







RECUEIL DES COMMUNICATIONS









JCOM 2017

LIMOGES

3 Juillet 2017



Date: Lundi, 03.07.2017

	14,00.01.2011
8:00	JCOM Acc: Accueil et inscription des exposants et participants
- 9:45	
9:45	JCOM Intro: Introduction - Actualités
- 10:15	Salle: amphi 400 A Présidence: Anne Laure Billabert
10:15	JCOM Inv 1: Conférence J.SOMBRIN (invité)
-	Salle: amphi 400 A
10:45	Les équipements optiques dans les futures charges utiles hyperfréquences des satellites
	J. Sombrin ¹¹⁴ ¹ TéSA (Toulouse), France; ² Labex Sigma-Lim (Limoges), France; jacques.sombrin@tesa.prd.fr Depuis les années 2000, la capacité des satellites de télécommunications a augmenté rapidement, passant de quelques Gb/s à plus de 100 Gb/s. La prochaine génération vise une capacité de 1Tb/s. Par ailleurs, une plus grande flexibilité est demandée par les opérateurs afin d'augmenter aussi la capacité réellement utilisée. L'architecture de ces futures charges utiles en comprendra des équipement optiques et numériques. Les liaisons de connexion utiliseront éventuellement l'optique en espace libre
10:45	JCOM P/E 1: Session 1 posters et exposants
- 11:30	
11:30	JCOM 01: Session orale 1
-	Salle: amphi 400 A 11:30 - 11:45
12.00	Génération photonique de signaux arbitraires à partir d'un laser continu
	<u>C. Schnebelin^{1,2}, H. Guillet de Chatellus^{1,2}</u>
	¹ Univ. Grenoble Alpes, LIPHY, F-38000 Grenoble, France; ² CNRS, LIPHY, F-38000 Grenoble, France; come.schnebelin@univ-grenoble-alpes.fr
	L'utilisation de systèmes photoniques, pour la génération de signaux arbitraires, a démontré de nombreux avantages par rapport aux systèmes électroniques : une plus grande bande-passante, moins de fluctuations temporelles, une consommation énergétique réduite Nous démontrons ici la réalisation d'un système basé sur une boucle à décalage de fréquence, permettant de générer des signaux arbitraires avec un large spectre (> 20 GHz) et de grands produits temps bande-passante (PTBP > 100), sans utiliser de laser à mode-bloqué.
	11:45 - 12:00
	Génération de porteuse opto-RF ultra-pure par laser Bi-fréquence Brillouin fibré
	<u>G. Danion¹</u> , F. Ludovic ¹ , D. Bacquet ² , G. Pillet ³ , S. Molin ³ , L. Morvan ³ , G. Ducournau ⁴ , M. Vallet ¹ , P. Szriftgiser ² , M. Alouini ¹
	¹ Departement Optique et Photonique, UMR FOTON, France; ² Laboratoire PHLAM, UMR 8523 Univ. Lille 1; ³ Thales Research and Technology¬ France, 1 avenue Augustin Fresnel F-91127 Palaiseau; ⁴ IEMN, UMR 8520 Univ. Lille 1-CNRS, 59652 Villeneuve d'Ascq.; <u>gwennael.danion@univ-rennes1.fr</u> Nous présentons une nouvelle méthode de stabilisation d'un laser Brillouin bifréquence fibré de faible largeur de raie dont la pompe est non résonante pour la cavité fibrée. Les sauts de mode sont supprimés au moyen d'une boucle à verrouillage de phase qui verrouille l'écart en fréquences à 1,55 µm, d'un laser Brillouin fibré de 110 m de long, est démontrée, avec une largeur de raie optique inférieure 50 Hz.
	12:00 - 12:15
	Oscillateur optoélectronique couplé bas bruit de phase à 10 GHz <u>O. Lelièvre</u> ¹ , V. Crozatier ¹ , G. Baili ¹ , L. Morvan ¹ , P. Nouchi ¹ , D. Dolfi ¹ , O. Llopis ² , F. Goldfarb ³ , F. Bretenaker ³ ¹ Thales Research & Technology, France; ² Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes; ³ Laboratoire Aimé Cotton; <u>oriane.lelievre@thalesgroup.com</u> Nous présentons une étude expérimentale sur des paramètres influençant les performances en bruit de phase d'oscillateurs optoélectroniques couplés (COEO). En particulier, nous nous intéressons à l'impact des longueurs et dispersions des fibres mises en œuvre dans les boucles optiques et optoélectroniques. Après optimisation, nous réalisons finalement un COEO à 10 GHz à 1.55 µm avec un niveau de bruit de phase de -120 dBc/Hz à 1 kHz, et une réjection de la première raie parasite à -137 dBc/Hz.
	12:15 - 12:30
	Bruit de phase d'un COEO : étude analytique, optimisation et verrouillage en fréquence
	R. Khayatzadeh ¹ , v. Auroux ¹ , G. Bailly ¹ , A. Fernandez ^{1,2} , O. Llopis ¹
	31400 Toulouse, France; <u>rkhayatz@laas.fr</u> Nous présentons dans cette communication un modèle simple permettant de mettre en relief les paramètres clés qui régissent

Nous présentons dans cette communication un modèle simple permettant de mettre en relief les paramètres clés qui régissent le couplage des deux oscillations dans un COEO. La topologie du COEO et l'impact des différents paramètres physiques de la cavité ont été étudiés pour l'amélioration des performances du système et en particulier du bruit de phase. Le modèle est développé afin de comprendre l'allure de la courbe de bruit de phase. Ensuite, un verrouillage de phase du COEO sur un OL a été effectué. Pour finir, nous montrerons l'intérêt d'une gestion de la dispersion chromatique dans la boucle optique.

12:30 Dejeuner: salle Augustoritum

14:00

14:00 JCOM Inv 2: Conférence A. Sharaiha (invité)

- Salle: amphi 400 A

14:30 Fonctions et systèmes à base de SOA pour la conversion de fréquences et la transmission IR-UWB sur fibre

A. SHARAIHA, T. RAMPONE, S. AZOU

ENIB, France; sharaiha@enib.fr

La recherche en photonique / micro-ondes apporte une valeur ajoutée importante aux systèmes radiofréquences. Dans ce cadre, plusieurs travaux menés dans l'équipe DIM au Lab-STICC (UMR CNRS 6285) portent sur le développement de dispositifs à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA). Nous avons réalisé la fonction de transposition de fréquence vers les hautes ou les basses fréquences en exploitant leurs non-linéarités en XGM (Cross Gain Modulation) et en XPM (Cross Phase Modulation). Nous avons utilisé également l'amplification pour répondre au problème d'extension de portée dans le contexte de diverses configurations de système Impulse Radio UWB.

