. Morel et C. Diouf</i> CNRS UMR 6285 Lab-STICC.....	27
P4	Architecture des terminaux optiques pour la communication à travers l'atmosphère <i>K. Elayoubi, L. Saint Antonin, A. Rissons et J. Lacan</i> IRT SAINT EXUPERY.....	29
P5	<b>Asservissement Pound-Drever-Hall sur un interféromètre fibré de deux sources laser pour stabiliser une fréquence de battement micro-onde</b> <i>F. Audo, J.-P. Coulon et F. Kéfélian</i> Laboratoire ARTEMIS, UMR CNRS 7250.....	31
P6	<b>Etude et simulation de liaison opto-hyperfréquence à modulation de phase / fréquence large bande</b> <i>W. Kassa, S. Faci, A.-L. Billabert, C. Algani, L. Ménager et S. Formont</i> ESYCOM-CNAM.....	33
P7	<b>Analyse de données pour DOMINO – Communication Laser entre SOTA, à bord du satellite Socrates, et la station optique au sol MeO</b> <i>D.-H. Phung, E. Samain, N. Maurice, D. Albanese, H. Mariey, M. Aimar, G. Martinot-Lagarde, G. Artaud, J.-L. Issler et N. Vedrenne</i> Astrogeo – Geoazur.....	35



**Journée du Club  
OCA  
Nice  
10 Juin 2016**



## **Peignes de fréquences optiques pour génération micro- onde à très bas bruit de phase**

Romain Bouchand<sup>1</sup>, Xiaopeng Xie<sup>1</sup>, Daniele Nicolodi<sup>1,\*</sup>, Michel Lours<sup>1</sup>, Michele Giunta<sup>2</sup>, Wolfgang Hänsel<sup>2</sup>, Matthias Lezius<sup>2</sup>, Ronald Holzwarth<sup>2</sup>, Abhay Joshi<sup>3</sup>, Shubhashish Datta<sup>3</sup>, Christophe Alexandre<sup>4</sup>, Pierre-Alain Tremblin<sup>5</sup>, Giorgio Santarelli<sup>3</sup> et Yann Le Coq<sup>1</sup>

*1 LNE-SYRTE, Observatoire de Paris, PSL Research University, CNRS, Sorbonne Université, UPMC Univ. Paris 06, 61 avenue de l'Observatoire, 75014 Paris*

*2 MenloSystems GmbH, Am Klopferspitz 19a, D-82152 Martinsried, Germany*

*3 Discovery Semiconductors Inc., 119 Silvia street, Ewing, New Jersey 08628, USA*

*4 Laboratoire Cedric, CNAM, 1 rue Gaston Boissier, 75015 Paris, France*

*5 LP2N, IOGS, CNRS, Université Bordeaux 1, rue Francois Mitterand, 33400 Talence, France*

*\* present address: National Institute of Standards and Technology, Boulder, Colorado 80305, USA  
email : yann.lecoq@obspm.fr*

Les peignes de fréquences optiques basés sur des lasers femtosecondes à mode-bloqués auto-référencés constituent le système de choix pour relier les fréquences optiques (quelques centaines de THz) et les fréquences RF, micro-onde, ou THz. Depuis quelques années, plusieurs groupes dans le monde effectuent de recherches ayant pour but de générer des signaux de références micro-ondes à très bas bruit de phase en asservissant un peigne de fréquence optique sur un laser ultra-stable de référence à l'état de l'art et en détectant le train de pulse optiques à l'aide d'une photodiode rapide permettant la génération micro-onde proprement dite. Le facteur de division gigantesques entre les fréquences optiques et les fréquences micro-ondes (20000 pour une génération à 10GHz à partir d'un laser continu de référence à 200THz – soit une longue d'onde de 1,5 $\mu$ m) permet une division d'un facteur identique du bruit de phase de la référence optique. Cet effet, combiné aux performances exceptionnelles couramment réalisés dans l'optique avec des laser asservis sur cavité Fabry-Perot de très hautes finesse ultra-stables, permet - en principe - la génération de signaux micro-ondes présentant un bruit de phase plus faible que toute autre technologie existante pour une large gamme de fréquences de Fourier (typiquement de 1Hz à plusieurs centaines de kHz).

De nombreux effets parasites peuvent néanmoins entachés le processus de division de fréquence de l'optique vers la micro-onde. Nous exposerons les différentes causes de bruit et les méthodes que nous avons développé pour les réduire au minimum, en particulier les bruits Johnson-Nyquist, bruit de grenaille et conversion amplitude phase dans le processus de photodétection des trains de pulses. Nous présenterons également la méthode d'asservissement du peigne de fréquence sur la référence optique continue que nous avons développé. En appliquant l'ensemble des méthodes exposées, nous parvenons aujourd'hui à générer des signaux à 12GHz présentant un bruit de phase absolu inférieur à -10dBc/Hz à 1 Hz de la porteuse, et inférieur à -170dBc/Hz à 3kHz de la porteuse et au-delà (limité par le bruit de grenaille lié au nombre fini de photo-électrons produits dans le processus de photo-détection du train d'impulsions optiques femto-secondes). Ce niveau de performance constitue l'état de l'art de toute technologies existante actuellement.

La caractérisation et la mesure du bruit de phase micro-onde ainsi produit est, au niveau de performance obtenu, en soit un véritable challenge, les appareils commerciaux existant ne permettant pas d'atteindre une telle résolution pour des bruits de phases absolus, qui plus est pour des signaux présentant un bruit d'amplitude associé nettement plus élevé que le bruit de phase à caractériser. Nous avons, dans cet objectif, développés notre propre système de mesure basé sur un cross-corrélateur hétérodyne réalisé par un FPGA couplé à des convertisseurs analogiques numériques rapides et un micro-ordinateur pour les dernières étapes du traitement de données. Le système global de caractérisation fait intervenir 3 cavité de références ultra-stables, 3 peignes de fréquences optique complets indépendants et leurs systèmes de génération de micro-ondes bas bruit et notre cross-corrélateur hétérodyne. Nous présenterons les principales caractéristiques de ce banc de mesure, seul à même de démontrer le niveau de performance finalement obtenu.

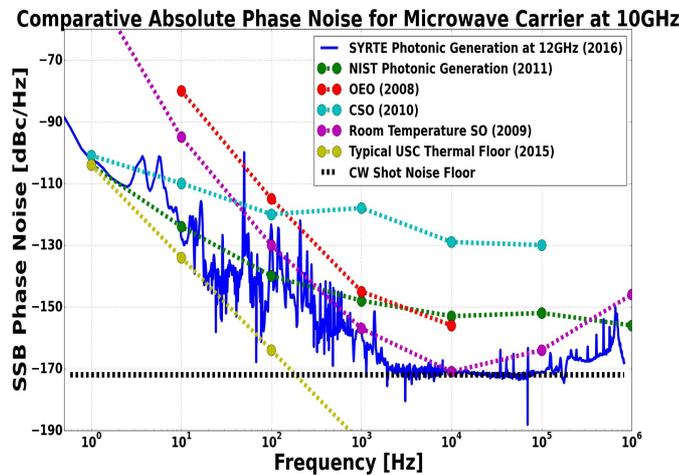


Figure 1. Bruit de phase absolu obtenu par le système du LNE-SYRTE à base de peigne de fréquences optiques (bleu foncé), comparé aux performances typiques obtenues par divers systèmes à l'état de l'art actuel (bleu clair, rouge, violet et vert). La courbe en vert pale correspond à la projection à 10GHz du bruit typique d'un oscillateur optique à l'état de l'art à 200THz (soit 1,5 $\mu$ m de longueur d'onde). Les pointillés noirs correspondent à une évaluation, pour notre système, de la limite due au bruit de grenaille.

#### Références :

- [1] J. Millo, R. Boudot, M. Lours, P.Y. Bourgeois, A.N. Luiten, Y. Le Coq, Y. Kersalé, G. Santarelli, "Ultra-low noise microwave extraction from fiber-based optical frequency comb", *Optics Letters* 34, 3707 (2009)
- [2] W. Zhang, Z. Xu, M. Lours, R. Boudot, Y. Kersalé, G. Santarelli, Y. Le Coq, "Sub-100 attoseconds stability optics-to-microwave synchronization", *Applied Physics Letters* 96, 211105 (2010)
- [3] W. Zhang, Z. Xu, M. Lours, R. Boudot, Y. Kersalé, A.N. Luiten, Y. Le Coq and G. Santarelli, "advanced noise reduction technique for ultra-low phase noise optical-to-microwave division with femtoseconds fiber combs", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* 58, 900 (2011).
- [4] D. Nicolodi, B. Argence, W. Zhang, R. Le Targat, G. Santarelli and Y. Le Coq "Spectral purity transfer between optical wavelengths at the 10<sup>-18</sup> level", *Nature Photonics* 8, 219 (2014).
- [5] B. Argence, B. Chanteau, O. Lopez, D. Nicolodi, M. Abgrall, C. Chardonnet, C. Daussy, B. Darquie, Y. Le Coq, A. Amy-Klein, "Quantum cascade laser stabilization at sub-Hz-level by use of a frequency comb and optical link", *Nature Photonics* 9, 456 (2015)
- [6] J. Millo, D. V. Magalhaes, C. Mandache, Y. Le Coq, E. M. L. English, P. G. Westergaard, J. Lodewyck, S. Bize, P. Lemonde, G. Santarelli, "Ultrastable lasers based on vibration insensitive cavities", *Phys. Rev. A* 79, 053829 (2009).
- [7] J. Millo, M. Abgrall, M. Lours, E.M.L. English, H. Jiang, J. Guena, M.E. Tobar, A. Clairon, S. Bize, Y. Le Coq, G. Santarelli, "Ultra-low noise microwave generation with fiber-based optical frequency comb and application to atomic fountain clock", *App. Phys. Lett.*, 94, 141105 (2009).
- [8] A. Haboucha, W. Zhang, T. Li, M Lours, A. N. Luiten, Y. Le Coq and G. Santarelli, "An Optical Fibre Pulse Rate Multiplier for Ultra-low Phase-noise Signal Generation", *Optics Letters* 36, 3654 (2011).
- [9] W. Zhang, T. Li, M. Lours, S. Seidelin, G. Santarelli and Y. Le Coq, "Amplitude to phase conversion of InGaAs pin photo-diodes for femtosecond lasers microwave signal generation", *Applied Physics B* 106, 301 (2012).
- [10] W. Zhang, S. Seidelin, A. Joshi, S. Datta, G. Santarelli and Y. Le Coq, "Dual photo-detector system for low phase noise microwave generation with femtosecond lasers", *Optics Letters* 39, 1204 (2014)

## Génération de peignes de fréquences arbitraires par auto-imagerie temporelle et spectrale

H. Guillet de Chatellus<sup>(1,2)</sup>, L. Romero Cortés<sup>(3)</sup>, J. Azaña<sup>(3)</sup>

1. Univ. Grenoble Alpes, LIPHY, F-38000 Grenoble, France

2. CNRS, LIPHY, F-38000 Grenoble, France

3. Institut National de la Recherche Scientifique -EMT, 1650 Boul. Lionel-Boulet, Varennes, Québec, Canada J3X 1S2

L'intervalle spectral libre – ou ISL – est un paramètre fondamental des peignes de fréquence (PF) [1]. Le plus souvent, l'ISL est lié à la longueur d'une cavité résonnante et est limité entre quelques dizaines et quelques centaines de MHz, ce qui exclut des applications nécessitant des ISL supérieurs au GHz, ou inférieurs au MHz. En appliquant une phase temporelle spécifique au train d'impulsions d'un PF, l'auto-imagerie (« self-imaging ») spectrale permet de diviser l'ISL d'un facteur entier [2]. Par ailleurs, l'auto-imagerie temporelle permet, en faisant propager un train d'impulsions dans un milieu dispersif, de multiplier le taux de répétition d'un train d'impulsions, sans modifier son spectre de puissance [3]. Nous proposons ici un nouveau concept permettant de contrôler de façon arbitraire l'ISL d'un PF donné. Il repose sur la combinaison d'une étape d'auto-imagerie temporelle, et d'une étape d'auto-imagerie spectrale et permet de multiplier l'ISL d'un PF donné, par n'importe quel facteur entier ou fractionnaire. Etant donné que l'auto-imagerie spectrale et temporelle ne met en jeu qu'une modulation de phase (dans le domaine temporel et spectral respectivement), le processus est sans perte : toute l'énergie du PF d'entrée se retrouve dans le PF de sortie. Nous avons démontré ce concept dans un système utilisant un laser FSF injecté (émettant un PF présentant une phase spectrale ajustable) ce qui permet d'effectuer simplement l'étape d'auto-imagerie temporelle [4]. Un modulateur de phase permet ensuite d'effectuer l'étape d'auto-imagerie temporelle. Nous avons démontré, à partir d'un peigne de fréquence d'entrée d'ISL 80 MHz, l'obtention de PF d'ISL ajustable sur 6 ordres de grandeur, entre 8 kHz et 8 GHz.

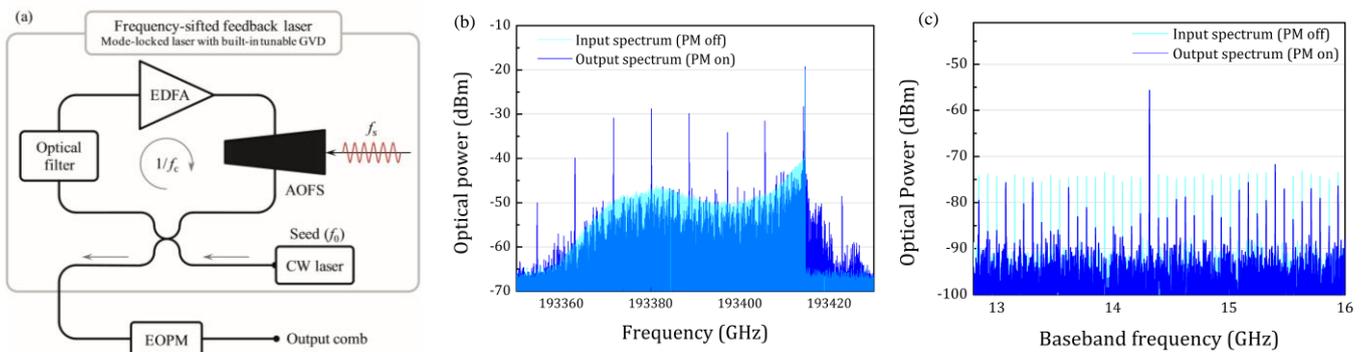


Figure 1. a) : Schéma du système laser à fibre utilisé. b) : Génération d'un PF d'ISL 8 GHz (bleu foncé) à partir d'un PF d'ISL 80 MHz (bleu clair). On notera le gain de 20 dB des raies amplifiées, illustrant le caractère sans perte du processus d'auto-imagerie ( $\times 100$ ). c) : zoom autour de l'une des fréquences amplifiées.

### Références :

- [1]. N. R. Newbury, "Searching for Applications with a Fine-Tooth Comb," Nat. Photon. 5, 186–188 (2011).
- [2]. J. Azaña, and M. A. Muriel, "Temporal self-imaging effects: theory and application for multiplying repetition rates," IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron. 7, 728–744 (2001).
- [3]. J. Caraquitena, et al., "Opt. Lett. 36, 858–860 (2011).
- [4]. H. Guillet de Chatellus, et al., "Theory of Talbot lasers," Phys. Rev. A 88, 033828 (2013).

## Réalisation d'un oscillateur opto-micro-onde à base de VCSEL avec verrouillage optique

Juan Coronel<sup>1,2</sup>, Margarita Varón<sup>2</sup>, Angélique Rissons<sup>1</sup>

*Departement d'Électronique, Optronique et Signal, Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace  
10 Avenue Edouard Belin. Toulouse 31400, France.*

*Grupo de Investigación en Telecomunicaciones y Electrónica de Alta Frecuencia – CMUN. Universidad Nacional de  
Colombia. Cra 30 # 45 – 03, Bogotá 111321, Colombia.  
jfcoronelr@unal.edu.co*

La génération de signaux en utilisant les systèmes opto-hyperfréquence a permis le développement de dispositif à faible consommation de puissance, coût et capables de produire porteuses de haute pureté spectrale [1].