14:30 JCOM Inv 3: Conférence H. Porte (invité)

- Salle: amphi 400 A

15:00 Etat de l'art sur les modulateurs optiques analogiques et l'électronique associée

H. Porte

iXBlue, France; <u>henri.porte@ixblue.com</u>

Les communications optiques analogiques connaissent un essor visible dans les domaines civils et militaires. Le facteur dominant pour la performance d'une telle liaison tient dans la linéarité de la chaîne de modulation et de détection. On montre que les modulateurs optiques de type Mach-Zehnder présentent de nets avantages par rapport à la modulation directe, notamment pour les applications à très hautes fréquences (>10GHz). Associés à des amplificateurs à haute linéarité et à des systèmes de contrôle de biais de haute stabilité, ces modulateurs hautes performances peuvent être mis en œuvre pour tous types de modulation analogiques : DSB (Dual-Side Band), SSB (Single Side Band), CS-SSB (Carrier Suppressed Single Side Band)

15:00 JCOM O2: Session orale 2

- Salle: amphi 400 A

16:00 15:00 - 15:15

Silicon modulator for high speed optical telecommunications

D. Perez Galacho¹, C. Baudot², N. Vulliet², S. Messaoudene², L. Vivien¹, F. Boeuf², D. Marris-Morini¹

¹Centre de Nanosciences et de Nanotechonologies, France; ²STMicroelectronics; <u>diego.perez-galacho@u-psud.fr</u>

Silicon photonics has appeared in the recent years as the best technology for fulfilling the demands of future optical interconnects. In this framework, modulators are key elements in the performance of an optical link. In order to achieve modulation in silicon the Free-Carrier-Plasma-Dispersion effect is normally used. In this work, we present our recent advances in depletion based modulators for the O-Band of optical communications. A model for silicon modulator enabling substantial reduction of computation effort is presented. This has permitted to obtain state-of-the-art modulation efficiencies as low as 1.2Vcm reported together with data rates of 10GBps and 25GBps.

15:15 - 15:30

Génération et modulation des signaux millimétriques avec des lasers DFB co-intégrés sur verre

N. Arab, L. Bastard, J. Poëtte

IMEP-LaHC, France; arabn@minatec.grenoble-inp.fr

La génération et la modulation des signaux millimétriques ont été effectués pour la première fois en utilisant des lasers DFB réalisés par échnage d'ions co-intégrés sur verre. Les premiers résultats de la qualité du spectre de battement ainsi que de la transmission des données à 66GHz sont présentés.

15:30 - 15:45

Développement d'un modulateur pour des applications Lidar Radar

<u>N. ALEM,</u> F. PELLEN, B. LE JEUNE

OPTIMAG / UBO / UBL, France; <u>alem_nour@hotmail.</u> études conduites reposent sur le développement d'un nouveau modulateur pour les application Lidar Radar. L'architecture du modulateur proposé a été étudiée et implémentée. Les résultats expérimentaux montrent que ce modulateur permet de délivrer un train d'impulsion stable en fréquence, accordable en fréquence et en bande passante et en durée d'impulsion tout en utilisant peu d'éléments optiques et donc adapté aux applications Lidar-Radar.

15:45 - 16:00

Imagerie optomicroonde temps réel à acquisition mono-canal utilisant un sommateur optomicroonde

Z. Tegégné, C. Decroze, P. Di Bin, T. Fromenteze, C. Aupetit-Berthelemot

XLIM, France; philippe.dibin@xlim.fr

L'imagerie microonde offre des solutions dans le domaine de la sécurité des biens et des personnes. Les solutions existantes peinent à concilier sensibilité, résolution, temps de traitement et compacité. Nous démontrons la faisabilité expérimentale d'un système reposant sur la mesure d'un signal unique réalisée par un traitement optique. Le dispositif comprend 4 antennes réceptrices dont les signaux sont transmis par fibres optiques vers un sommateur optomicroonde réalisant un multiplexage temporel des signaux. Un traitement numérique basé sur un algorithme de compensation de phase associé à une technique de balayage de faisceau numérique permet de reconstituer la scène en quasi temps-réel.

16:00 JCOM P/E 2: Session 2 posters et exposants

17:00

JCOM poster 01 Contrôle de Biais Automatique Pour Modulateurs I&Q application à la modulation CS-SSB

<u>i. taubaty</u>, a. mottet, h. porte, J. HAUDEN

iXblue, France; jonathan.taubaty@ixblue.com

Nous présentons les résultats obtenus sur un système d'asservissement des modulateurs électrooptiques large bande l&Q en configuration de modulation à bande latérale unique et suppression de porteuse. Le système étudié, basé sur le traitement FFT d'un signal délivré par une photodiode de monitoring, permet de maintenir un spectre de modulation BLU avec une rejection supérieure à 30 dBc pendant plusieurs dizaines d'heures.

JCOM poster 02 Caractérisation de PCSS pour la génération optoélectronique de formes d'ondes

G. Reineix, R. Négrier, M. Lalande

Xlim, France; gwenael.reineix@unilim.fr

De nombreux domaines requièrent aujourd'hui l'utilisation de formes d'ondes spécifiques respectant un gabarit spectral ou temporel. Ces domaines s'étendent de la médecine aux radars ultra large bandes en passant par les tests de susceptibilité électromagnétique. Les PCSS (PhotoConductive Semiconductor Switches) permettent, via des systèmes optoélectroniques, de générer des formes d'onde particulières. L'étude et la caractérisation du fonctionnement des PCSS conduisent au développement de modèles permettant de diversifier et d'optimiser les possibilités de génération de formes d'ondes. Cette présentation propose des modèles qui tiennent compte ou non du temps de recombinaison des porteurs de charges photogénérées selon le besoin.