Dans le domaine des oscillateurs opto-hyperfréquence, il y existe plusieurs configurations très performantes en modulation directe [2] avec des sources laser [3] de longueur d'onde différente ont été implémentés (0.85, 1.3 et 1.5  $\mu\text{m}$ ). Dans ce travail on a visé la limitation de la bande passante en modulation directe du laser d'émission à cavité vertical (VCSEL) dans la bande 1.3  $\mu\text{m}$  du spectre de communication optique. On propose l'utilisation de la technique du verrouillage optique par injection du VCSEL qui permet l'amélioration de la performance en haute fréquence du laser ainsi comme la réduction du bruit d'intensité relatif du VCSEL.

L'oscillateur à base de VCSEL verrouillé est représenté par Figure 1. Le système est composé de deux lasers, un DFB (Distributed Feedback Laser) comme laser maître (port 1 circulateur optique) et un VCSEL comme laser esclave qui est directement modulé à travers d'un T de polarisation (port 2 circulateur optique). L'émission du VCSEL sous verrouillage optique sort via le port 3 du circulateur optique qui est branché à une fibre optique (FO) qui sert comme ligne de retard. Le signal optique modulé est converti en signal électrique par une photodiode (PD). Une fois le signal électrique filtré (F) à la fréquence à laquelle le système sera construit, il est amplifié (A) et le boucle est fermé afin de réinjecter le signal au système dans le but d'avoir une oscillation autoentretenu.

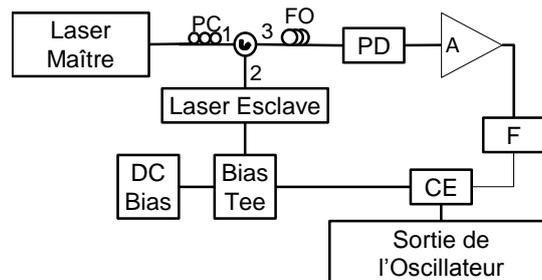


Figure 1. Oscillateur optoélectronique à base de VCSEL verrouillé par injection optique.

Dans ce travail, on utilise une configuration DFB/VCSEL qui permet d'améliorer la bande passante du VCSEL en modulation directe du 4.4 GHz (sans verrouillage) à 14 GHz (laser sous verrouillage optique). Les conditions du verrouillage sont : du côté laser maître (DFB) courant injecté est 33 mA (puissance optique = 14 mW) et pour l'esclave (VCSEL) courant injecté de 5 mA (puissance optique 0.7 mW). Le décalage fréquentiel entre les deux lasers est 17.5 GHz. Dans l'oscillateur il est utilisé une fibre optique de 2 km et un filtre micro-onde passe bande à 10 GHz avec une bande passante de 4 MHz.

Le spectre électrique de la porteuse est présenté par la Figure 2. La stabilité fréquentiel est mesurée et modélisée afin de caractériser la qualité de la porteuse générée par l'oscillateur. La courbe mesurée du bruit de phase de l'oscillateur optoélectronique à base du VCSEL verrouillé par injection optique à 10 GHz est représentée sur la Figure 3. Trois processus du bruit coexistent dans l'oscillateur : le bruit de phase blanc (white phase noise), le bruit de phase lié au flickering de

l'amplificateur de micro-onde (Flicker phase noise) et le bruit de fréquence du flickering (Flicker frequency noise). Le bruit de phase mesuré à 10 kHz de la porteuse est -105.7 dBc/Hz.

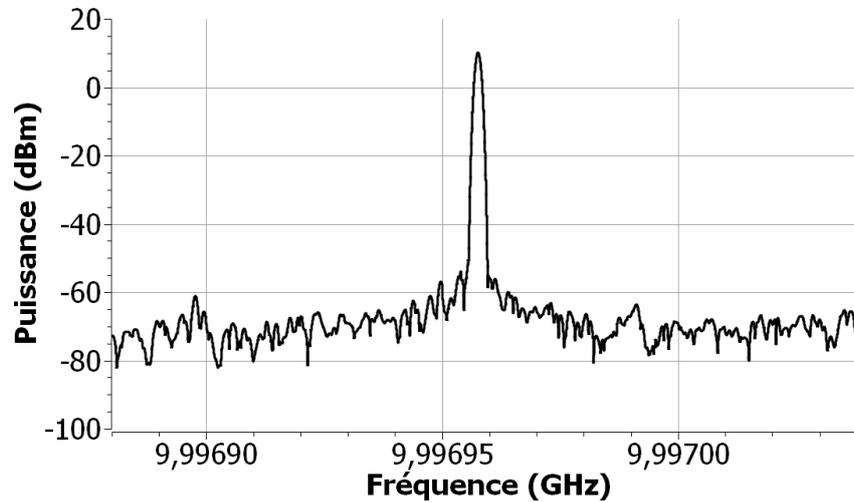


Figure 2. Spectre de la porteuse de l'oscillateur optoélectronique à base de VCSEL verrouillé par injection optique à 10 GHz.

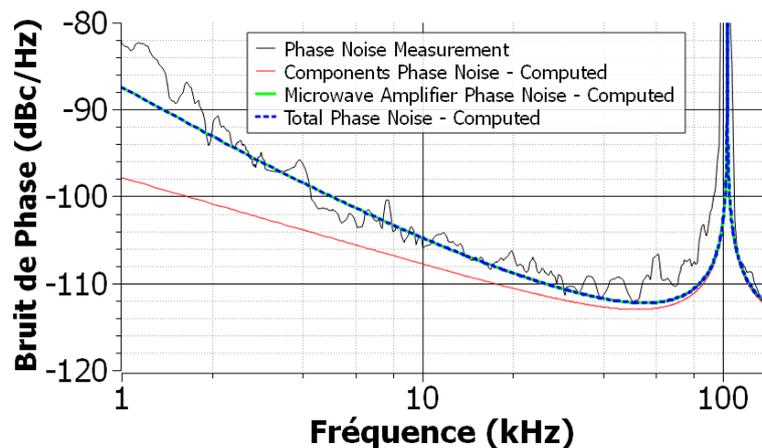


Figure 3. Courbe du bruit de phase de l'oscillateur optoélectronique à base de VCSEL verrouillé par injection optique à 10 GHz.

La stabilité dans le domaine temporel est mesurée à travers de la déviation standard d'Allan ( $\sigma$ ) dans une fenêtre de 500 s. La valeur est dans la plage  $10^{-8} < \sigma < 10^{-7}$ . Cette courbe est présentée dans la Figure 4.

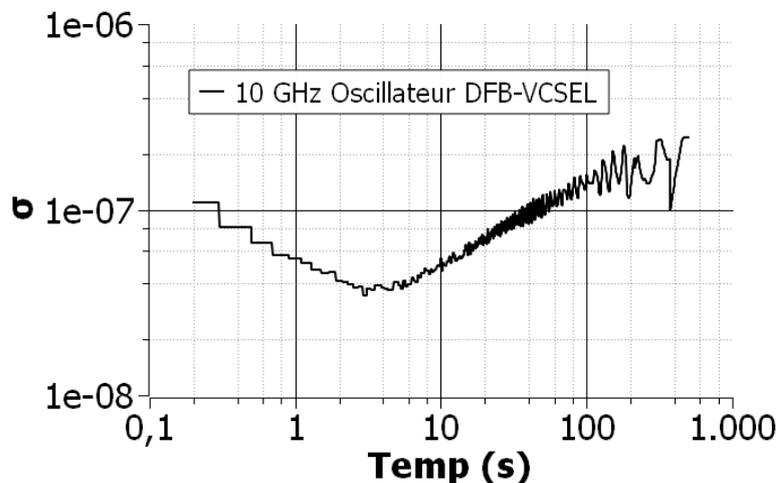


Figure 4. Mesure de la stabilité temporelle de l'oscillateur optoélectronique à base de VCSEL verrouillé par injection optique à 10 GHz.

### Conclusion

La technique du verrouillage par injection optique permet d'augmenter la fréquence de la porteuse générée par l'oscillateur optoélectronique. L'utilisation de la technique du verrouillage optique permet de stabiliser le bruit d'intensité relatif du VCSEL, ce qui réduit la contribution du laser au bruit du système et, en conséquence, l'amélioration du bruit de phase de la porteuse de l'oscillateur.

### Références :

- [1] L. Maleki, "Sources: The optoelectronic oscillator," *Nat. Photonics*, vol. 5, no. 12, pp. 728–730, Dec. 2011.
- [2] M. Varón, *Étude et réalisation d'un oscillateur opto-microonde à base de VCSEL pour la génération harmonique de signaux microondes*. 2008.
- [3] K. Saleh, P. H. Merrer, O. Llopis, and G. Cibiel, "Optoelectronic oscillator based on fiber ring resonator: Overall system optimization and phase noise reduction," in *2012 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings*, 2012, pp. 1–6.

## Oscillateurs optoélectroniques bas bruit à 10 GHz

Oriane Lelièvre<sup>1</sup>, Vincent Crozatier<sup>1</sup>, Ghaya Baili<sup>1</sup>, Perrine Berger<sup>1</sup>, Grégoire Pillet<sup>1</sup>, Olivier Llopis<sup>2</sup>,  
Loïc Morvan<sup>1</sup>, Daniel Dolfi<sup>1</sup>, Fabienne Goldfarb<sup>3</sup> and Fabien Bretenaker<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Thales Research and Technology France - 1 Avenue Augustin Fresnel - 91120 Palaiseau

<sup>2</sup>Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, CNRS, Univ. de Toulouse, 7 avenue du Colonel Roche, 31031 Toulouse

<sup>3</sup>Laboratoire Aimé Cotton, CNRS - Univ. Paris Sud - ENS Cachan - Université Paris Saclay, 91400 Orsay

Les oscillateurs à quartz sont des oscillateurs bas bruit ultra-stable avec une fréquence d'oscillation entre 10 et 100 MHz. Pour atteindre des fréquences de l'ordre de la dizaine de gigahertz, les oscillateurs à quartz doivent donc être multipliés. Cette opération entraîne une dégradation du bruit de phase qui peut se révéler trop pénalisante pour des systèmes destinés, par exemple, aux télécommunications, à la navigation, aux radars ou à la guerre électronique. Dans ce contexte, Yao et al. ont introduit dans les années 90 les oscillateurs optoélectroniques [1], optoelectronic oscillator (OEO) en anglais. Ces oscillateurs bénéficient des avantages de l'optique permettant l'obtention de signaux à haute fréquence à grande pureté spectrale.

Les OEOs sont classiquement constitués d'un laser continu suivi d'un modulateur d'intensité de type Mach-Zehnder. A la suite de ce modulateur, on trouve une longue ligne à retard fibrée puis une photodiode rapide qui permet le passage du domaine optique au domaine électrique. Pour finir, le signal électrique est amplifié puis filtré avant d'être réinjecté dans le modulateur. Cette structure est représentée en figure 1(a). Les OEOs dits à boucle unique présentent néanmoins un défaut. En effet, la présence d'une fibre longue dans la boucle optoélectronique se traduit par l'apparition de pics périodiques sur le spectre de bruit de phase. Ces pics sont appelés « spurs ». Pour réduire leur amplitude, une solution consiste à combiner plusieurs délais optiques. La différence de délai, entre deux longueurs de fibres utilisées en parallèle par exemple, va en effet permettre de filtrer en partie l'amplitude des spurs. Ces structures particulières, introduites elles aussi dans les années 90 [2], sont appelées OEO à double boucle si deux fibres sont utilisées. La structure d'un OEO à double boucles est représentée en figure 1(b). Nous présentons ici les résultats obtenus pour les deux structures d'OEO précédemment introduites, à savoir simple et double boucles. Dans les deux cas, les niveaux de bruits de phase obtenus sont excellents malgré une longueur de fibre relativement courte, de l'ordre du kilomètre.

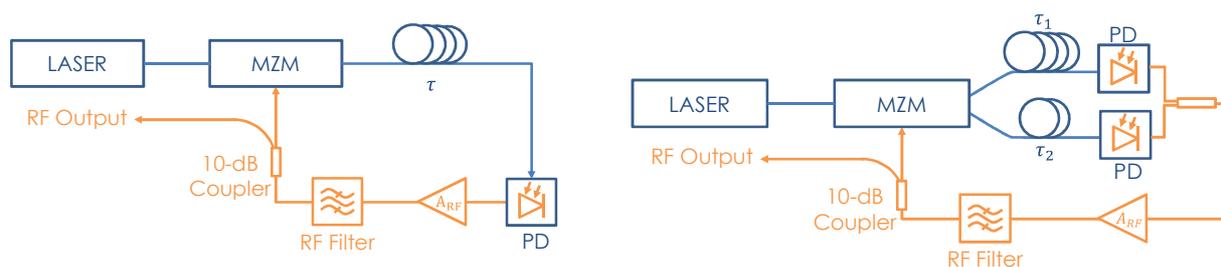


Figure 1. (a) Schéma de principe d'un OEO simple boucle (b) Schéma de principe d'une OEO double boucle (Abréviations :  $A_{RF}$  = Amplificateurs RF, PD = Photodiode, MZM = Modulateur Mach Zehnder, RF = Radio Fréquence)

Pour sélectionner les différents composants de ces OEOs, nous avons développé un modèle. Ce modèle s'appuie sur les travaux de Leeson [3] et Rubiola [4]. Afin de rendre les OEOs compatibles avec des applications embarquées, nous avons choisi de travailler avec un laser DFB et avec des longueurs de fibre ne dépassant pas le kilomètre. Grâce à notre modèle permettant une sélection réfléchie de nos composants, nous obtenons les spectres de bruit de phase présentés en figure 2(a) pour l'OEO à boucle unique. Il est à noter que tous les composants utilisés sont standards et commercialement disponibles à l'exception du filtre RF. Ce dernier a été conçu et fabriqué par le LAAS et présente les caractéristiques suivantes : une fréquence centrale de 10,0 GHz, une bande passante à 3 dB de 4,4 MHz et 3,8 dB de pertes d'insertion.

Afin de mieux observer les effets qu'entraîne l'ajout d'une deuxième boucle sur un OEO, nous avons utilisé les mêmes composants pour l'OEO à boucle unique et l'OEO à double boucles. Seuls une seconde photodiode identique à celle utilisée précédemment, un coupleur 3 dB et une fibre ont été ajoutés. Après optimisation de la longueur de la seconde fibre, nous obtenons les résultats présentés en figure 2(b).

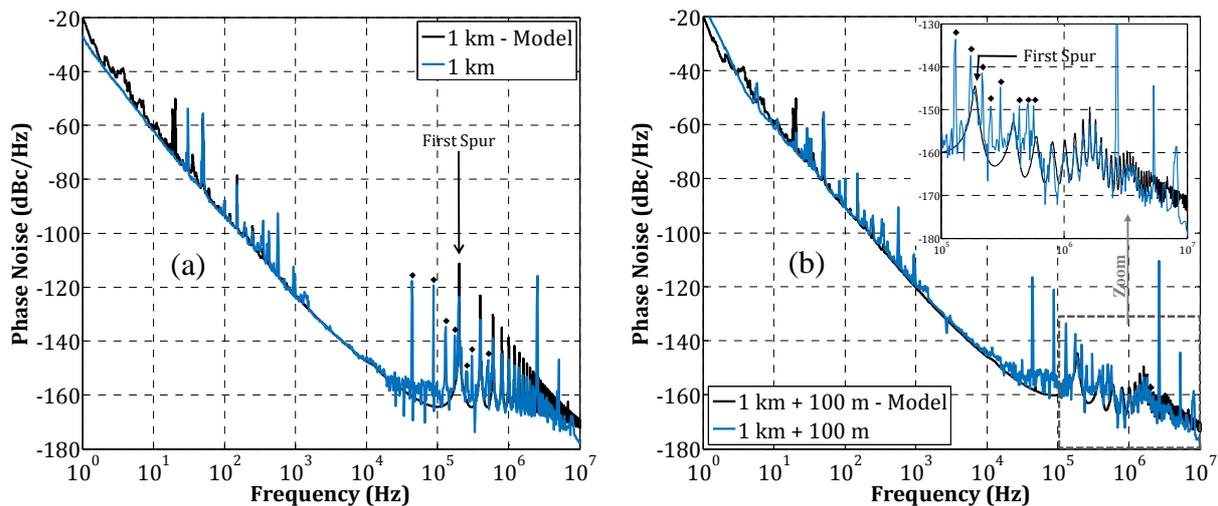


Figure 2. Spectres de bruit de phase expérimentaux (bleu) et modélisés (noir) : (a) OEO avec 1 km de fibre (b) OEO double boucle avec 1 km et 100 m de fibre.

Les losanges noirs indiquent la position des spurs dus au banc de mesure

Les figures 2(a) et 2(b) présentent aussi les bruits de phase prédits par notre modèle. On constate que ces derniers concordent avec ceux obtenus expérimentalement. Dans le cas de la simple boucle, on observe une différence entre les niveaux des spurs expérimentaux et ceux prédits par le modèle. Cette différence s'explique par la résolution du banc de mesure qui entraîne une sous-estimation de la hauteur de ces pics. En comparant maintenant les spectres de bruits de phase expérimentaux des figures 2(a) et 2(b), on remarque que l'ajout du second délai permet une atténuation de 20 dB sur la hauteur du premier spur (35 dB en prenant en compte les hauteurs des spurs données par notre modèle). La dégradation du bruit de phase aux basses fréquences, souvent observée sur les OEOs à double boucles, est limitée à quelques dB.

Dans les deux cas, les résultats présentés ici sont très bons au regard des longueurs de fibre utilisées. Il est à noter que les résultats de l'OEO à double boucles constituent, à notre connaissance, le meilleur bruit de phase obtenu avec un OEO à boucles multiples à 10 GHz [5][6][7].

Ce travail a été en partie financé par la DGA dans le cadre d'un projet de recherche EAD.

#### Références :

- [1] X. S. Yao and L. Maleki, *Converting light into spectrally pure microwave oscillation*, Opt. Lett., 21 483-485, 1996.
- [2] X. S. Yao et al., *A Dual-Loop Opto-Electronic Oscillator*, IEEE Int. Freq. Control Symposium, 1998.
- [3] D. B. Leeson, *A simple model of feedback oscillator noise spectrum*, Proceedings Letters, 54 329-330, 1966.
- [4] E. Rubiola, *Phase Noise and Frequency Stability in Oscillators*, Cambridge Univ. Press, 2009.
- [5] P. Devgan, *A Review of Optoelectronic Oscillators for High Speed Signal Processing Applications*, ISRN Electronics, 2013.
- [6] W. Zhou et al., *10 GHz Dual loop opto-electronic oscillator without RF amplifiers*, SPIE Proc.: Optoelectronic Integrated Circuits X, 6897, 2008.
- [7] D. Eliyahu et L. Maleki, *Tunable, Ultra-Low Phase Noise YIG Based Opto-Electronic Oscillator*, IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., 3 2185-2187, 2003.

## REDUCTION DU BRUIT D'INTENSITE PAR EFFET DE CASCADE DANS UN LASER BRILLOUIN MULTI-STOKES

S. Fresnel<sup>1,2</sup>, S. Trebaol<sup>1</sup>, C. Pareige<sup>1</sup>, P. Besnard<sup>1</sup>, S. LaRochelle<sup>2</sup>

<sup>1</sup>CNRS FOTON UMR 6082, Université Rennes 1, ENSSAT, 22305 Lannion, France

<sup>2</sup>COPL, Département de Génie Électrique et de Génie Informatique, Université Laval, Québec, G1K 7P4, Canada

Le signal résultant de la génération du premier ordre d'un laser Brillouin peut être plus cohérent que le signal pompe utilisé dans le processus non linéaire (réduction du bruit de fréquence pouvant aller au-delà de 20 dB [1]). Son bruit d'intensité est lui aussi moins important (réduction du bruit d'intensité pouvant être de 40-60 dB [2]) que celui du laser de pompe. Ce processus peut être répliqué lorsque le laser Brillouin possède plusieurs ordres Stokes. Nous montrons, pour la première fois, une réduction du bruit d'intensité de 20 dB, par rapport à celui de la pompe, pour le deuxième ordre Stokes Brillouin au voisinage de son seuil.

Un laser Brillouin repose sur l'amplification du signal Brillouin diffusé et généré par un signal de pompe à l'intérieur d'une cavité résonante. Le laser à fibre Brillouin est potentiellement cohérent [3] [4] et très peu bruité [5]. Grâce à ces caractéristiques, il devient essentiel à plusieurs applications dans le domaine des télécommunications optiques cohérentes, des capteurs, de la métrologie, de la photonique micro-onde [6]. Des études théoriques et expérimentales ont montré ses performances.

Quand la puissance de l'onde Stokes d'ordre 1 (S1), préalablement générée par la pompe dans la fibre, est suffisante, une nouvelle onde Stokes circulant dans le même sens que la pompe est générée, c'est le deuxième ordre Stokes (S2). L'architecture de la cavité convenablement choisie, on réalise un laser à multiples ordres Stokes, en augmentant la puissance du laser de pompe. Pour minimiser la puissance de pompe, on peut augmenter la longueur de la cavité. Cependant, on diminuerait l'intervalle spectral libre (ISL) de la cavité et plusieurs modes de cavité, susceptibles de laser, se formeraient sous la bande de gain Brillouin. Cette compétition a tendance à créer de l'instabilité et à dégrader les propriétés de bruit du laser Brillouin [7]. Pour assurer un fonctionnement mono-fréquence du laser Brillouin et réduire le bruit, son ISL doit être supérieur à la bande de gain Brillouin, qui atteint une dizaine de MHz pour le régime stimulé dans la fibre de silice [8]. Dans ce papier, nous étudions le laser Brillouin d'ordre 2 et montrons qu'il est lui-même moins bruité que sa pompe, le Stokes d'ordre 1. Comme pour l'ordre 1, une réduction de 20 dB de son bruit d'intensité par rapport à celui du laser de pompe est observée, même près du seuil.

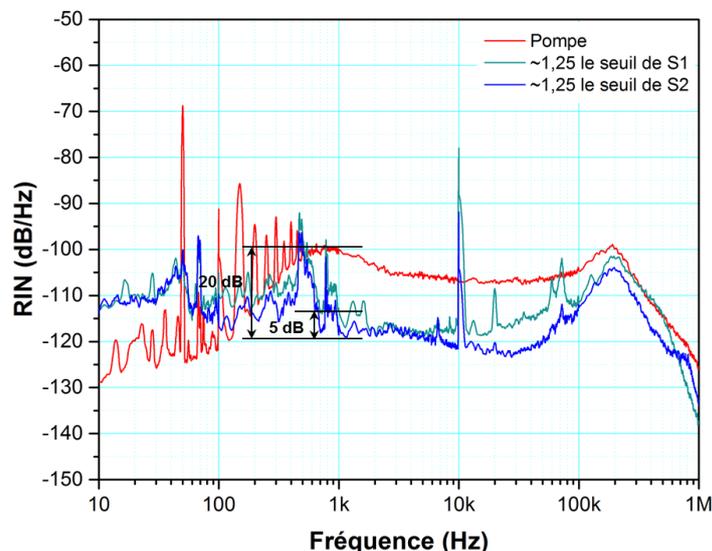


Fig. 1 : comparaison du RIN pour la pompe et les ordres S1 et S2 opérant à 1,25 fois leur seuil.



**Journée du Club  
OCA  
Nice  
10 Juin 2016**



**Références :**

- [1] J. Geng et al., “Highly stable low-noise Brillouin fiber laser with ultranarrow spectral linewidth,” *Photonics Technol. Lett. IEEE*, vol. 18, no. 17, pp. 1813–1815, 2006.
- [2] J. Geng and S. Jiang, “Pump-to-Stokes transfer of relative intensity noise in Brillouin fiber ring lasers,” *OFC/NFOEC 2007 - Opt. Fiber Commun. Natl. Fiber Opt. Eng. Conf. 2007*, vol. 32, no. 1, pp. 2006–2008, 2007.
- [3] K. H. Tow et al., “Toward more coherent sources using a microstructured chalcogenide brillouin fiber laser,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 25, no. 3, pp. 238–241, 2013.
- [4] A. Debut et al., “Linewidth narrowing in Brillouin lasers : Theoretical analysis,” *Phys. Rev. A*, vol. 62, p. 23803, 2000.
- [5] S. Randoux et al., “Intensity noise in Brillouin fiber ring lasers,” vol. 19, no. 5, pp. 1055–1066, 2002.
- [6] S. P. Smith et al., “Narrow-linewidth stimulated Brillouin fiber laser and applications,” *Opt. Lett.*, vol. 16, no. 6, pp. 393–395, 1991.
- [7] K. Alain, “L’émission laser par diffusion Brillouin stimulée dans les fibres optiques,” Thèse EPFL, 1997. ([https://infoscience.epfl.ch/record/32217/files/EPFL\\_TH1740.pdf](https://infoscience.epfl.ch/record/32217/files/EPFL_TH1740.pdf))
- [8] S. Norcia et al., “Efficient single-mode Brillouin fiber laser for low-noise optical carrier reduction of microwave signals,” *Opt. Lett.*, vol. 28, no. 20, pp. 1888–1890, 2003.
- [9] J. Poette et al., “Highly-sensitive measurement technique of relative intensity noise and laser characterization,” *Proc. SPIE*, vol. 6603. p. 66031R–66031R–10, 2007.



**Journée du Club  
OCA  
Nice  
10 Juin 2016**



## **Les communications optiques en espace libre : Projet DOMINO**

E. Samain<sup>1</sup>, D-H. Phung<sup>1</sup>, N. Maurice<sup>1</sup>, D. Albanese<sup>1</sup>, H. Mariey<sup>1</sup>, M. Aimar<sup>1</sup>,  
G.M. Lagarde<sup>1</sup>, N. Vedrenne<sup>3</sup>, G. Artaud<sup>2</sup>, J-L. Issler<sup>2</sup>,

<sup>1</sup>Geoazur, UNICE, OCA and CNRS, 2130 r. Observatoire, 06460 Caussols

<sup>2</sup>CNES, French Space Agency, 18 av. Edouard Belin, 31400 Toulouse

<sup>3</sup>ONERA, The French Aerospace Lab, 92322 Châtillon cedex  
mail: [etienne.samain@oca.eu](mailto:etienne.samain@oca.eu)

Les besoins futurs en matière de télécommunication en très haut débit sont colossaux pour les liens au sol via l'espace mais surtout pour les liens de l'espace vers le sol (observation de la terre) où les alternatives basées sur les technologies des fibres optiques ne sont pas possibles. À comparer aux liens micro-ondes usuellement utilisés dans les liaisons télécom spatiales, le domaine optique permettrait de réaliser des liens ayant des débits théoriquement 1000 ou 10000 fois plus rapides. Ces liens optiques utilisés pour le transfert de données pourraient, à terme, également être utilisés pour des mesures de distances hautes résolutions et le transfert de temps ultra stable.

Une première démonstration de communication optique a été établie durant l'été 2015 entre le terminal optique spatial SOTA, embarqué sur le satellite du NICT (National Institute of Information and Communication) et la station MeO (Métrologie Optique) basée sur le site instrumenté de l'Observatoire de la Côte d'Azur. Cette expérience, dénommée DOMINO (Démonstrateur Optique pour les transmissions haut débit en orbite), a été développée dans le cadre d'un accord passé entre le NICT et le CNES et conduit en collaboration avec le CNES, l'ONERA, Thales Alenia Space et Airbus DS. Plusieurs autres liens ont été réalisés par la suite avec le NICT et également la NASA sur la station spatiale internationale avec le projet OPALS (Optical Payload for Lasercomm Science).

Nous donnerons au cours de cet exposé une présentation globale des liens optiques réalisés entre la station MeO et les segments spatiaux SOTA et OPALS. Nous présenterons également l'instrumentation mise en œuvre autour de la station MeO pour répondre aux besoins des télécoms. Nous terminerons par la prospective de notre groupe avec notamment des projets de recherche et de développement pour des communications optiques à 10 Gbps.

## Télémétrie optique à deux longueurs d'onde

Joffray Guillory, Daniel Truong, Christophe Alexandre, Sheherazade Azouigui, Jean-Pierre Wallerand  
*Laboratoire Commun de Métrologie LNE-CNAM, le Cnam, Paris*  
*Centre d'études et de recherche en informatique et communications (CEDRIC), le Cnam, Paris*

Nous développons un télémètre optique capable de mesurer des distances de plusieurs kilomètres avec une exactitude sub-millimétrique. Actuellement un premier système a été mis au point : nous avons mesuré son exactitude sur un banc interférométrique de 50 m et sa résolution en extérieur jusqu'à 1,3 km. Pour comparaison, les systèmes commerciaux actuels ont, pour les plus aboutis d'entre eux, une incertitude de l'ordre de 2 mm sur 1 km (par exemple le Leica TS30). Mais cette valeur d'incertitude ne tient pas compte de la correction d'indice de l'air en fonction des paramètres atmosphériques. Autrement dit, l'incertitude réelle des mesures de ces appareils est bien plus grande.

La plus importante source d'incertitude dans la détermination de l'indice de réfraction de l'air provient de la mesure de la température. En effet, celle-ci peut varier très rapidement avec le vent et l'ensoleillement, et de manière très locale. Il est alors très difficile de connaître la température vue par le faisceau de mesure avec une bonne exactitude. Or une erreur de 1°C sur la température moyenne de l'air sur un chemin de 1 km induit une erreur de 1 mm sur la mesure de distance. L'utilisation d'un système à deux longueurs d'onde optique rend possible la compensation des fluctuations de l'indice de réfraction de l'air avec la température [1]. En effet, la distance ne dépend alors que des distances mesurées à  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  pour un indice égal à l'unité (respectivement  $D_{\lambda_1}$  et  $D_{\lambda_2}$ ), des valeurs des longueurs d'onde, et de la pression de vapeur d'eau  $p_w$ . Le cas de l'air sec permet de mieux appréhender le problème (avec  $t$  la température,  $p$  la pression et  $x$  le taux de  $\text{CO}_2$ ) :

$$\text{distance} = D_{\lambda_1} - \frac{n(\lambda_1, t, p, x, p_w) - 1}{n(\lambda_2, t, p, x, p_w) - n(\lambda_1, t, p, x, p_w)} \times (D_{\lambda_2} - D_{\lambda_1}) = D_{\lambda_1} - A(\lambda_1, \lambda_2) \times (D_{\lambda_2} - D_{\lambda_1})$$

Pour les longueurs d'onde de notre télémètre, égales à 785 et 1550 nm, le facteur  $A$  vaut 48. Par conséquent, pour obtenir une exactitude sub-millimétrique, la mesure doit être faite simultanément à chaque longueur d'onde avec une incertitude meilleure que 20  $\mu\text{m}$ . Ce sera de même en air humide.

Dans notre système, chaque longueur d'onde est modulée en intensité par une porteuse radio fréquence à 4,2 GHz. La mesure de la phase accumulée par cette porteuse lors de sa propagation dans l'air jusqu'à une cible réfléchissante (coin de cube) nous donne alors la distance. Cette approche permet d'obtenir en atmosphère stable une résolution 7  $\mu\text{m}$  à 785 nm et de 2  $\mu\text{m}$  à 1550 nm (à  $1\sigma$ ).

Notre système a tout d'abord été comparé à un banc interférométrique de 50 m, en intérieur, dans un environnement contrôlé où l'ensemble des paramètres atmosphériques était mesuré le plus précisément possible. Les résultats sont présentés Fig. 1.

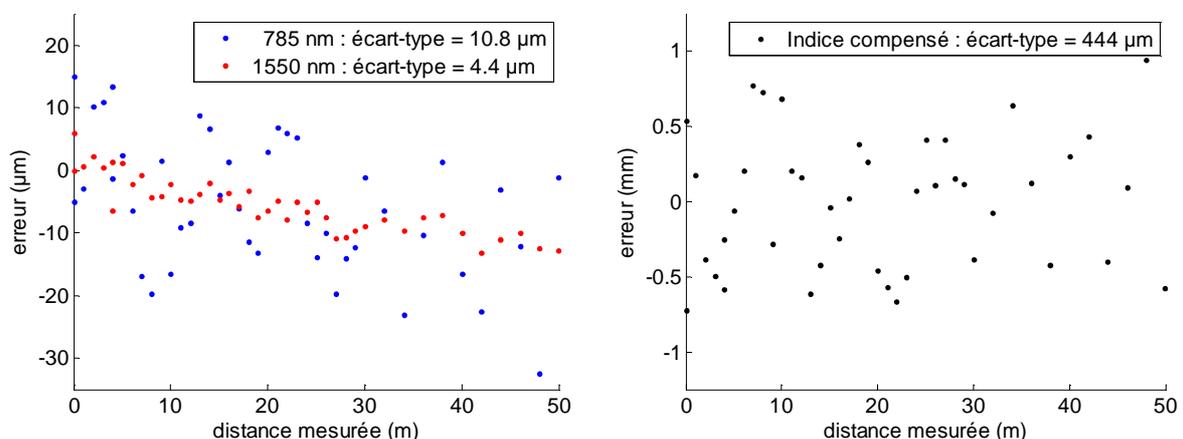


Figure 1. Résultats sur 50 m à 785 et 1550 nm (gauche) et à deux longueurs d'onde (droite).