JCOM poster 03 Génération photonique de signaux chirpés à partir d'un laser continu

H. Guillet de Chatellus^{1,2,3}, <u>C. Schnebelin</u>^{1,2}, L. Romero Cortes³, M. Burla^{3,4}, J. Azana³

¹Univ. Grenoble Alpes, LIPHY, F-38000 Grenoble, France; ²CNRS, LIPHY, F-38000 Grenoble, France; ³Institut National de la Recherche Scientifique – Energie, Matériaux et Télécommunications (INRS-EMT), Varennes, Quebec, Canada J3X1S2; ⁴Institute of Electromagnetic Fields, ETH Zurich, Gloriastrasse 35, Zurich 8092, Switzerland; come.schnebelin@univ-grenoble-alpes.fr

L'utilisation de la photonique pour la génération de signaux à dérive linéaire de fréquence (chirp) s'est montré être une solution très intéressante pour aller au-delà des limites imposées par les générateurs électroniques classiques. Nous proposons ici une technique simple de génération photonique de signaux arbitraires, basée sur l'utilisation d'une boucle à décalage de fréquence, sans utiliser de laser à mode-bloqué. Ce système permet de générer des signaux chirpés large bande (>100 GHz), avec un grand produit temps bande-passante et un contrôle complet sur le signe et la vitesse de la variation linéaire de fréquence, ainsi que sur l'enveloppe du signal.

JCOM poster 04 Suppression de l'effet de la dispersion chromatique sur un signal radiofréquence par la technique Hartley optique basée sur un SOA-MZI

T. RAMPONE¹, A. SHARAIHA¹, D. LE BERRE², N. MARTIN², C. QUENDO²

¹Lab-STICC/ENIB, France; ²Lab-STICC/UBO, France; rampone@enib.fr

La modulation croisée du gain d'un amplificateur optique à semi-conducteurs est utilisée pour réaliser la transposition d'un signal vers les hautes fréquences. Le signal optique à sa sortie est porteur de modulations à hautes fréquences qui rendent sa propagation sensible à la dispersion chromatique de la fibre optique. Un phénomène d'affaiblissement apparaît, fonction de la fréquence des modes optiques et de la longueur de la fibre optique. Nous proposons d'utiliser la structure interférométrique d'un SOA-MZI pour supprimer les bandes latérales de modulation qui pourraient annuler le signal RF. On réalise ainsi un filtrage de type Hartley implémenté en technologie optique.

JCOM poster 05 Apport du suivi d'enveloppe pour la linéarisation d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs

J. C. Ortiz Cornejo^{1,2}, S. Bejan³, <u>S. Azou¹</u>, J. A. Pardinas Mir², P. Morel¹

¹Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest (ENIB), France; ²ITESO, Guadalajara , Mexico; ³Military Technical Academy, Bucharest, Romania; azou@enib.fr

Les amplificateurs optiques à semiconducteurs (Semiconductor Optical Amplifiers - SOAs) produisent des effets non-linéaires lorsqu'ils fonctionnent en régime de saturation, d'autant plus que les signaux injectés présentent une enveloppe non constante. Ainsi lorsque le SOA est destiné à amplifier la puissance d'une communication optique OFDM sur fibre, une dégradation de performance est observée. Dans cette communication, nous étudions l'intérêt d'une approche de type suivi d'enveloppe, éventuellement combinée à une réduction de facteur de crête, pour améliorer les performances d'un transmetteur OFDM optique cohérent basé sur SOA.

JCOM poster 06 Lasers faible bruit à état solide : utilisation d'absorption par SHG comme Buffer Reservoir <u>K. Audo</u>, A. El Amili, M. Alouini

Departement Optique et Photonique, UMR FOTON CNRS 6082; kevin.audo@univ-rennes1.fr

Nous montrons dans cette étude comment un mécanisme d'absorption engendré par génération de seconde harmonique (ASHG) permet de réduire avec efficacité les bruits d'intensité résonants du laser quelle que soit sa longueur d'onde. La rapidité de ce mécanisme offre une large bande passante de réduction de bruit. Nous obtenons ainsi une suppression des excès de bruits jusque dans la gamme du GHz. De plus, l'utilisation du faisceau ASHG permet de confirmer que les fluctuations d'intensités ne sont pas évacuées par le processus non-linéaire mais que la diminution des bruits d'intensité est la conséquence d'une modification de la dynamique du laser.

JCOM poster 07 Photo-commutateur germanium-sur-silicium de forme exponentielle pour un rapport Roff/Ron optimisé

h. zegmout^{1,2}, d. pache¹, j.-f. Roux², j.-l. Coutaz², S. Le Tual¹

¹STMicroelectronics, France; ²IMEP-LAHC; hanae.zegmout@gmail.com

Les ADCs rapides ,utilisés par exemple pour l'instrumentation, sont énormément limités par la gigue des horloges électroniques. En optique, les lasers pulsés à blocage de mode présentent de très faibles valeurs de gigue et présentent donc une meilleure alternative par rapport aux horloges électroniques. L'intégration de ces lasers dans des chaines de réception électroniques, notamment au niveau des ADCs, requiert la conception de photoconducteurs intégrables sur silicium et avec de très bons rapports Roff/Ron. Dans ce papier, on propose une géométrie innovante d'un photoconducteur en Germanium permettant d'optimiser les performances d'un photo-échantillonneur à base de laser plusé.

JCOM poster 08 A fiber frequency-shifting loop for RF up-conversion and waveform generation H. ZHANG¹, H. YANG¹, <u>M. BRUNEL²</u>, M. VALLET², C. ZHAO¹, S. YANG¹

¹Beijing Institute of Technology, China; ²Université de Rennes 1, France; marc.brunel@univ-rennes1.fr

We investigate the RF up-conversion and waveform generation properties of an optical fiber loop including a frequency shifter and an amplifier. By seeding the loop with a single-frequency continuous-wave laser, one can develop a wide optically-carried RF comb. In addition, by choosing the fiber loop length and the RF shift, arbitrary waveforms are generated. We derive a simple model that includes time delay, frequency-shift, and gain. Experimental waveforms like pulses, square- or triangleshaped are achieved by proper adjustment of the loop length and of the frequency shift. A good agreement between experimental and theoretical results is obtained.

JCOM poster 09 Amélioration de la bande passante des composants opto-hyperfréquences basés sur des polymères électro-optiques chargés de nanoparticules de TiO2

<u>D. G. F. PALESSONGA</u>¹, M. EL GIBARI¹, S. GINESTAR¹, H. TERRISSE², B. GUIFFARD¹, A. H. KASSIBA³, H. LI¹ ¹Université Bretagne Loire, Université de Nantes, IETR, UMR CNRS 6164, Nantes; ²Université Bretagne Loire, Université de Nantes, IMN, UMR CNRS 6502, Nantes; ³Université Bretagne Loire, Université du Maine, IMMM, UMR CNRS 6283, Le Mans; den-god-frez.palessonga@etu.univ-nantes.fr

Les polymères électro-optiques (EO) offrent la possibilité de réaliser des composants opto-hyperfréquences (opto-HF) bas coût avec une large bande passante et une faible tension de commande. Ce papier présente une approche innovante visant à améliorer la bande passante des composants opto-HF basés sur des polymères EO (par exemple le PMMA/DR1) dopés avec des nanoparticules de dioxyde de titane (TiO₂).