La Fig. 1, à gauche, présente les écarts obtenus entre l'interféromètre (valeur vraie) et notre système après calcul de l'indice. Nous obtenons une exactitude de 11  $\mu\text{m}$  à 785 nm et de 4  $\mu\text{m}$  à 1550 nm (à  $1\sigma$ ). Les performances sont moindres à 785 nm à cause de l'amplificateur optique employé (un SOA). Nous observons aussi sur cette figure une légère dérive de 0,3  $\mu\text{m}/\text{m}$  dont nous n'avons pas identifié la cause. La Fig. 1, à droite, montre l'erreur lorsque la distance est mesurée avec le système à deux longueurs d'onde. La compensation d'indice est conforme à nos attentes puisque l'erreur observée est cinquante fois plus importante que le plus grand des écarts-types mesurés, en l'occurrence 10,8  $\mu\text{m}$  à 785 nm.

Nous avons ensuite testé le télémètre en extérieur, sur 1,3 km. Il s'agit d'un cas d'usage typique du télémètre où la compensation d'indice prend tout son sens. C'était une journée de beau temps, mais avec de nombreux passages nuageux et un vent modéré. La température était d'environ 17°C et le taux d'humidité autour de 40%. Le signal détecté après un aller-retour sur 1,3 km était soumis à de fortes variations d'intensité dues aux déviations du faisceau dans l'air et au phénomène de scintillation. Nous avons alors sélectionné uniquement les points dont l'amplitude était comprise entre -10 et +8 dBm, soit environ 3% des 37425 points que nous avons capturés en 145 s. Les résultats sont présentés Fig. 2.

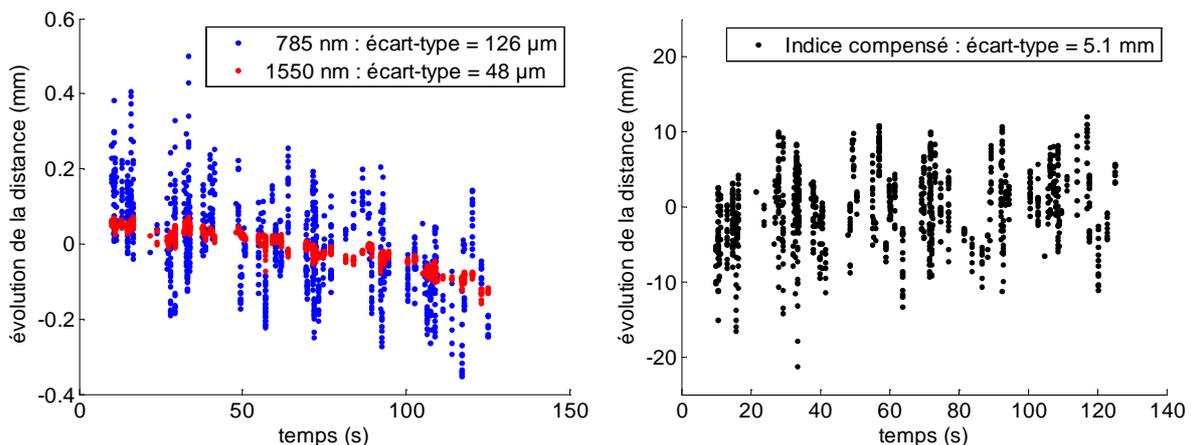


Figure 2. Résultats sur 1,3 km à 785 et 1550 nm (gauche) et à deux longueurs d'onde (droite).

Nous observons Fig. 2 une évolution de la distance de 160  $\mu\text{m}$  en deux minutes. Cette dernière, visible sur les deux longueurs d'onde, peut s'expliquer par un changement des paramètres atmosphériques, par exemple une évolution de la température moyenne de 0,12°C. Sans cette dérive (soustraction par un polynôme d'ordre 1), l'écart-type est de 105  $\mu\text{m}$  à 785 nm et de 17  $\mu\text{m}$  à 1550 nm. A deux longueurs d'onde, l'écart-type est, comme attendu, 50 fois plus grand : 50x100  $\mu\text{m}$  = 5 mm.

Le télémètre mesure à 785 nm une distance moyenne de 1 km 299 m 693 mm et 997  $\mu\text{m}$ , et à 1550 nm une distance plus petite de 7,625 mm ( $n = 1$ ). Après application de la compensation d'indice, sans connaître la température et la pression et pour  $p_w = 880.71$  Pa (station météo), nous obtenons une distance finale de 1 km 299 m 321 mm 636  $\mu\text{m}$ .

Au final, les résultats obtenus avec compensation d'indice sont très encourageants avec une exactitude meilleure que 500  $\mu\text{m}$  sur de courtes distances et une résolution de quelques millimètres sur 1 km. Mais les performances peuvent être largement améliorées en optimisant le système à 785 nm qui est actuellement 4 à 5 fois moins performant que celui à 1550 nm. A moyen terme, nous prévoyons de changer le couple de longueurs d'onde afin d'obtenir un facteur A plus petit (21 pour 532 et 1064 nm) et donc une exactitude sub-millimétrique sur plusieurs kilomètres.

#### Références :

- [1] K. Meiners-Hagen et A. Abou-Zeid. IOP Meas. Sci. Technol., Vol. 19, No. 8, 084004, 2008.
- [2] J. Guillory et al., « Télémétrie optique jusqu'à 1km par mesure de phase RF ». 19<sup>ème</sup> Journées Nationales Micro-ondes (JNM), Juin 2015, Bordeaux.



**Journée du Club  
OCA  
Nice  
10 Juin 2016**



## **Métamatériaux à biréfringence extraordinaire pour le THz, le micro-onde et le visible**

Fadi I. Baida<sup>1\*</sup>, Zahia Kebci<sup>1,2</sup>, Abderrahmane Belkhir<sup>2</sup>

<sup>1</sup> *Institut FEMTO-ST, UMR 6174 CNRS, Université Bourgogne Franche-Comté, 15B Avenue des Montboucons, 25030 Besançon Cedex, France*

<sup>2</sup> *Laboratoire de Physique et Chimie Quantique - Université Mouloud Mammeri Tizi Ouzou, Algérie*

Cette étude porte sur la conception d'éléments optiques (polariseurs, lames biréfringentes, lames à effet rotatoire « chirales ») à base de Métamatériaux Métalliques présentant une Transmission Exaltée (MMTE) dans les domaines spectraux du THz, du micro-onde ou du visible. La motivation vient du fait que, à la différence de l'optique conventionnelle, ces composants sont rarement envisagés dans une expérience THz ou microonde du fait de leur faible potentiel (fort indice  $\rightarrow$  faible coefficient de transmission, forte épaisseur, encombrement, faible anisotropie, ...). Il va sans dire que des lames anisotropes, permettant de modifier la nature de la polarisation des ondes THz sont quasi inexistantes dans le commerce.

D'intenses simulations numériques ont été menées afin d'optimiser les géométries dans le but de concevoir des lames  $\lambda/4$ , et  $\lambda/2$  dans les trois domaines spectraux considérés avec une biréfringence artificielle quasi-surfacique pouvant atteindre l'unité ( $\Delta n=1$ ) accompagnée d'une forte transmission. L'élément essentiel des configurations proposées réside dans la forme géométrique des ouvertures qui doit permettre la propagation d'un mode guidé à des longueurs d'onde largement supérieure à la dimension transverse de l'ouverture. Plusieurs formes seront proposées et étudiées montrant un important potentiel de cette classe de métamatériaux (MMTE) pour la conception de telles lames anisotropes.

### **Références :**

- [1] Baida Fadi Issam, Boutria Mohamed, Oussaid R. et Van Labeke Daniel, "Enhanced-transmission metamaterials as anisotropic plates", *Physical Review B*, vol. 84, 3, pp. 035107, 2011.
- [2] Boutria Mohamed, Oussaid R., Van Labeke Daniel et Baida Fadi Issam, "Tunable artificial chirality with extraordinary transmission metamaterials", *Physical Review B*, vol. 86, 15, pp. 155428-1 - 155428-7, 2012.

## Sur la robustesse de pré-distorseurs numériques statiques pour la compensation de non-linéarités au sein de transmetteurs optiques multi-porteuses

Mohamad Younes<sup>1,2</sup>, Stéphane Azou<sup>2</sup>, Noël Tanguy<sup>1</sup>, Mihai Telescu<sup>1</sup>, Pascal Morel<sup>2</sup>, Cherif Diouf<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Université de Bretagne Occidentale / CNRS UMR 6285 Lab-STICC, Brest, France

<sup>2</sup>École Nationale d'Ingénieurs de Brest / CNRS UMR 6285 Lab-STICC, Brest, France

[Mohamad.Younes@univ-brest.fr](mailto:Mohamad.Younes@univ-brest.fr)

La technologie OFDM offre de nombreux atouts pour les futurs réseaux de communication optique à très haut débit [1], avec en particulier la flexibilité d'allocation de bande passante et la compensation efficace d'imperfections du canal dans le domaine fréquentiel par traitement numérique du signal. Dans cette communication, nous étudions un transmetteur OFDM optique cohérent employant un amplificateur optique à semi-conducteurs (SOA) en tant que booster de puissance (Figure 1). Ce composant présente des effets non-linéaires susceptibles d'affecter les performances du système. La linéarisation est un moyen classique de réduire l'impact de non-linéarités dans les systèmes télécoms; la pré-distorsion numérique en bande de base constitue une approche intéressante pour répondre à ce problème, pour sa capacité à satisfaire à la fois aux critères de performance (diminution du critère d'EVM) et de flexibilité. Le pré-distorseur correspond alors à un modèle numérique inverse du composant source d'effets non-linéaires (essentiellement le SOA dans notre cas). Une grande diversité de pré-distorseurs numériques est étudiée dans la littérature, essentiellement pour le cas de systèmes radiofréquences [2]; l'intérêt de ce type de traitement pour les systèmes optiques est beaucoup plus récent [3]. Dans cette communication, nous comparons les performances de plusieurs pré-distorseurs très simples, reposant uniquement sur une caractéristique statique, et étudions leur robustesse en présence d'une puissance variable. Deux pré-distorseurs sont initialement considérés, l'un basé sur un modèle polynomial opérant sur les échantillons complexes (STATIC polynomial), l'autre utilisant une modélisation séparée en amplitude et phase (caractéristiques AM-AM et AM-PM). Ces deux pré-distorseurs sont définis comme suit :

- **STATIC polynomial** : 
$$y_s(n) = \sum_{i=1}^P a_i x(n)|x(n)|^{i-1} \quad , \text{ avec } i \text{ impair}$$
- **STATIC AM-AM/AM-PM**: 
$$y_{ST}(n) = H_{AM-AM}\{|x(n)\} \exp(j(\Phi_x - \Delta_{AM-PM}\{|x(n)\}))$$

$$H_{AM-AM}\{|x(n)\} = \sum_{i=0}^{N_1} b_i |x(n)|^i \quad \Delta_{AM-PM}\{|x(n)\} = \sum_{i=0}^{N_2} c_i |x(n)|^i$$

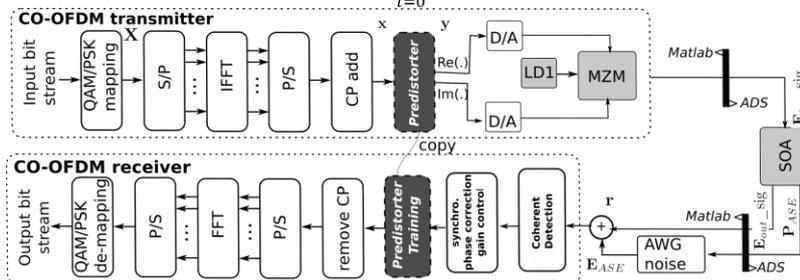


Figure 1. Système CO-OFDM basé sur une co-simulation Matlab/ADS, incluant une pré-distorsion

En vue d'élargir la plage opérationnelle deux approches sont ensuite explorées : l'une utilisant une commutation entre plusieurs pré-distorseurs identifiés à diverses puissances  $P_{ref}$  (Pré-distorseur à commutation), l'autre correspondant à un pré-distorseur unique découlant d'une identification sur plusieurs points de fonctionnement (Pré-distorseur multi-point).

La figure 2 montre les résultats obtenus, en termes d'EVM en fonction de la puissance d'entrée du SOA, pour différents cas : système conventionnel (absence de linéarisation), pré-distorsion via le

STATIC polynomial ou via le STATIC AM-AM/AM-PM. Nous obtenons le meilleur compromis performance/complexité pour un ordre 5 du pré-distorseur STATIC polynomial, et pour des ordres du STATIC AM-AM/AM-PM égaux à 1 et 2 pour l'amplitude et la phase. En effet au-delà de ces valeurs il n'y a plus d'amélioration significative de l'EVM.

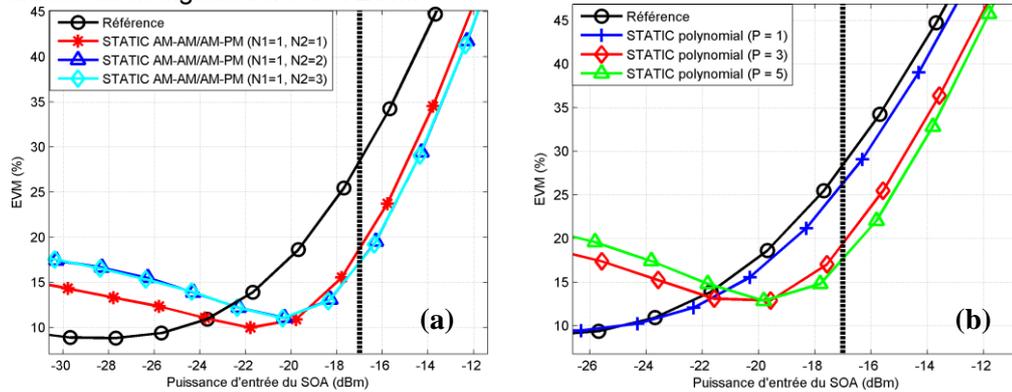


Figure 2. (a) Pré-distorseur STATIC AM-AM/AM-PM, influence des ordres d'amplitude AM-AM et de phase AM-PM, (b) Pré-distorseur STATIC polynomial, influence de l'ordre de non-linéarité, pour Pref = -17 dBm

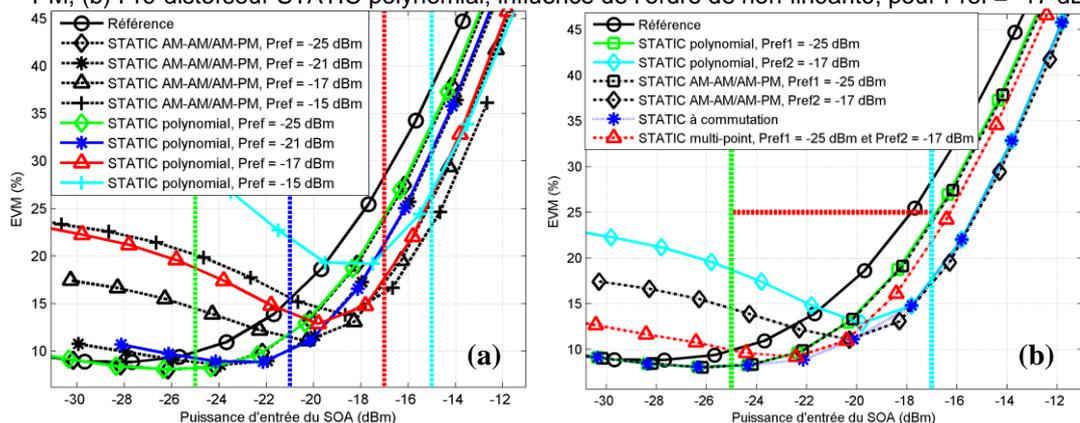


Figure 3. (a) Pré-distorseurs statiques (polynomial ou AM-AM/AM-PM), influence de Pref (b) Performances des divers pré-distorseurs (polynomial, AM-AM/AM-PM, à commutation ou multi-point)

La figure 3 (a) montre l'influence de la puissance injectée dans l'amplificateur et de la puissance d'identification Pref sur les performances des pré-distorseurs STATIC polynomial et AM-AM/AM-PM pour les meilleurs ordres précédemment calculés. Nous pouvons observer qu'il est possible de commuter les coefficients du modèle en fonction du point de fonctionnement pour conserver de bonnes performances (faible EVM) sur une gamme de puissance étendue; la figure 3 (b) illustre l'intérêt de cette approche pour le cas du STATIC polynomial. Il peut être clairement observé que ce pré-distorseur STATIC à commutation offre un large gain de performance par rapport au système CO-OFDM conventionnel, il est par exemple possible d'augmenter la puissance d'entrée du SOA d'environ 2,5 dB et ainsi d'atteindre un récepteur plus lointain tout en limitant l'EVM à 30%. Le pré-distorseur multi-point évite de devoir commuter entre différents jeux de coefficients lorsque la puissance d'entrée du SOA change. Identifié pour fonctionner identiquement aux puissances Pref1 = -25 dBm et Pref2 = -17 dBm, il donne, par rapport aux pré-distorseurs polynomial et AM-AM/AM-PM, un très bon compromis robustesse/performance sur cette plage de puissances (Figure 3 (b)).

#### Références :

- [1] N. Cvijetic, "OFDM for Next-Generation Optical Access Networks", IEEE J. Lightw. Technol., vol. 30, no. 4, feb. 2012.
- [2] L. Guan, A. Zhu, "Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers", IEEE Microw. Mag., nov./dec. 2014.
- [3] S. Bejan, S. Azou, P. Morel, C. Diouf, M. Telescu, N. Tanguy, A. Sharaiha, "A joint Linearization/Companding Approach for Improving a CO-OFDM Transmitter", IEEE Photon. Technol. Lett., 27 (20), pp. 2162-2165, 2015.



**Journée du Club  
OCA  
Nice  
10 Juin 2016**



## **Développement de solution Radio-sur-Fibre bas coût pour le déploiement de réseaux LTE et WiFi**

C.Viana<sup>(1)</sup>, S.Todkar<sup>(1)</sup>, J.L. Polleux<sup>(1)</sup>, D.Le Brouster<sup>(2)</sup>, E.Le Diraison<sup>(2)</sup>,  
C.Algani<sup>(3)</sup>, S.Faci<sup>(3)</sup>, A.L.Billabert<sup>(3)</sup>, F.Magne<sup>(4)</sup>

<sup>(1)</sup> Université Paris-Est, ESYCOM, ESIEE Paris- UPEM – Le Cnam, Noisy-le-Grand;

<sup>(2)</sup> Vectrawave; <sup>(3)</sup> Le Cnam, ESYCOM; <sup>(4)</sup> When-AB, Paris

Le développement des technologies Radio-sur-Fibre (Radio-over-Fibre, RoF) a débuté dès les années 1980, et a progressé à la fois dans les applications militaires et civiles. Une des principales applications civiles consiste à déporter des signaux radio de téléphonie mobile ou de télévision dans des infrastructures à grande capacité (tunnels, stades, centres commerciaux, grands bâtiments) ou vers le particulier pour des applications de CATV notamment. Il s'agit cependant de marchés de niches. L'exploitation sur le terrain de la technologie RoF dans le déploiement des réseaux mobiles extérieurs, bien que depuis longtemps étudiée, est plus récente et toutefois souvent limitée à une configuration Digital-RoF (D-RoF) utilisant des architectures et composants numériques au plus long dans la chaîne. L'utilisation d'architectures IF-RoF et Full-RoF sont des alternatives qui doivent permettre de simplifier davantage les têtes radio, en regroupant la gestion des modulations et des fréquences de manière déportée. Cette approche est d'autant plus prégnante pour les systèmes denses LTE et futurs réseaux 5G (réseaux urbains) et WiFi (réseaux urbains et domestiques) que le ratio du nombre de têtes radio par utilisateur ou par m<sup>2</sup> augmente fortement, impliquant une pression forte sur le coût global du système.

Une maîtrise fine de la liaison et de son dimensionnement est ainsi nécessaire afin de garantir un niveau de performance maximal sur la transmission des signaux radio (EVM notamment), tout en respectant des critères de coût très contraints. Le concepteur de système radio doit également disposer d'outils simples pour analyser ses liaisons optiques et les optimiser au niveau du choix des composants individuels. Le système doit finalement comporter des boucles de gestion numérique, de façon à s'auto-adapter aux conditions de terrain, sans expertise technique forte de l'installateur.

Cette contribution propose la mise en place complète d'outils et grandeurs optique-microondes sur la transmission de signaux de *front-hauling* LTE en architecture IF-RoF, en réalisant le lien entre les performances du composant et son impact sur le système. Un outil original d'extraction des performances de bruit (RIN, NEP) et de linéarité (IP1dB, IP3) des lasers et photorécepteurs individuellement à partir de mesure EVM est proposé. Enfin des pistes pour la poursuite de la réduction des coûts des composants seront discutées.

Le projet MORF concerne le « fronthaul » en radio sur fibre des têtes de réseau de système radio PmP, voir Figure 1. Les radios de têtes de réseau PmP sont connectées par la fibre qui transporte un signal RF (en l'occurrence du 5-6GHz) depuis le Centre de Commutation d'Infrastructure (CCI) jusqu'à la station de base (BS), sur au plus 20km. Les têtes de réseau PmP transposent les signaux RoF en bande millimétrique pour les distribuer aux cellules radio 4G et aux entreprises. Plusieurs secteurs radios sont co-localisés sur la BS. La fibre est multiplexée sur 8 longueurs d'onde dans la bande 1550nm, permettant d'alimenter jusqu'à 8 secteurs. Pour les systèmes PmP très large-bande, le signal d'un canal correspond aux standards 802.11n et 802.11ac. Le standard 802.11n se compose d'un multiplex OFDM jusqu'à 8 canaux de 40MHz sur 500MHz de bande typique, en modulation QPSK, 16QAM ou 64QAM, permettant ainsi au système des débits de 78-120Mbps x 8 par secteur. Afin de respecter les contraintes de qualité de signal une dégradation maximale de 1,5% de l'EVM par la liaison RoF est exigée. Le lien RoF sélectionné est à modulation et détection directes. Il présente un gain unitaire pour des pertes optiques de 22dB maximum. Un PA de 33dB de gain est positionné en tête de ligne avec un NF de 5dB, et un P1dB de 21dBm. Un LNA reçoit le signal de sortie avec un P1dB de 21dBm et un NF de 3dB. Les performances du module laser 8GHz (TOSA) et du module de réception (ROSA) sont ajustées pour atteindre l'objectif, voir Figure 2.

Une simulation est également réalisée pour prendre en compte le cas de laser bas coûts de bande passante 4GHz, donc inférieure à la fréquence porteuse du signal. Les contraintes qui en sont déduites pour les composants sont présentées en Figure 3. Des mesures préliminaires sont réalisées sur différents lasers dont 2 lasers de bande passante supérieure à 6GHz et 1 laser de 4GHz de bande passante, connectés à une photodiode EM4, sans inclure les amplificateurs amonts et aval. Ces mesures sont réalisées en QPSK à 4,7GHz. Une linéarité supérieure aux exigences minimales est obtenue. Les limitations du banc masquent l'EVM minimal de la liaison RoF à moins de 2%, voir Figure 4.

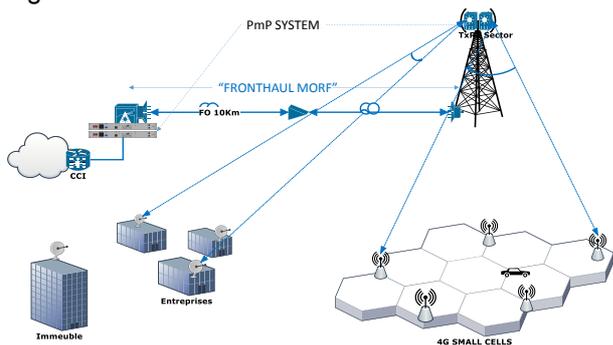


Figure 1 : Fronthaul d'un système PmP

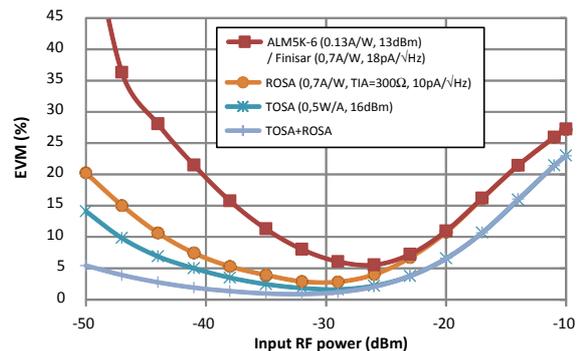


Figure 2 : EVM simulé pour une liaison de gain unitaire à 5,5GHz avec IL=-22dB pour un canal 16QAM IEEE802.11n

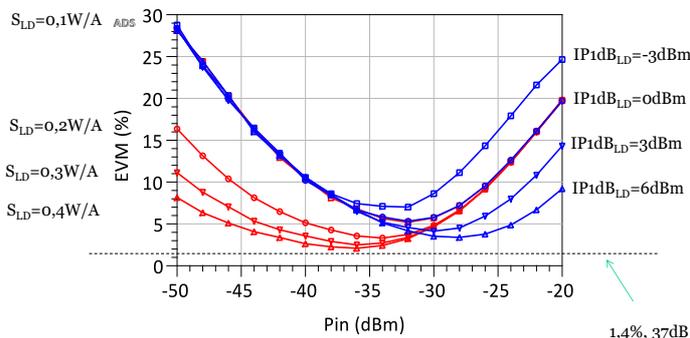


Figure 3 : EVM simulé pour un laser 4GHz pour Fc=5,5GHz et IL=-22dB pour un canal 16QAM IEEE802.11n

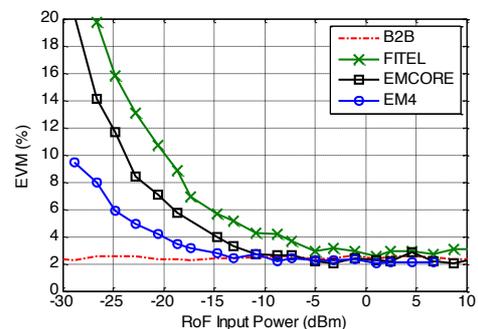


Figure 4 : EVM mesuré pour une liaison élémentaire laser + photorécepteur, avec Fc 4,7GHz, IL=-5dB, IEEE802.11n QPSK

Une étude multi-bandes démontre une dégradation minimale de l'EVM des canaux adjacents en cas de puissances équilibrées des canaux, mais de plus de 5% sur le canal le plus faible dans le cas d'un déséquilibre de 3dB sur l'adjacent et 6dB sur l'adjacent d'ordre 2. La sélection des composants est établie à partir de grandeurs optique-microondes [1] qui permettent de transposer les approches de conception de liaison du domaine microonde vers le domaine optique. Les règles de composition des IP1dB et IP3dB sont proposées au niveau optique-microonde (OM). L'EVM OM du laser ou du photorécepteur est également proposé qui se déduit des performances au niveau composant selon :

$$EVM_{dB}^{OM} \approx 10 \log_{10} \left[ B \cdot 10^{\frac{kT + NF^{OM} - P}{10}} + 10^{\frac{P - IIP3^{OM}}{5}} \right] \quad (1)$$

L'implantation des modèles comportementaux est réalisée en exploitant une non-linéarité en tangente hyperbolique. Les modèles analytiques et comportementaux sont comparés. Un ajustement satisfaisant aux mesures est obtenu. La validité de cette approche et ses limites seront discutées.

### Références :

- [1] C.Viana, "Technologic Development of VCSELs and system integration with SiGe HPT receivers for low cost Radio-over-Fiber applications", Ph.D. dissertation, UPE, ESYCOM, May 2014.



# Journée du Club OCA Nice 10 Juin 2016



## Comparaison de performances d'oscillateurs optoélectroniques couplés à 10 GHz et 30 GHz

V. Auroux<sup>1,2</sup>, A. Fernandez<sup>1,3</sup>, O. Llopis<sup>1</sup>, A. Vouzellaud<sup>2</sup>

<sup>1</sup>LAAS-CNRS, Université de Toulouse, 7 av. du Colonel Roche, 31031, Toulouse

<sup>2</sup>OSAT, 16 av. Didier Daurat, Toulouse

<sup>3</sup>Université de Toulouse, UPS, Toulouse

Le couplage d'un laser à modes verrouillés et d'une boucle oscillante micro-onde, ou oscillateur optoélectronique couplé (COEO), représente une des approches les plus efficaces et les plus compactes pour générer des signaux micro-ondes à haute pureté spectrale par l'optique [1,2]. Dans cette approche, le signal micro-onde est stabilisé par la cavité optique active du laser fibré et bénéficie de coefficients de qualité très élevés (de l'ordre de  $10^6$  à 10 GHz). En contrepartie, le bruit des composants optiques, et en particulier le bruit de l'amplificateur entretenant l'oscillation optique, interviennent directement dans le bruit de phase du signal radio fréquence (RF). D'autre part, comme le coefficient de qualité RF du COEO est déterminé par l'optique (comme dans tous les oscillateurs optoélectroniques), celui-ci doit être d'autant plus grand que la fréquence de fonctionnement RF est élevée. Il est donc intéressant de comparer les performances de différents systèmes basés sur une même cavité optique et générant des signaux dans des gammes de fréquence différentes comme la gamme centimétrique et la gamme millimétrique.

Nous présentons dans cette communication les performances mesurées de deux COEO, l'un à 10 GHz et l'autre à 30 GHz, basés sur des composants identiques au niveau optique et ne différant que vis-à-vis des composants de la boucle d'amplification RF (amplificateur et filtre), ainsi que par le choix de composants optoélectroniques plus rapides (modulateur MZM et photodiode). Le schéma de principe de ces oscillateurs est représenté en Figure 1. La boucle optique (en bleu) utilise une ligne à retard de plus de 200 m qui fixe le coefficient de qualité. Une seconde ligne à retard plus courte (~100 m) est ajoutée dans la boucle hyperfréquence avant la photodiode pour limiter les pics parasites susceptibles d'apparaître aux fréquences correspondant à l'intervalle spectral libre de la cavité optique. Le filtre optique permet de limiter le peigne optique à quelques nanomètres, et assure la stabilité du dispositif. Le filtre hyperfréquence (en vert) est constitué d'un résonateur diélectrique collé sur un support téflon et inséré dans une cavité de cuivre. Enfin, le déphaseur RF permet la synchronisation de l'oscillation hyperfréquence sur l'oscillation optique.

Pour ce type d'oscillateur, le bruit de phase est largement issu des composants amplificateurs, qu'ils soient optiques ou hyperfréquences. Dans le domaine hyperfréquence, la problématique du bruit de phase des amplificateurs est bien connue et on peut se procurer des amplificateurs spécifiés en bruit de phase, du moins à certaines fréquences (c'est le cas à 10 GHz, mais pas à 30 GHz). Dans le domaine optique, l'absence de données sur le bruit de phase ajouté par les amplificateurs optiques nous a conduits à mener une étude spécifique [3] incluant un amplificateur optique à semiconducteur (SOA) et un amplificateur à fibre dopée erbium (EDFA). Cette étude, se basant sur le bruit de phase RF ajouté par l'amplificateur lorsqu'il est inclus dans une liaison optique micro-onde, a permis de montrer que si l'EDFA présente un excellent plancher de bruit loin de la porteuse (ou, ce qui est équivalent, un excellent facteur de bruit RF), le SOA présente un bruit près de la porteuse (bruit en 1/f) plus faible. Au final, c'est donc le SOA qui a été sélectionné pour la réalisation des COEOs.