JCOM poster 10 Simulation numérique itérative pour la génération de peignes Kerr : optimisation de la fonction de couplage

N. Gutierrez^{1,2}, C. Arlotti^{1,2}, A. Fernandez^{1,2}, S. Calvez¹, O. Llopis¹ LAAS-CNRS, France; ²Université de Toulouse Paul Sabatier; ngutierr@laas.fr

Dans le contexte de la synthèse de référence RF par le biais de résonateurs optiques non-linéaires on présente une méthode itérative permettant de tenir compte de la dépendance spectrale des coefficients qui caractérisent le coupleur d'accés d'une cavité optique. Cela permettra d'optimiser l'accumulation de puissance dans le résonateur et ainsi diminuer le seuil de puissance de pompe nécessaire pour le déclenchement d'effets non-linéaires menant à la génération d'harmoniques.

JCOM poster 11 Phase-locking dual-polarization DFB fiber lasers through pump-power modulation <u>M. BRUNEL¹, M. GUIONIE¹, A. CARRE¹, G. LOAS¹, L. FREIN¹, F. BONDU¹, E. PINSARD², B. CADIER², M. ALOUINI¹, M. ROMANELLI¹, M. VALLET¹</u>

¹Université de Rennes 1-CNRS, France; ²iXblue Photonics, Lannion, France; marc.brunel@univ-rennes1.fr

We study a DFB fiber laser emitting two orthogonal polarizations with a frequency difference in the GHz range. It is shown that the beat frequency can be controlled via the pump power with a typical slope of 100 kHz/mW. An optical phase-locked loop is implemented and stabilizes efficiently the laser beat note. This demonstration opens the route to all-fibered dual-frequency sources for local oscillator distribution for instance.

JCOM 2017: Session exposants- Lundi, 03.07.2017: 10:45 - 11:30 et 16:00 - 17:00

- 2 B LIGHTING TECHNOLOGIES
- ACAL BFI FRANCE
- ALPHANOV
- ALPHA-RLH
- FC EQUIPMENTS
- GLOPHOTONICS
- HAMAMATSU PHOTONICS FRANCE
- IXBLUE

- LASER 2000
- LASER COMPONENTS
- LEUKOS
- NEWPORT
- NOVAE
- PHLAM-Fibertech
- WAVETEL
- YENISTA OPTICS







Les équipements optiques dans les futures charges utiles hyperfréquences des satellites

Jacques Sombrin TéSA, Toulouse et Labex Sigma-Lim, Limoges

Depuis les années 2000, la capacité des satellites de télécommunications a augmenté rapidement, passant de quelques Gb/s à plus de 100 Gb/s. Ceci a été réalisé principalement en utilisant des codes correcteurs d'erreur puissants (turbo-codes ou LDPC), des standards de modulation adaptatifs ou variables et en modifiant l'architecture des charges utiles de satellites de télécommunication par l'utilisation d'antennes multifaisceaux. La prochaine génération vise une capacité de 1Tb/s.

Charges utiles

Pour arriver à cette capacité, il faut en même temps augmenter la bande passante de chaque faisceau et augmenter le nombre de faisceaux à destination des utilisateurs. Si on conserve la même couverture géographique totale, cela nécessite de diminuer le diamètre des faisceaux. Il faut alors augmenter le diamètre de l'antenne sinon l'isolation entre faisceaux est dégradée et l'efficacité spectrale (en bits/seconde par Hertz de bande) diminue. Il faut alors augmenter encore plus le nombre de faisceaux pour obtenir la capacité visée. Si on conserve le diamètre des faisceaux et des antennes, on augmente fortement la couverture géographique et la puissance RF nécessaire dépasse les possibilités des plateformes actuelles.

Le nombre de canaux indépendants dans la charge utile devient très grand (de 100 à plusieurs centaines). Les technologies optiques capables de traiter et transporter plusieurs canaux hyperfréquences dans un même canal optique permettraient de diminuer le nombre de canaux physiques et de composants afin de simplifier l'architecture de la charge utile. Ces canaux optiques peuvent être utilisés entre les récepteurs des antennes multifaisceaux et le cœur de la charge utile, ils peuvent remplacer alors des centaines de guides d'ondes.

Chaque canal optique peut transporter plusieurs signaux hyperfréquences, chacun localisé autour d'une longueur d'onde optique. Chacun de ces signaux hyperfréquences peut être isolé des autres via un filtre optique (ou un démultiplexeur en longueur d'onde). On peut éventuellement réaliser des mélangeurs de fréquences entre ces signaux multiples et des oscillateurs locaux multiples. Le mélange du signal hyperfréquence par un oscillateur local donné est localisé autour d'une longueur d'onde optique donnée. Un filtre (ou démultiplexeur en longueur d'onde) optique permet ensuite de choisir le mélange avec l'oscillateur local désiré.

Flexibilité

Par ailleurs, une plus grande flexibilité est demandée par les opérateurs afin d'augmenter la capacité réellement utilisée (et vendue) et pas seulement la capacité maximale installée. Dans les satellites actuels, certains faisceaux sont peu utilisés alors que d'autres sont saturés. Une commutation des ressources (bande passante et puissance RF) entre faisceaux permettrait d'utiliser un plus grand pourcentage de la capacité installée. L'utilisation de filtre hyperfréquences à bande passante variable est assez lourde. L'utilisation de la commutation ou saut de faisceaux (beam hopping) permet d'attribuer une bande passante et la puissance RF correspondante à plusieurs faisceaux avec des rapports variables. La capacité installée n'augmente pas (ou même peut diminuer) mais la capacité effectivement utilisée peut augmenter.

Une des solutions de flexibilité fait appel à des antennes actives mais le rendement d'émission des amplificateurs à état solide en multi porteuses est nettement plus faible que le rendement des amplificateurs à tubes à onde progressive en mono porteuse ou même en multi porteuses. Il faut alors augmenter encore plus le nombre de faisceaux pour obtenir la capacité voulue à puissance consommée fixée. Le formateur de faisceaux de ces antennes est un point difficile à cause du grand





nombre d'entrées et de sorties. Il peut être analogique ou numérique, des solutions optiques ont été proposées pour réaliser les diviseurs/combineurs et les fonctions élémentaires de gain et déphasage.