Les deux COEOs ainsi réalisés permettent l'obtention d'un signal stable et d'excellente pureté spectrale à 10 GHz ou 30 GHz. Le coefficient de qualité de l'oscillateur 10 GHz a été mesuré par perturbation de la phase de boucle à l'aide d'un déphaseur calibré. Il a ainsi été estimé à  $1.9 \cdot 10^6$ , ce qui correspond à un facteur de qualité optique de  $3.5 \cdot 10^{10}$  (la bande à 3 dB étant fixée par l'optique, le rapport entre le coefficient de qualité optique et le coefficient de qualité RF est le rapport des fréquences optique/RF). Les modes parasites sont relativement faibles (grâce à la présence de deux boucles) et ne dépassent pas un niveau de -70 dB sous la porteuse.

La Figure 2 représente la mesure du spectre de bruit de phase pour chacun des deux oscillateurs. La mesure utilise un banc Keysight E5052B basé sur deux références de fréquence internes à très haute pureté spectrale et une technique de corrélation. Ce banc doit être associé au convertisseur de fréquence E5053A pour les mesures au-delà de 7 GHz. Ce convertisseur de fréquence étant lui-même limité à 26.5 GHz, la mesure du COEO 30 GHz ne peut être effectuée directement. Pour la réaliser, nous avons mis en place la configuration préconisée par Keysight basée sur deux mélangeurs externes en guide couvrant la plage 26-40 GHz. Si la mesure de l'OEO 10 GHz ne pose pas de problème vis-à-vis du plancher de bruit de l'appareil, ce n'est pas le cas de l'OEO 30 GHz pour lequel le plancher de bruit est atteint au-delà de 30 kHz environ.

Le bruit de phase mesuré à 10 kHz de fréquence de décalage pour l'OEO 10 GHz est -132 dBc/Hz. Ce même bruit s'accroît à -126 dBc/Hz à 10 kHz pour l'OEO 30 GHz. Même si cette augmentation du bruit reste inférieure au coefficient de multiplication de fréquence ( $20 \log(f_2/f_1)$ ) entre 10 GHz et 30 GHz, on aurait pu s'attendre à une meilleure performance de l'approche COEO à 30 GHz compte tenu de l'augmentation du coefficient de qualité RF. Une étude détaillée des contributions en bruit des divers composants dans le COEO 30 GHz est en cours. On peut suspecter un bruit de phase plus élevé au niveau de l'amplificateur RF, et sans doute également une conversion amplitude-phase plus forte au niveau de la photodiode.

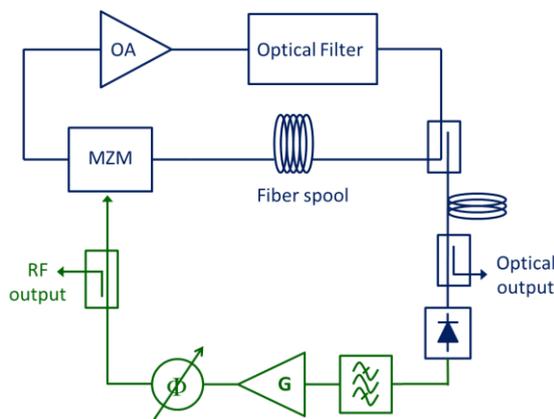


Figure 1 : Topologie des COEO

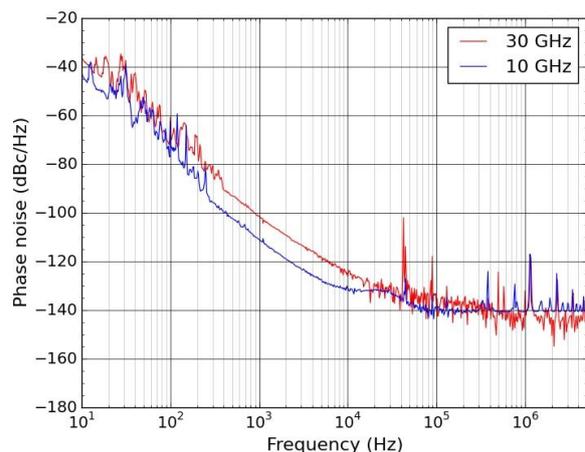


Figure 2 : Bruit de phase mesuré des deux COEO [4]

#### Références :

- [1] X. S. Yao et L. Maleki, "Dual microwave and optical oscillator", *Opt. Lett.*, vol. 22, no 24, p. 1867–1869, 1997.
- [2] N. Yu, E. Salik, et L. Maleki, "Ultralow-noise mode-locked laser with coupled optoelectronic oscillator configuration", *Opt. Lett.*, vol. 30, no 10, p. 1231-1233, mai 2005.
- [3] V. Auroux, A. Fernandez, O. Llopis, P.H. Merrer, A. Vouzellaud, "Microwave phase noise properties of optical links involving small signal and gain saturated optical amplifiers", *Proc. of the European Frequency and Time Forum (EFTF)*, June 2014, Neuchâtel (Suisse), 3p.
- [4] V. Auroux, A. Fernandez, O. Llopis, P. Beaure d'Augères, A. Vouzellaud, "Coupled optoelectronic oscillators: design and performance comparison at 10 GHz and 30 GHz", to be published in *IEEE-IFCS 2016 (Int. Frequency Control Symp.)*, New Orleans (USA), May 2016.

## Conception de lames demi-onde ultra-minces pour les gammes micro-onde et optique

Zahia Kebci<sup>1,2</sup>, Abderrahmane Belkhir<sup>1,2</sup>, Fadi I. Baida<sup>1\*</sup>,

<sup>1</sup>Département d'Optique P.M. Duffieux, Université de Franche-Comté, Besançon, France

<sup>2</sup>Laboratoire de Physique et Chimie Quantique, Faculté des Sciences, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, BP 17 RP, 15000 Tizi-Ouzou, Algérie

E-mail : fadi.baida@femto-st.fr

Dans cette contribution, nous avons conçu par simulation FDTD, des lames demi-onde à doubles cavités en forme de 'C' (figure 1) gravées dans une couche métallique fine et structurées en réseau bi-périodique pour un fonctionnement dans les gammes micro-onde et optique. Le motif élémentaire en forme de 'C' a l'avantage de présenter une transmission exaltée à des longueurs d'ondes très supérieures à celles d'autres structures guidantes telles que les cavités coaxiales, rectangulaires, etc [1]. Cette propriété permettra de faire coïncider la première harmonique du mode fondamental de la grande cavité avec la coupure de la petite tout en s'éloignant de l'anomalie de Rayleigh. Ces deux ondes guidées présentent des indices de réfraction différents et des polarisations perpendiculaires. Ils permettent ainsi de modifier la polarisation de la lumière transmise à travers une anisotropie artificielle induite par la géométrie de la structure.

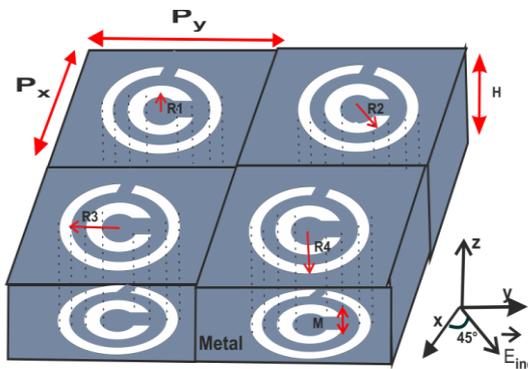


Figure 1. Lame métallique à double ouvertures concentriques en forme de 'C'.

En micro-onde, les résultats des simulations (figure 2-a) montrent que la structure à doubles cavités en forme de 'C' (pour les paramètres géométriques donnés dans la légende de la figure 2) joue le rôle d'une lame demi-onde présentant une biréfringence artificielle de  $\Delta n = 0.98$  accompagnée d'une transmission de 99.38%, et cela pour une longueur d'onde de travail  $\lambda_w = 302.9 \mu\text{m}$  (figure 2-a). Cette lame est beaucoup plus compacte comparativement à celle composée d'ouvertures rectangulaires [2].

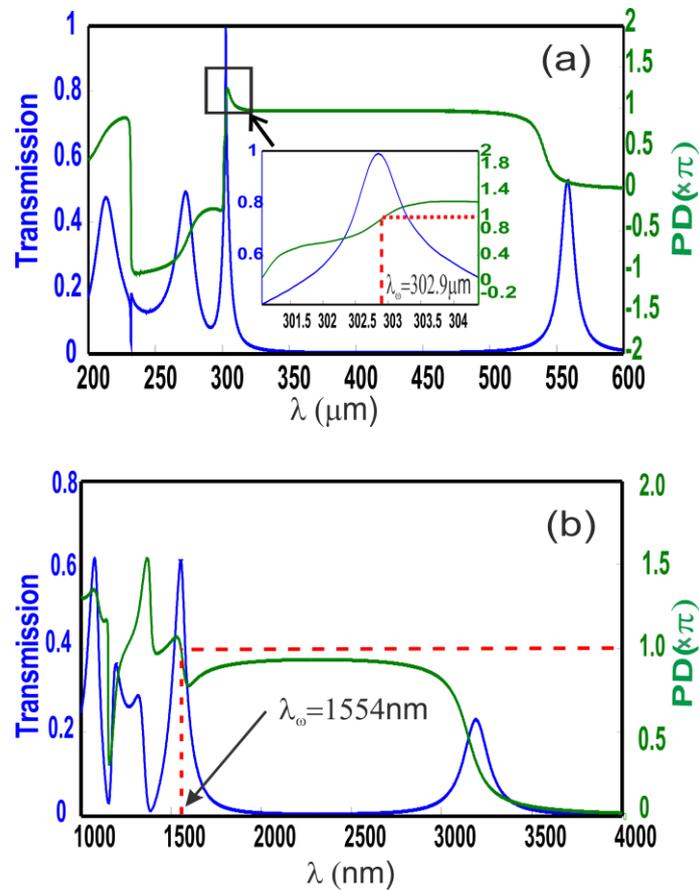


Figure 2. Spectres de transmission (en bleu) à travers une lame métallique à doubles cavités en forme de 'C' et différence de phase DP (en vert) entre les deux composantes orthogonales du champ électrique transmis. (a) Dans la gamme micro-onde on a :  $R_1=18\mu\text{m}$ ,  $R_2=32\mu\text{m}$ ,  $R_3=38\mu\text{m}$ ,  $R_4=50\mu\text{m}$ ,  $M=12\mu\text{m}$  et  $H=155 \mu\text{m}$ . (b) Dans la gamme optique on a :  $R_1=50\text{nm}$ ,  $R_2=100\text{nm}$ ,  $R_3=150\text{nm}$ ,  $R_4=200\text{nm}$ ,  $M=50\text{nm}$  et  $H=510\text{nm}$  (voir figure 1 pour la définition des paramètres).

Dans la gamme optique, les paramètres géométriques de la structure en argent et déposée sur un substrat plan de verre, sont ajustés pour avoir un fonctionnement à  $\lambda_w = 1554\text{nm}$ . La dispersion dans la gamme optique de l'argent ( $\epsilon=\epsilon(\omega)$ ) est prise en compte à travers un modèle de Drude à deux points critiques, incorporé à l'algorithme FDTD. Cette lame demi-onde présente une biréfringence induite artificiellement de  $\Delta n=1.52$  accompagnée d'une transmission de l'ordre de 60%.

#### Références :

- [1] J. W. Lee, M. A. Seo, D. S. Kim, J. H. Kang, and Q-Han Park: Polarization dependent transmission through asymmetric C-shaped holes, Appl Phys Lett, 94, 081102, 2009.
- [2] F. I. Baida, M. Boutria, R. Oussaid, and D. Van Labeke: Enhanced-transmission metamaterials as anisotropic plates, Physcal Review B, 84, 035107, 2011.

## Utilisation conjointe d'une réduction de PAPR via une loi $\mu$ et d'un modèle comportemental pour la linéarisation d'un transmetteur optique

Mohamad Younes<sup>1,2</sup>, Stéphane Azou<sup>2</sup>, Noël Tanguy<sup>1</sup>, Mihai Telescu<sup>1</sup>, Pascal Morel<sup>2</sup>, Cherif Diouf<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Université de Bretagne Occidentale / CNRS UMR 6285 Lab-STICC, Brest, France

<sup>2</sup> École Nationale d'Ingénieurs de Brest / CNRS UMR 6285 Lab-STICC, Brest, France

[Mohamad.Younes@univ-brest.fr](mailto:Mohamad.Younes@univ-brest.fr)

Dans cette communication, nous étudions quelques techniques de traitement numérique du signal visant à compenser les effets non-linéaires inhérents à la modulation optique ou à l'amplification, réalisée à l'aide d'un amplificateur à semi-conducteurs (SOA), au sein d'un transmetteur CO-OFDM [1]. Deux approches complémentaires sont considérées en particulier : la réduction du facteur de crête<sup>1</sup> et la linéarisation par une pré-distorsion numérique en bande de base (figure 1). La réduction de PAPR est un moyen classique de réduire l'impact de non-linéarités dans les systèmes télécoms; nous explorons ici l'intérêt de la transformée non-linéaire de type loi  $\mu$  [2], constituant une solution de référence dans la littérature. Nous montrons alors qu'une linéarisation des propriétés dynamiques du transmetteur [3], en complément de la réduction de PAPR, offre de meilleures performances.

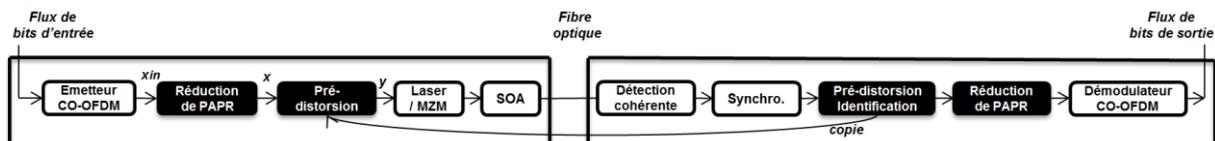


Figure 1. Système CO-OFDM basé sur une co-simulation Matlab/ADS, incluant une réduction de PAPR et une pré-distorsion.

Le principe général d'une réduction de PAPR à l'aide de transformées non-linéaires consiste à modifier l'amplitude des échantillons originaux  $x_{in}(n)$  en bande de base à l'aide d'une fonction particulière  $h(\cdot)$  permettant de corriger les propriétés dynamiques du signal; les pics de puissance inhérents aux signaux multi-porteuses sont en particulier atténués. Le signal résultant est alors converti sous forme analogique. Au récepteur, le signal bruité reçu subit alors la transformée inverse pour retrouver  $x_{in}(n)$  plus un terme de bruit. La fonction caractéristique de la loi  $\mu$ , non détaillée ici, ne dépend que d'un seul paramètre clé  $\mu$ , facilement ajustable, pour contrôler l'écrêtage de signal.

Un bloc de pré-distorsion peut aussi être mis en œuvre afin d'inverser les effets non-linéaires agissant en aval (du niveau modulateur optique, puis du SOA), en absence de la réduction de PAPR. En sortie du bloc de pré-distorsion, nous avons alors le signal  $y(n) = G(|x(n)|).x(n)$ , où  $G(|x(n)|)$  désigne le gain complexe instantané de compensation, selon un modèle polynomial, et  $x(n)$  étant le signal en sortie du bloc de réduction de PAPR. Cette solution peut être étendue en rajoutant au modèle polynomial statique d'ordre  $P$  un filtre à réponse impulsionnelle finie<sup>2</sup> d'ordre  $M$  en parallèle.

Une séquence d'apprentissage est dédiée à l'identification des coefficients de ce bloc de linéarisation, qui utilisé seul présente l'inconvénient d'augmenter les pics de puissance instantanée.

Pour illustrer la contribution des deux blocs de réduction de PAPR et de linéarisation, séparément ou de façon combinée, nous nous focalisons sur le cas d'une transmission QPSK/OFDM de bande 5 GHz avec 128 ou 512 sous-porteuses. Un ordre  $P = 5$  et une profondeur mémoire  $M = 2$  s'avèrent pertinents pour étudier les performances. La figure 2 montre les résultats obtenus, en termes d'EVM en fonction de la puissance d'entrée ( $P_{in}$ ) du SOA, pour divers traitements : absence de réduction de PAPR et de linéarisation (système conventionnel), avec réduction de PAPR via une loi  $\mu$ , avec une linéarisation via le STATIC//FIR (SPF) et avec combinaison de la loi  $\mu$  et de la pré-distorsion via SPF.

<sup>1</sup> Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)

<sup>2</sup> Finite Impulse Response (FIR)

Il peut être clairement observé qu'une utilisation conjointe de réduction de PAPR et d'une linéarisation offre un gain de performance appréciable. Les effets non-linéaires se comportent plus fortement en fonction du nombre de sous-porteuses, pour des puissances  $P_{in}$  élevées (figure (2)).

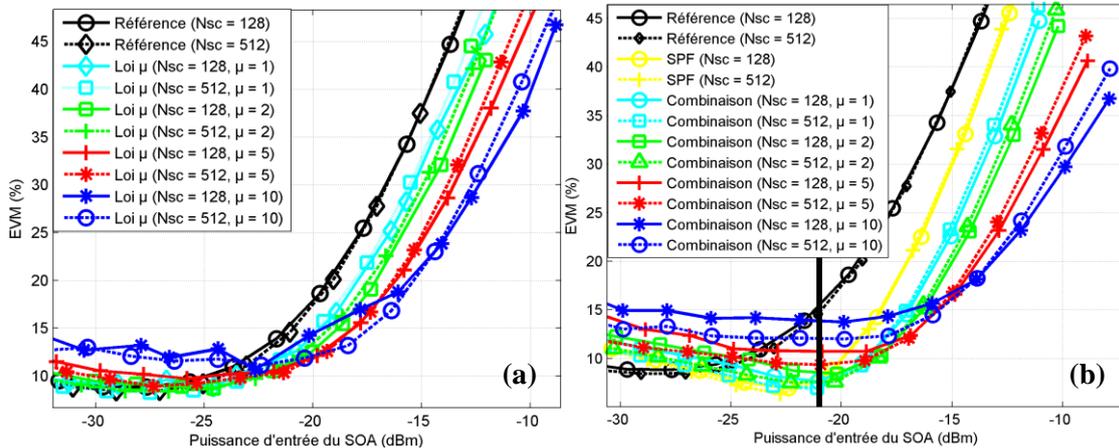


Figure 2 : Effets de  $\mu$  et de Nsc (a) en présence du bloc de réduction de PAPR, sans pré-distorsion (b) en présence de la combinaison pré-distorsion/réduction de PAPR, pour  $P_{ref} = -21$  dBm

La figure 3 montre l'influence de la puissance injectée dans l'amplificateur et de la puissance d'identification ( $P_{ref}$ ) sur les performances de la combinaison entre le pré-distorseur (SPF) et la réduction de PAPR (pour  $\mu = 5$ ). L'utilisation conjointe des deux approches réalise alors un compromis tout à fait intéressant, permettant d'élargir la plage de fonctionnement du transmetteur.

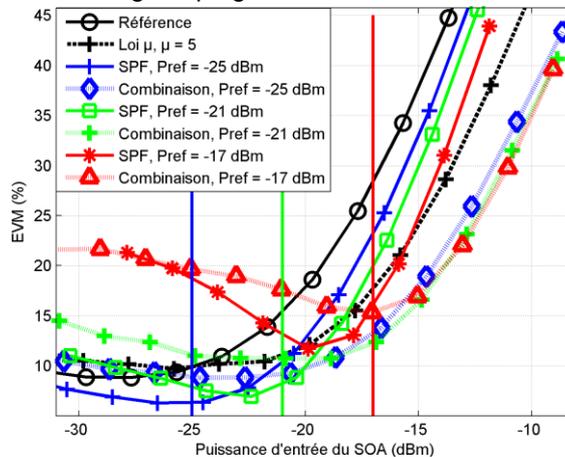


Figure 3 : Effets de  $P_{ref}$  sur les performances de la combinaison (SPF et loi  $\mu$ ), pour  $\mu = 5$  et Nsc = 128

La compensation d'effets non-linéaires pour un transmetteur OFDM optique cohérent a été étudiée dans ce travail. Nous avons montré l'intérêt d'un ajustement des propriétés dynamiques des signaux en bande de base en jouant à la fois sur la réduction de facteur de crête via une loi  $\mu$  et sur la linéarisation des caractéristiques de l'émetteur. Ce travail sera poursuivi par une étude expérimentale, en considérant d'autres modèles comportementaux que la solution SPF pour linéariser le dispositif et d'autres techniques de réduction de PAPR.

#### Références :

- [1] N. Cvijetic, "OFDM for Next-Generation Optical Access Networks," J. Lightw. Technol., vol. 30, no. 4, feb. 2012.
- [2] S. Azou, S. Bejan, P. Morel, A. Sharaiha, "Performance Improvement of a SOA-based Coherent Optical-OFDM Transmission System via Nonlinear Companding Transforms", Optics Comm., vol. 336, 2015.
- [3] L. Guan, A. Zhu, "Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers", IEEE Microw. Mag., nov./dec. 2014.

## Architecture des terminaux optiques pour la communication à travers l'atmosphère

ELAYOUBI Karim <sup>1</sup>

SAINT ANTONIN Laurent <sup>1</sup>

RISSONS Angélique <sup>2</sup>, LACAN Jérôme <sup>2</sup>

<sup>1</sup> IRT SAINT EXUPERY, 118 Route De Narbonne 31432 Toulouse

<sup>2</sup> ISAE-SUPAERO, 10 Avenue Edouard Belin, 31055 Toulouse

Les liaisons optiques entre satellites et stations sol subissent des perturbations dues à la traversée du faisceau laser dans l'atmosphère. Bien que les expérimentations aient démontré la faisabilité de ce type de liaisons optiques [1] [4], des travaux de recherche sont encore nécessaires pour identifier les solutions techniques adaptées aux contraintes spécifiques que rencontrent ces liaisons à haut débit (jusqu'à 1 Tbits/sec pour les applications télécom) pour en assurer le niveau de performances requis. Des avant-projets de démonstrations en vol à l'horizon 2020 commencent à être proposés [2] [3].

L'architecture des terminaux optiques à utiliser dans le cadre des communications optiques en espace libre nécessite une étude complète et précise pour répondre à la demande de l'augmentation du débit d'information. Une chaîne de communication optique peut se décomposer en trois éléments : un émetteur optique transformant l'information que nous voulons transporter en signal optique, un canal de propagation qui change en fonction du domaine d'application et un récepteur composé essentiellement d'un photo détecteur. La modulation utilisée peut être en amplitude (OOK RZ et OOK NRZ) ou en phase (PSK, QPSK et DQPSK). Des amplificateurs de type EDFA sont nécessaires pour l'amplification du signal notamment au niveau de la pré-détection ou encore avant le démultiplexage pour les architectures de type WDM.

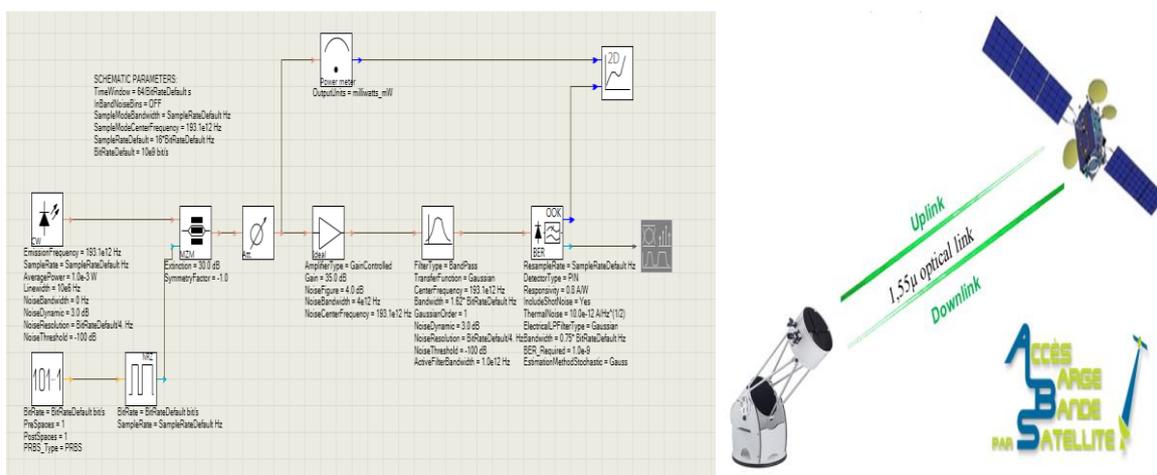


Figure 1. Exemples de liaison optique entre satellites et stations sol sous VPITransmission.

Les travaux de recherches menés dans le cadre de cette étude consistent à développer des architectures des terminaux optiques sous le simulateur de VPITransmission. La génération des



# Journée du Club OCA Nice 10 Juin 2016



différents formats de modulations optiques, l'étude du bruit de l'émetteur, l'intégration des perturbations atmosphériques et la comparaison des différentes méthodes de détection (directe, cohérente, ...) et les codes correcteur d'erreurs font l'objet de simulations et fournissent autant de résultats. Des liaisons avec des débits allant de 10 Gbps à 40 Gbps sont simulées et comparées selon des critères de performance basés sur le taux d'erreur binaire (TEB) et la sensibilité spectrale.

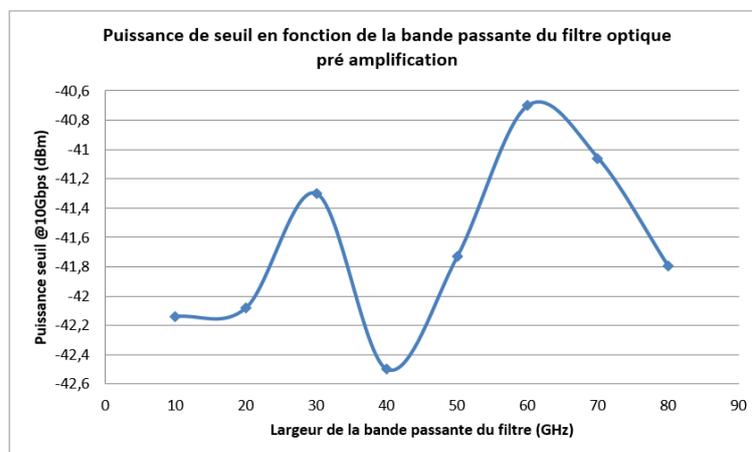


Figure 2. Evolution de la puissance de seuil en fonction de la largeur du filtre optique.  
(NRZ OOK @10Gbps)

De plus, cette étude porte également sur l'optimisation du filtrage optique en termes de performances de communication. Il s'agit notamment de prendre en compte les besoins d'efficacité spectrale maximale pour accroître le débit par multiplexage en longueur d'onde (WDM), ou encore la contrainte introduite par la présence éventuelle d'effet Doppler.

Un code correcteur d'erreurs, est souvent mis en œuvre pour corriger les erreurs à la réception, et améliorer des taux d'erreur aussi élevés que  $10^{-4}$  ou  $10^{-3}$ . Pour pouvoir modéliser les performances de ces codes, il est plus intéressant d'exprimer les résultats en termes d'information mutuelle plutôt qu'en termes de TEB. Cette métrique permettra d'évaluer plus précisément la probabilité d'erreur de chaque paquet d'information.

## Références :

- [1] M.-T. Velluet, N. Védrenne, G. Artaud, and F. Lacoste, "DOSSIER Télécommunications optiques spatiales," *Photoniques* 73 (2014), pp. 34–38.
- [2] O. Vidal, B. Roy, S. Dimitrov, R. Barrios, D. Giggenbach, and A. Le Kernec, "NEXT GENERATION HIGH THROUGHPUT SATELLITE SYSTEM BASED ON OPTICAL FEEDER LINKS." *Ka and Broadband Communications, Navigation and Earth Observation Conference 2014, Bologna (Italie)* <http://elib.dlr.de/99359/>
- [3] N. Karafolas, Z. Sodnik, J. M. P. Armengol, and I. Mckenzie, "Optical communications in space," *2009 Int. Conf. Opt. Netw. Des. Model.*, 2009.
- [4] T. Yoshihisa and T. Morio, "6 Other Space Laser Experiments 6-1 Other Demonstrations on Space Laser Commu- nication," pp. 145–148, 1994.

## Asservissement de deux lasers séparés d'une fréquence micro-onde sur un interféromètre à fibre

F. Audo, J.P. Coulon, F. Kéfélian

Laboratoire ARTEMIS, Observatoire de la Côte d'Azur & Université Côte d'Azur & CNRS, Bd de l'Observatoire CS34229, 06304 Nice Cedex 4, France

Grâce aux très faibles pertes des fibres optiques, il est possible de réaliser des interféromètres de très grand désaccord de bras compacts, robustes, légers et peu coûteux. De plus, ces interféromètres ont démontré un grand potentiel en termes de stabilité [1] particulièrement intéressant dans le domaine de la métrologie de fréquence laser.

L'asservissement de la fréquence d'un laser sur un interféromètre fibré de type Michelson ou Mach-Zehnder est généralement réalisé grâce à une méthode hétérodyne de détection du signal d'erreur mise en œuvre grâce à un décaleur de fréquence acousto-optique inséré dans un des bras de l'interféromètre. Or, lorsque l'on souhaite asservir simultanément plusieurs lasers sur un même interféromètre, cette méthode pose le problème de la séparation des signaux d'erreurs. Lorsque les deux lasers sont suffisamment séparés en longueur d'onde une séparation par filtrage spectral est possible. L'utilisation de deux polarisations orthogonales dans un interféromètre à maintien de polarisation peut être également envisagée. Néanmoins ces méthodes sont restrictives et possèdent un taux d'isolation des signaux d'erreur limités.

Nous présentons ici les résultats de la mise en œuvre d'une méthode permettant d'asservir simultanément plusieurs lasers sur un même interféromètre utilisable notamment pour des lasers séparés d'une fréquence micro-onde. Cette méthode repose sur l'utilisation de la technique Pound-Drever-Hall [2] qui est très largement utilisée pour l'asservissement sur les cavités Fabry-Perot.

Le dispositif expérimental est présenté sur la figure 1.

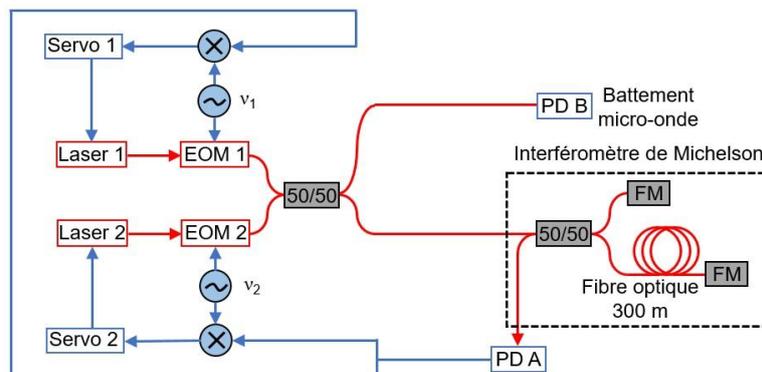


Figure 1. Schéma de l'asservissement simultané de deux diodes lasers sur un interféromètre de Michelson à fibre (EOM : modulateur électro-optique, PD : photo-détecteur, FM : miroir de Faraday).

Les deux lasers sont des diodes lasers bas bruit (modèle ORION), émettant autour de 1542 nm et séparés de 20 GHz. La sortie de chacun des lasers est modulée en phase par un modulateur électro-optique fibré (EOM) alimenté par un signal RF de fréquence différente ( $v_1=14$  MHz et  $v_2=34$  MHz). Les deux signaux lasers sont ensuite combinés dans un coupleur optique 50/50 et envoyés dans l'interféromètre. Le long bras de l'interféromètre a une longueur de 300 m. Un photo-détecteur à montage transimpédance bas bruit (PD A) est placé à la sortie de l'interféromètre. Le signal d'erreur est généré par démodulation du signal RF issu du photodétecteur et est envoyé dans la chaîne d'asservissement. Un second photo-détecteur (PD B) recueille le signal de battement micro-onde.

Nous présentons dans la figure 2 le spectre du bruit d'asservissement et le spectre du signal de correction convertis en bruit de fréquence, pour chacune des deux diodes lasers (numérotées 1 et 2 sur les figures).