Une autre solution intéressante pour la flexibilité est l'utilisation de processeurs numériques, au moins pour une partie de la capacité afin de réaliser une commutation à bord. Les processeurs numériques de grande capacité prévoient déjà d'utiliser des connexions de données en optique entre les cartes car les liaisons électriques à très haut débit consomment trop. Un autre verrou des processeurs numériques est l'échantillonnage des signaux RF qui pourrait être réalisé en optique.

Liaison de connexion

L'augmentation de la capacité de la charge utile impose augmenter aussi d'un rapport 10 la capacité de la liaison de connexion entre les stations principales (gateways) et le satellite. Une voie d'augmentation de la capacité de cette liaison est le passage en bande Q et V mais l'augmentation de bande obtenue ne sera pas suffisante pour obtenir un rapport 10. Une autre voie étudiée est l'utilisation de l'optique en espace libre entre le sol et le satellite. Une seule liaison optique remplacerait plusieurs dizaines de liaisons hyperfréquences mais les pertes de propagation nécessiteront une diversité de sites et l'utilisation de la station la plus favorisée parmi une dizaine de lieux géographiques bien choisis, si possible dans la couverture ou au moins en visibilité du satellite. La liaison optique peut transporter directement les signaux hyperfréquences destinés aux faisceaux modulés par les données (dans ce cas, il suffit de les dé-multiplexer et de les détecter à bord) ou bien uniquement les données destinées aux faisceaux (dans ce cas il faut recevoir ces données et les utiliser pour moduler une source hyperfréquence pour chaque faisceau).

La liaison de connexion optique nécessite d'amener à la station utilisée la capacité totale de 1 Tb/s. Pour cela, on doit disposer d'un réseau en fibre optique au sol qui relie les stations entre-elles et aux principaux nœuds de connexion du réseau Internet. La mise en œuvre de la diversité optique nécessite de commuter cette capacité de 1 Tb/s sans perte de synchronisation (malgré les distances importantes entre stations et les différences de distances entre les stations et le satellite) et avec peu de pertes de messages.

Une liaison de connexion unique a cependant un avantage supplémentaire : on dispose au sol, en un seul point, de tous les signaux émis par le satellite et de tous les signaux reçus par le satellite. On peut alors améliorer l'isolation entre les faisceaux utilisateurs par un traitement MIMO des signaux reçus et par un pré-codage des signaux émis. Ceci permettrait d'augmenter fortement le nombre de faisceaux utilisateurs sans trop perdre en capacité dans chaque faisceau.

Conclusion

L'architecture des futures charges utiles hyperfréquences comprendra à la fois des équipements optiques et des équipements numériques. Beaucoup de fonctions hyperfréquences peuvent potentiellement être remplacées par des fonctions optiques ou numériques ou combinées mais les performances ne sont pas toujours suffisantes : bruit, linéarité, dynamique, consommation, masse, encombrement, fiabilité, coût, ...

De plus, il n'est pas évident que toutes les technologies optiques présentées ici soient utilisables ensemble ou qu'elles soient les meilleures dans tous les cas. Un remplacement progressif sera sans doute plus raisonnable.

L'équilibre entre les technologies hyperfréquences, optiques et numériques dépendra beaucoup de l'avancement des développements et des qualifications spatiales mais la synergie entre les technologies semble plus prometteuse que la compétition.





Fonctions et systèmes à base de SOA pour la conversion de fréquences et la transmission IR-UWB sur fibre

Ammar Sharaiha, Thierry Rampone, Stéphane Azou

UMR CNRS 6285 Lab-STICC, École Nationale d'Ingénieurs de Brest (ENIB), CS73862, 29 238 Brest, France

La recherche en photonique / micro-ondes est un domaine pluridisciplinaire qui apporte une valeur ajoutée importante aux systèmes radiofréquences classiques. De plus, l'emploi de la fibre offre, de par ses propriétés très complémentaires de celles du canal radio, la possibilité d'étendre l'usage de technologies sans-fil contraintes par la faible portée de transmission [1-2]. Dans ce cadre, un des axes de recherche de l'équipe Dispositifs et Interfaces Multi-physiques (DIM) à l'UMR CNRS Lab-STICC porte sur l'interaction opto-microondes pour de nouvelles fonctionnalités des systèmes communicants. Plusieurs travaux sur l'étude et le développement des dispositifs et des systèmes optiques sont menés à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA). Ces composants de petites tailles et intégrables permettent, en exploitant leurs non-linéarités, de réaliser différents types de fonctions en plus de l'amplification. Nous avons exploité les non-linéarités dans les SOA pour la mise en œuvre de la fonction de transposition de fréquence vers les hautes (RF) ou les basses (IF) fréquences tout en bénéficiant de leurs gains (Fig. 1-a). Concernant l'amplification, nous avons utilisé cette fonction qui offre des caractéristiques attractives pour répondre au problème d'extension de portée dans les réseaux d'accès dans le contexte de diverses configurations de système Impulse Radio UWB (UWB : Ultra Wide Band) (Fig. 1-b), pour lesquels nous proposons des solutions de compensation des effets non-linéaires.



Figure 1. Schéma de principe (a) de la conversion de fréquence dans la couche optique (b) d'un système Impulse Radio UWB avec extension de portée.

Pour la fonction de mélange, elle a été réalisée par la modulation croisée du gain (XGM : Cross Gain Modulation) dans deux configurations : tout-optique et électro-optique [3-6]. Nous avons aussi étudié la fonction de mélange par la modulation croisée de la phase (XPM : Cross Phase Modulation) [7-10]. Pour cette dernière solution et à titre d'exemple, nous avons exploité la technique d'échantillonnage dans un SOA-MZI utilisé comme un interrupteur en configuration standard et différentielle permettant la conversion de signaux RF vers les hautes et les basses fréquences, dans la bande 0,5 à 39,5 GHz, sans modifier la configuration du mélangeur. Nous avons montré qu'un gain de conversion positif peut être obtenu et que l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage permet d'améliorer fortement ce gain. Dans la configuration différentielle, des gains de conversion vers les hautes fréquences de 5,4 dB et de 20 dB vers les basses fréquences ont été obtenus pour une fréquence d'échantillonnage de 19,5 GHz. Nous avons montré également que la conversion de données QPSK à des débits de transmission jusqu'à 1 Gb/s, vers les hautes fréquences et les basses fréquences et les basses fréquences, peut être réalisée.

Pour les systèmes IR-UWB sur fibre basés sur SOA, nous avons exploré trois axes pour répondre à l'extension de portée du lien optique, en veillant à conserver la meilleure efficacité en puissance [11-13]. En effet, lorsque l'amplificateur opère en régime saturé, les non-linéarités intrinsèques du composant induisent des distorsions spectrales pouvant se traduire par un écart exagéré vis-à-vis des gabarits spectraux imposés par l'autorité de régulation des télécommunications. Une première contribution de nos travaux concerne la pré-distorsion d'impulsions gaussiennes dans le domaine





électrique et sans échantillonnage, en agissant sur les paramètres-clés de l'impulsion (facteur de mise en forme, amplitude, retard...). Ainsi, il est montré qu'une extension de 150 km est envisageable pour une transmission PPM (PPM : Pulse Position Modulation) à 0,75 Gb/s, tout en bénéficiant d'une efficacité en puissance de l'ordre de 55% (masque FCC US). Une autre solution proposée concerne un schéma de modulation mixant plusieurs formes d'impulsions aléatoirement. Enfin, nous avons étudié une dernière solution originale combinant un pré-traitement via le déphasage de formes d'ondes électriques (chirp ascendant) et un post-traitement (chirp descendant) du signal photodétecté ; nous montrons ainsi qu'il est possible de compenser à la fois les effets non-linéaires et le bruit d'émission spontanée amplifiée.

- [1] J. Capmany, G. Li, Christina Lim, J. Yao "Microwave Photonics: Current challenges towards widespread application", Optics Express, Vol. 21, No. 19, pp; 22862-22667, 2013
- [2] J. J. Vegas Olmos, I. Tafur Monroy, "Reconfigurable Radio-Over-Fiber Networks" J. OPT. COMMUN. NETW. Vol. 7, No. 11, B23-B28 2015.
- [3] C. Bohémond, T. Rampone, A. Sharaiha, "Performances of a Photonic Microwave Mixer Based on Cross Gain Modulation in a Semiconductor Optical Amplifier", Journal of Lightwave Technology, VoL. 29, NO. 16, pp. 2402-2409, 2011.
- [4] C. Bohémond, A. Sharaiha, T. Rampone, H. Khaleghi, "Electro-optical Radiofrequency Mixer Based on a Semiconductor Optical Amplifier", Elec. Lett, Vol 47, issue 5, 2011.
- [5] C. Bohémond, P. Morel, A. Sharaiha, T. Rampone, B. Pucel, "Experimental and Simulation Analysis of the Third-Order Input Interception Point in an All-Optical RF Mixer Based on a Semiconductor Optical Amplifier", J. Light. Technol, VoL. 29, No. 1, pp. 91-96, 2011
- [6] T. Rampone, R. Zulma, A. Sharaiha "Electro-Optical Radiofrequency Up-Converter Based on a Semiconductor Optical Amplifier" 2011 IEEE MWP 2011, Singapore, 18-21 2011.
- [7] T. Rampone, A. Lagrost, A. Sharaiha, A. Kabalan, "Optical Radiofrequency Signal Mixing by All-Optical Sampling Based on a Semiconductor Optical Amplifier Mach-Zehnder Interferometer" J. Light. Technol., Vol. 31, No. 23, p. 3597-3602, 2013.
- [8] T. Rampone, A. Hallal, H. Khaleghi, A. Sharaiha, "Down-conversion gain of an optical radiofrequency mixer based on optical bandpass sampling using a SOA-MZI" Photon. Technol. Lett., Vol. 26, No. 4, 2014.
- [9] H. Termos, T. Rampone, A. Sharaiha, A. Hamié, A. Alaeddine, "Up and Down Frequency Conversion of a QPSK Signal by an All-Optical Radiofrequency Sampling Mixer Based on a Semiconductor Optical Amplifier Mach-Zehnder Interferometer" IEEE MWP, Cyprus,2015.
- [10] H. Termos, T. Rampone, A. Sharaiha, Ali Hamié, Ali Alaeddine, "All-Optical Radiofrequency Sampling Mixer Based on a Semiconductor Optical Amplifier Mach-Zehnder Interferometer Using a Standard and a Differential Configuration", J. Light. Technol. Vol. 34, No. 20, 4688-4695, 2016.
- [11] H. Taki, S. Azou, A. Hamie, A. Al Housseini, A. Alaeddine and A. Sharaiha, "On Phaser-Based Processing of Impulse Radio UWB over Fiber Systems Employing SOA", Optical Fiber Technology, vol. 36, pp. 33-40, 2017.
- [12] H. Taki, S. Azou, A. Hamie, A. Al Housseini, A. Alaeddine and A. Sharaiha, "Simple pre-distortion schemes for improving the power efficiency of SOA-based IR-UWB over fiber systems", Optics Communications, vol. 382, pp. 225-2312017.
- [13] H. Taki, S. Azou, A. Hamie, A. Al Housseini, A. Alaeddine and A. Sharaiha, "Improving the Power Efficiency of SOA-based UWB over Fiber Systems via Pulse Shape Randomization", Optical Fiber Technology, vol. 31, pp. 161-167, 2016.





Etat de l'art sur les modulateurs optiques analogiques et l'électronique associée

Henri Porte, VP iXBlue Photonics 3, rue Sophie Germain, TEMIS, 25000 Besançon henri.porte@ixblue.com

Résumé : Les communications optiques analogiques connaissent un essor visible dans les domaines civils et militaires. Le facteur dominant pour la performance d'une telle liaison tient dans la linéarité de la chaîne de modulation et de détection. On montre que les modulateurs optiques de type Mach-Zehnder présentent de nets avantages par rapport à la modulation directe, notamment pour les applications à très hautes fréquences (>10GHz). Associés à des amplificateurs à haute linéarité et à des systèmes de contrôle de biais de haute stabilité, ces modulateurs à hautes performances peuvent être mis en œuvre pour tous types de modulations analogiques, incluant les formats complexes.

Les communications optiques numériques sont caractérisées par un système de modulation en tout ou rien (On-Off-Keying=OOK) dans lesquels la qualité de l'émission se caractérise par un niveau passant ou bloquant exempt d'overshoot, avec un fort taux d'extinction dynamique, un fort signal à bruit, une faible gigue temporelle dans les transitions entre symboles digitaux 0 ou 1. Une communication analogique va également se caractériser par un fort signal à bruit, mais à l'inverse, va être plus exigeante en termes de dynamique, de linéarité et de gain de liaison. La modulation analogique par voie optique trouve son intérêt majeur dans les hautes fréquences (500MHz-40GHz) où l'on peut bénéficier des avantages multiples des transmissions par fibre optique (faibles pertes, faible dispersion, ...)



(a) Laser DFB en modulation directe.

(b) Modulateur Mach-Zehnder en modulation externe.