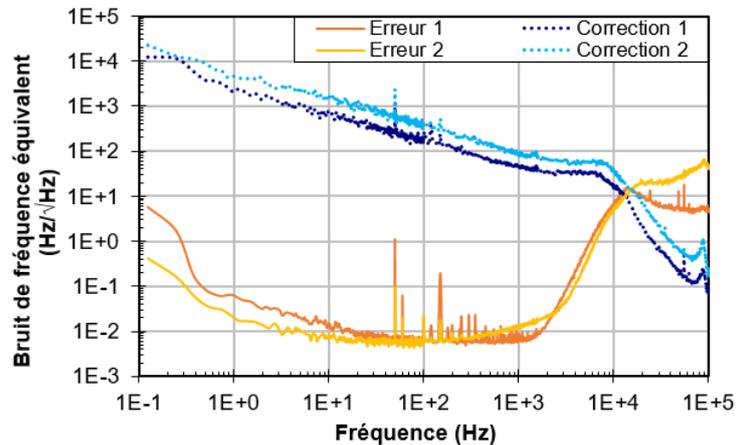


Figure 2. Spectres des signaux d'erreur et de correction convertis en bruit de fréquence pour chaque laser.

Nous devons noter que, à l'heure actuelle, nous ne pouvons agir uniquement que sur la voie lente de modulation FM des lasers, limitée à 10 kHz. Toutefois, grâce à quatre étages intégrateurs nous observons que la boucle d'asservissement permet d'atteindre un plancher de bruit de  $5 \cdot 10^{-3} \text{ Hz/Hz}^{1/2}$  sur la plage [2 Hz – 500 Hz]. Enfin, chacun des lasers peut être asservi automatiquement sans perturber l'asservissement de l'autre.

#### Références :

- [1] F. Kéfélian, H. Jiang, P. Lemonde, and G. Santarelli, "Ultralow-frequency-noise stabilization of a laser by locking to an optical fiber-delay line," *Opt. Lett.*, vol. 34, pp. 914-916, 2009
- [2] R.W.P Drever, J.L. Hall, F.V. Kowalski, J. Hough, G.M. Ford, and al., "Laser phase and frequency stabilization using an optical resonator," *Appl. Phys B*, vol. 31, pp. 97-101, 1983.

## Etude et simulation de liaison opto-hyperfréquence à modulation de phase / fréquence large bande

Wosen Kassa\*, Salim Faci\*, Anne-Laure Billabert\*, Catherine Algani\*, Loïc Ménager\*\*, Stéphane Formont\*\*

\*ESYCOM 292, rue Saint-Martin, 75141 Paris Cédex 03

\*\*Thales Systèmes Aéroportés, 2 avenue Gay Lussac, 78851 Elancourt Cédex

La technologie optique est déployée dans les systèmes radars depuis plusieurs années permettant un fort gain en poids/volume et une immunité aux interférences électromagnétiques, pour des applications comme la distribution de signaux de type oscillateurs locaux. Ces liaisons fibrées reposent sur le principe de la modulation d'intensité et détection directe (IM-DD), et plus particulièrement sur une modulation directe en amplitude du laser et une détection quadratique du signal optique.

Or, pour les applications de surveillance du spectre électromagnétique, les signaux étudiés ont pour caractéristique d'être large bande. La modulation directe présente des limites de bande passante pour des fréquences de la bande Ku (>10GHz) d'où une préférence pour une modulation externe. La dynamique du système représenté par le rapport des amplitudes maximale et minimale des signaux à transmettre est un second critère important. Des systèmes à large dynamique sont nécessaires. C'est pourquoi, il paraît intéressant d'étudier des liaisons à modulation de phase/fréquence pour la transmission ou la réception par voie optique de signaux large bande.

Des résultats de simulation d'une liaison opto-hyperfréquence à modulation de phase et détection directe (MP-DD) développés à ESYCOM en collaboration avec Thales Systèmes Aéroportés seront présentés et comparés à ceux obtenus avec une modulation d'intensité et détection directe (MI-DD). Les éléments utilisés dans ces liaisons sont une diode laser de type DFB (Distributed Feedback), un modulateur Mach-Zehnder (MZM), un modulateur de phase, un discriminateur de fréquence (filtre optique) et un étage de détection. Les performances de la liaison opto-hyperfréquence à modulation de phase sont déterminées pour un filtre optique de type interféromètre Mach-Zehnder. De plus, ces performances sont parallèlement comparées à la théorie afin de valider la méthode de simulation.

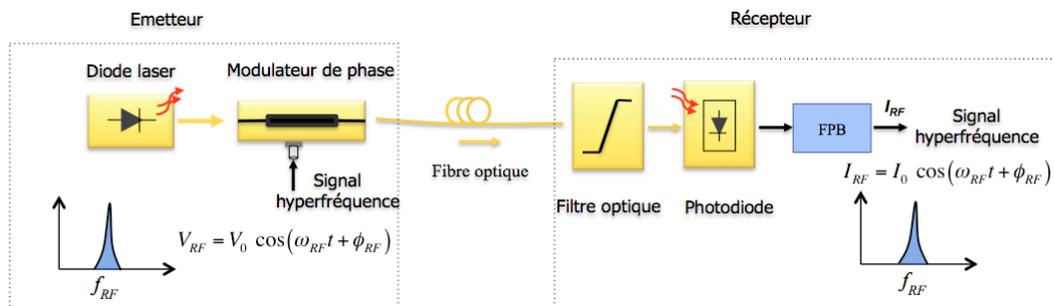


Figure 1. Liaison à modulation de phase et détection directe

La figure 1 présente la liaison simulée à modulation de phase et détection directe. Le laser est de type DFB caractérisé par sa largeur spectrale à mi-hauteur  $\Delta\nu$  de 200 kHz, son efficacité de 0,34 W/A, et son bruit RIN (Relative Intensity Noise) de valeur maximale de -150dB/Hz. Le modulateur de phase est un modulateur électro-optique caractérisé par une tension demi-onde  $V_{\pi}$  de 6V. La fibre optique est monomode et est caractérisée par une atténuation de 0,2 dB/km et une dispersion chromatique de 17 ps/(km.nm) à la longueur d'onde de 1,55 $\mu$ m. Le discriminateur de fréquence permet de convertir la modulation de phase en une modulation d'intensité qui est ensuite détectée par une photodiode. La réponse fréquentielle du discriminateur dépend du retard entre les deux bras de l'interféromètre et présente une périodicité en fréquence appelée FSR (Free Spectral Range).

Le gain petit signal de la liaison est représenté sur la Figure 2 pour trois valeurs de FSR. Pour une valeur de FSR de 10 GHz, des maxima et minima de gain se répètent respectivement à cette valeur comme décrit par l'expression de la puissance à la fréquence fondamentale (Equation 1) :

$$P_{RF} = I_{dc}^2 J_1^2 \left( \frac{2\pi V_{RF}}{V_{\pi}} \sin \left( \frac{\omega_{RF} \tau}{2} \right) \right) R_L \quad \text{Eq.1}$$

Pour les autres valeurs, la plage de fréquence affichée ne permet pas d'observer ces répétitions. Par conséquent, la bande passante de la liaison PM avec le MZI est étroitement liée au FSR. On remarque aussi une décroissance des maxima de gain à cause de la réponse de la photodiode.

Comparé à une liaison IM-DD, le gain petit signal de la liaison PM-DD est supérieur d'environ 16dB pour un FSR de 10 GHz et pour le premier maximum. Pour les autres FSR, le gain de la liaison PM-DD est inférieur à celui de la liaison IM-DD pour les forts FSR.

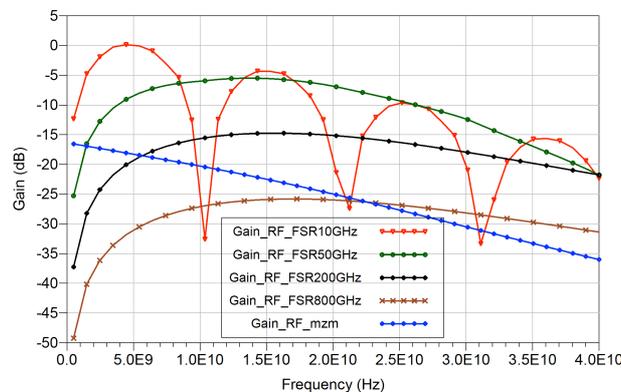


Figure 2. Gain de la liaison PM-DD en fonction de la fréquence de modulation.

Le bruit dans une liaison FM/PM-DD possède une composante supplémentaire par rapport à une liaison IM-DD. Cette composante est liée à la conversion par le discriminateur de fréquence du bruit de phase en un bruit d'amplitude. Ce bruit additionnel dépend de la largeur spectrale du laser et de la fréquence du signal RF. L'analyse du bruit par simulation d'enveloppe a permis de mettre en évidence cette conversion du bruit de phase de la diode laser.

Après analyse en gain, bruit et non linéarité des résultats de simulation, nous pouvons conclure que les performances analogiques de la liaison PM-DD dépendent essentiellement du discriminateur de fréquence. Ces performances peuvent être similaires à celles d'une liaison à modulation d'intensité lorsque les modulateurs ont des caractéristiques proches. Cependant, il est nécessaire d'utiliser un discriminateur optique présentant une meilleure réponse fréquentielle afin d'améliorer les performances de la liaison PM-DD. D'autre part, le bruit du laser est aussi un paramètre limitatif et le choix d'un laser avec une faible largeur à mi-hauteur donnera de meilleurs résultats.

#### Références :

- [1] M. Chtioui et al. «Analog microwave photonic link based on a high power directly modulated laser, a high power photodiode and passive impedance matching», MWP 2012.
- [2] C. Cox. «Limits on the performance of RF-Over fiber links and their impact on device design» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 54.2 (2006): 906-920.
- [3] V. J. Urick, F. Bucholtz, J.D.McKinney, P.S.Devgan, A.L.Campillo, J.L.Dexter, K.J.Williams, « Long-Haul Analog Photonics», *JLT*, Vol. 29, N°8, April 15, 2011
- [4] J.M.Wyrwas, M.C.Wu, « Dynamic range of frequency modulated direct-detection analog fiber optic links », *JLT*, Vol.27, N°24, december 15, 2009.
- [5] R.W.Ridgway, L.Dohrman, J.A.Conway, « Microwave photonics programs at DARPA », *JLT*, Vol. 32, N°20, october 15, 2004.



**Journée du Club  
OCA  
Nice  
10 Juin 2016**



## **Analyse de données pour DOMINO – Communication Laser entre SOTA, à bord du satellite Socrates, et la station optique au sol MeO.**

D-H. Phung<sup>1</sup>, E.Samain<sup>1</sup>, N. Maurice<sup>1</sup>, D. Albanese<sup>1</sup>, H. Mariey<sup>1</sup>, M. Aimar<sup>1</sup>,  
G.M. Lagarde<sup>1</sup>, G. Artaud<sup>2</sup>, J-L. Issler<sup>2</sup>, N. Vedrenne<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Geoazur, UNICE, OCA and CNRS, 2130 r. Observatoire, 06460 Caussols

<sup>2</sup>CNES, French Space Agency, 18 av. Edouard Belin, 31400 Toulouse

<sup>3</sup>ONERA, The French Aerospace Lab, 92322 Châtillon cedex

mail: [Duy-Ha.PHUNG@geoazur.unice.fr](mailto:Duy-Ha.PHUNG@geoazur.unice.fr), [Etienne.SAMAIN@geoazur.unice.fr](mailto:Etienne.SAMAIN@geoazur.unice.fr)

Une première démonstration de communication optique a été établie durant l'été 2015 entre le terminal optique spatial SOTA, embarqué sur le satellite du NICT (National Institute of Information and Communication) et la station MeO (Métrologie Optique) basée sur le site instrumenté de l'observatoire de la Côte d'azur. Cette expérience, dénommée DOMINO (Démonstrateur Optique pour les transmissions haut débit en Orbite), a été développée dans le cadre d'un accord passé entre le NICT et le CNES et conduit en collaboration avec le CNES, l'ONERA, Thales Alenia Space et Airbus DS. Le poster présentera quelques résultats d'analyse de données de télécom et de fluctuation de puissance optique pour les liens en succès de Juin à Octobre 2015 entre SOTA et la station MeO. Des irradiances de 190 nW/m<sup>2</sup> et 430 nW/m<sup>2</sup> ont été détectées pour le lien télécom descendant de 1549 nm et 976 nm à l'élévation de 35° de satellite. Les spectres de fluctuations de la puissance optique mesurée à MeO pour différentes élévations de satellite et pour différents diamètres de la pupille du télescope seront présentés. Le poster présentera aussi la première détermination de fluctuations de puissance optique causées par des erreurs de pointage (à cause des vibrations des télescopes du satellite et de la station au sol) et causées par la turbulence atmosphérique. L'analyse de bilan de liaison pour les liens descendant et montant sera affichée, les estimations théoriques collent bien avec les niveaux de puissance optique mesurés. Les formes du signal télécom et le calcul de taux de bits d'erreur (TEB) des liens de 1549 nm et 976 nm seront aussi présentés à différents diamètres de la pupille du télescope MeO. Le lien télécom est sans erreur avec la pleine pupille de MeO de 1.5 m, et quasiment en bonne condition avec une sous-pupille de 0.4 m.

### **Mots clés :**

Communication laser, communication de satellite, MeO, SOTA, DOMINO, Socrates.

## INDEX DES AUTEURS

- Aimar Mourad, 15, 35  
Albanese Dominique, 35  
Alexandre Christophe, 5, 16  
Algani Catherine, 21, 33  
Artaud Géraldine, 15, 35  
Audo Frédéric, 31  
Auroux Vincent, 23  
Azāna José, 7  
Azou Stéphane, 19, 27  
Azouigui Sheherazade, 16  
Baida Fadi, 18, 25  
Baili Ghaya, 11  
Belkhir Abderrahmane, 18, 25  
Berger Perrine, 11  
Besnard Pascal, 13  
Billabert Anne-Laure, 21, 33  
Bouchand Romain, 5  
Bretenaker Fabien, 11  
Coronel Juan, 8  
Coulon Jean-Pierre, 31  
Crozatier Vincent, 11  
Daniele Nicolodi, 5  
Datta Shubhashish, 5  
Diouf Cherif, 19, 27  
Dolfi Daniel, 11  
Elayoubi Karim, 29  
Faci Salim, 21, 33  
Fernandez Arnaud, 23  
Formont Stephane, 33  
Fresnel Schadrac, 13  
Giunta Michele, 5  
Goldfarb Fabienne, 11  
Guillet De Chatellus Hugues, 7  
Guillory Joffray, 16  
Hänsel Wolfgang, 5  
Holzwarth Ronald, 5  
Issler Jean-Luc, 15, 35  
Joshi Abhay, 5  
Kéfélian Fabien, 31  
Kassa Wosen, 33  
Kebci Zahia, 18, 25  
Lacan Jérôme, 29  
La Rochelle Sophie, 13  
Le Brouster Dominique, 21  
Le Coq Yann, 5  
Le Diraison Emmanuel, 21  
Lelièvre Oriane, 11  
Lezius Matthias, 5  
Llopis Olivier, 11, 23  
Lours Michel, 5  
Ménager Loïc, 33  
Magne François, 21  
Mariey Hervé, 15, 35  
Martinot-Lagarde Grégoire, 15, 35  
Maurice Nicolas, 15, 35  
Morel Pascal, 19, 27  
Morvan Loïc, 11  
Pareige Christelle, 13  
Phung Duy-Ha, 15, 35  
Pillet Grégoire, 11  
Polleux Jean-Luc, 21  
Rissons Angélique, 8, 29  
Romero Cortès Luis, 7  
Saint Antonin Laurent, 29  
Samain Etienne, 15, 35  
Santarelli Giorgio, 5  
Tanguy Noël, 19, 27  
Telescu Mihai, 19, 27  
Todkar Shreedhar, 21  
Trebaol Stéphane, 13  
Tremblin Pierre-Alain, 5  
Truong Daniel, 16  
Varón Margarita, 8  
Vedrenne Nicolas, 15, 35  
Viana Carlos, 21  
Vouzellaud Alexandre, 23  
Wallerand Jean-Pierre, 16  
Xie Xiaopeng, 5  
Younes Mohamad, 19, 27