Figure 1: Evolution de la puissance des harmoniques 1, 2 et 3 en fonction de la puissance RF d'entrée

L'obtention d'une modulation optique analogique peut être assez simplement obtenue à l'aide d'un laser DFB en modulation directe du courant d'injection, ceci en tirant partie de sa réponse statique très linéaire. Cependant, la réponse dynamique à plus haute fréquence montre des distorsions harmoniques importantes comme cela est simulé sur la figure 1(a) calculée à 10GHz pour un laser DFB à 1550nm. Ces distorsions sont préjudiciables à la qualité de la transmission et évolutives en fonction de la fréquence. Le chirp associé va par ailleurs dégrader la qualité du signal restitué selon la distance de propagation dans la fibre optique. On montre en revanche qu'un modulateur de Mach-Zehnder à fort taux de polarisation est pratiquement exempt de distorsion de deuxième ordre, et que seule la distorsion de 3^{eme} ordre est prépondérante et émerge du bruit (SFDR: Spurious Free Dynamic Range)) à des niveaux de puissance d'entrée bien supérieurs à ceux rencontrés avec un laser en modulation directe.

iXblue développe des modulateurs de type interféromètres de Mach-Zehnder à fort taux de polarisation (Figure 2.a) pour une bonne réjection du 2^{ème} harmonique pour les applications analogiques en s'appuyant sur des technologies éprouvées d'intégration. On s'appuie notamment sur la diffusion de titane dans le niobate pour les guides optiques et le couplage électro-optique à l'aide d'électrodes à ondes progressives en configuration CPW (CoPlanar Waveguide). Le niobate de lithium





(LiNbO3) permet l'obtention de composants sur n'importe quelle longueur d'onde depuis 800nm dans le proche infrarouge jusqu'à 2µm dans l'infrarouge moyen. Notons néanmoins que l'essentiel des applications en analogique concerne les plages télécoms à 1310nm et 1550nm. La réponse en fréquence uniforme sur plusieurs dizaines de GHz autorise toutes les applications notamment dans les bandes X, Ku, K, Ka, jusqu'à la bande Q aujourd'hui. Sont concernés les domaines civils et militaires, les radars et les satellites.

Les tensions de commandes des modulateurs Mach-Zehnder de l'ordre de 5V sur ces fréquences, associées à de faibles pertes d'insertion (<3dB typ) en font des candidats de choix pour le déport, la communication ou le traitement opto-micro-ondes de signaux analogiques par fibre optique avec des bilans de liaison très attractifs et performants. Le faible chirp associé limite drastiquement les effets de la dispersion.

A titre d'exemple, si l'on considère une fréquence de travail dans la bande K autour de 27GHz, et une liaison de communication mise en œuvre avec un laser de 10mW, les performances actuelles des modulateurs autorisent un gain de liaison BTB (back-to-back) de -26dB, sans amplificateur dans la chaîne, pour un point de compression à +16dBm, un SFDR de 107dB/Hz¹/₂ et un IIP3 de 25.4dBm.

La stratégie déployée depuis plusieurs années consiste à proposer l'ensemble des composants nécessaires pour construire un système performant à partir de cette première brique de base. Nous avons à cet effet développé des amplificateurs hyperfréquences (figure 2.b) à linéarité étendu dont la tension de saturation excède la tension demi-onde du modulateur associé comme montré sur la figure 3 afin de limiter les contributions des non linéarités de l'amplificateur dans la gamme dynamique du modulateur. Leur gain élevé est alors à même de compenser les pertes de la ligne. L'ensemble de ces solutions est complété par un système de contrôle des dérives de biais du modulateur reposant sur une solution sans modulation basse fréquence additionnelle, donc exempte de bruit autour de la porteuse modulée.





Figure 2 : Modulateur analogique 40GHz et amplificateur hyperfréquence analogique 40GHz

Figure 3: Principe de l'amplification analogique avant modulation sur la courbe de transfert du modulateur

L'ensemble de ces briques de base permet de construire les architectures de modulation plus ou moins complexes que sont la modulation en double bande latérale avec suppression de porteuse (CS-DSB), la modulation en bande latérale unique (SSB), et la modulation en bande latérale unique avec suppression de porteuse (CS-SSB) avec le recours à un modulateur de type l&Q

Ces modulateurs qualifiés pour un ensemble de tests environnementaux ont atteint la TRL-6 en vue des applications spatiales et satellitaires. Ils offrent un arsenal de solutions pour reproduire dans le domaine optique un grand nombre des formats disponibles aujourd'hui dans le domaine des communications hertziennes et les appliquer aux systèmes de communications par fibre optique.

Références :

[1] Nadir Dagli " *Wide-bandwidth lasers and modulators for RF photonics*" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (Volume: 47, Issue: 7, Jul 1999)





Génération photonique de signaux arbitraires à partir d'un laser continu

Côme Schnébelin^{1,2} and Hugues Guillet de Chatellus^{1,2}

1. Univ. Grenoble Alpes, LIPHY, F-38000 Grenoble, France, 2. CNRS, LIPHY, F-38000 Grenoble, France

L'utilisation de systèmes photoniques, pour la génération de signaux arbitraires, a démontré de nombreux avantages par rapport aux systèmes électroniques : une plus grande bande-passante, moins de fluctuations temporelles, une consommation énergétique réduite... [1]. Les techniques photoniques utilisées classiquement sont basées sur l'utilisation de l'optique spatiale, sur la mise en forme d'impulsions par transformée de Fourier (TF) ou sur la mise en forme du spectre dans le domaine temporel [2]. Ces techniques permettent de générer des signaux avec un large spectre (> 20 GHz) et de grands produits temps bande-passante (PTBP > 100). Cependant, ces méthodes sont basées sur l'utilisation d'un laser mode-bloqué, actif ou passif, induisant un haut niveau de complexité et un coût important [1]. De plus, à cause du niveau de dispersion limité des milieux transparents aux longueurs d'onde utilisées, la durée maximale des signaux radiofréquences générés est généralement limitée à ~15 ns [1].

Nous présentons ici un nouveau concept de génération photonique de signaux arbitraires, à partir d'un simple laser continu. Ce système permet la génération de signaux d'une durée allant de quelques ns à quelques centaines de ns, avec une dynamique comparable à celles obtenues avec les méthodes photoniques classiques (largeur spectrale > 20 GHz et PTBP > 100). Le système est basé sur l'utilisation d'une boucle, induisant un décalage de fréquence à chaque tour (typiquement à l'aide d'un modulateur acousto-optique). La boucle contient également un amplificateur optique et un filtre optique ajustable, permettant de limiter l'effet des pertes et de contrôler la largeur spectrale dans la boucle. Un coupleur 10 dB permet d'injecter cette boucle avec un laser continu, modulé en amplitude et en phase, et un autre coupleur permet d'extraire une partie de la lumière circulant dans la boucle.



Fig.1 a) Schéma de principe du système fibré (voir texte). Le signal modulé en entrée est projeté dans le domaine fréquentiel par l'intermédiaire des décalages fréquentiels successifs induits dans la boucle. b) Train d'impulsion généré en sortie de la boucle. c,d,e) Exemples d'impulsions générées par le système.

Appelons f_s le décalage fréquentiel induit dans la boucle et $\tau_c = 1/f_c$ le temps de parcours. Si l'on ne module pas le signal d'entrée, c'est-à-dire si la boucle est injectée par un signal purement monochromatique, le système génère un peigne de fréquences avec un espacement f_s . Le nombre de dents du peigne (N) est contrôlé par le filtre optique. Si on choisit f_s comme un multiple de f_c , il est possible de montrer que la phase spectrale est linéaire (ou constante) [3].





Le laser d'injection est maintenant modulé par un signal radiofréquence ayant une durée $\tau < N\tau_c$ et une bande-passante inférieure à f_c (ce qui signifie que les variations du signal de modulation sont plus longues que τ_c). Dans ce cas, le signal de modulation radiofréquence est projeté dans le domaine des fréquences optiques, ce qui correspond à la mise en forme, dent par dent, d'un peigne de fréquence ayant un décalage (f_s) de quelques MHz. Notons que cette technique, qui permet de contrôler à la fois l'amplitude et la phase des dents du peigne, réalise l'équivalent d'un dispositif de type « pulseshaper », mais avec une résolution fréquentielle améliorée de plusieurs ordres de grandeur. L'intensité du signal de sortie correspond donc à un train d'impulsions (taux de répétition f_s), où chaque impulsion reproduit le module carré de la TF du signal de modulation [3]. Il est intéressant de remarquer que la bande-passante du signal d'entrée (f_c) est inférieure, de plusieurs ordres de grandeurs, à celle du signal de sortie (Nf_s). Ceci permet de générer des signaux de sortie avec une grande bande-passante (> 20 GHz) à partir de signaux d'entrée relativement lents (MHz). Le PTBP de cette technique est de τ/τ_c , limité par la valeur de N (~1000) [3].

Nous avons réalisé expérimentalement une boucle à décalage de fréquence fibrée (temps de parcours $\tau_c = 135 ns$) contenant 2 modulateurs acousto-optiques fonctionnant autour de 80 MHz (+/-5MHz). Chacun produit un décalage de signe opposé, ce qui permet d'obtenir une fréquence de décalage à chaque tour de $f_s = f_c = 7.4 MHz$. Le nombre maximal de tours possibles dans la cavité est de N~1000. La boucle est injectée par un laser continu, modulé à la fois en phase et en amplitude, à l'aide d'un modulateur acousto-optique. La fonction de modulation est déterminée en calculant numériquement la transformée de Fourier de la racine carrée du signal désiré. Elle est ensuite appliquée au modulateur en utilisant un générateur de signaux arbitraires ayant une bande-passante de 100 MHz. Nous avons ainsi pu générer des signaux ayant une largeur spectrale de 3.5 GHz et un PTBP de 510 (ces 2 valeurs étant limitées par le système de détection). En utilisant un unique modulateur acousto-optique dans la cavité ($f_s = 11f_c = 81.4 MHz$), nous pourrions générer des signaux radiofréquences avec une bande passante de l'ordre de 80 GHz et un PTBP autour de 1000.

Références :

[1] A. Rashidinejad, Y. Li, and A. M. Weiner, "Recent advances in programmable photonic-assisted ultrabroadband radio-frequency arbitrary waveform generation," IEEE J. of Quantum. Electron. 52 (2016).

[2] J. Huh, and J. Azaña, "In-fiber reconfigurable generation of arbitrary (asymmetric) picosecond temporal intensity waveforms by time-domain optical pulse shaping," Opt. Lett. 41, 693-696 (2016).
[3] H. Guillet de Chatellus, L. Romero Cortés, and J. Azaña, « Optical real-time Fourier transformation with kilohertz resolutions," Optica 3, 1-8 (2016).





Génération de porteuse opto-RF ultra-pure par laser Bifréquence Brillouin fibré

Gwennaël Danion¹, Ludovic Frein¹, Denis Bacquet², Grégoire Pillet³, Stéphanie Molin³, Loïc Morvan³, Guillaume Ducournau⁴, Marc Vallet¹, Pascal Szriftgiser², et Mehdi Alouini¹ ¹Département Optique et Photonique, UMR FOTON, CNRS, Université Rennes1, Rennes. ²Laboratoire PHLAM, UMR 8523 Univ. Lille 1—CNRS, F-59655 Villeneuve d'Ascq ³Thales Research and Technology¬ France, 1 avenue Augustin Fresnel F-91127 Palaiseau ⁴IEMN, UMR 8520 Univ. Lille 1-CNRS, 59652 Villeneuve d'Ascq, France

Aujourd'hui, les fréquences disponibles pour les communications sans fils arrivent à saturation. Il est nécessaire de trouver de nouvelles fenêtres de transmissions à exploiter. Les systèmes actuels de communication sans fil sont en effet limités en capacité par la nature même des porteuses utilisées : bande de fréquence gigahertz (GHz). L'évolution naturelle est d'augmenter la fréquence de la porteuse pour réaliser des communications dans les fenêtres encore inexploitées jusqu'aux térahertz (THz). Le projet COM'TONIQ (COMmunications quasi-optiques ultra-haut débit à base de phoTONIQue) vise à développer un système de transmission THz incluant des technologies photoniques cohérentes. Le système de transmission sans fil visé a une capacité de 56 Gbps (2*28 Gbps) sur une fréquence porteuse de 280 GHz. La cohérence et la stabilité de la source photonique développée est un enjeu majeur. Cette source repose sur l'association d'un laser à état solide et d'un résonateur Brillouin tous les deux bi-fréquence.

L'approche choisie, est de coupler un laser bi-fréquence à un résonateur Brillouin afin de réduire davantage le bruit de phase. La largeur de la raie Stokes, générés par un laser à fibres Brillouin (BFL) est en effet de plusieurs ordres de grandeur plus faibles que celle des lasers de pompe [1-2]. Le BFL est constitué d'une boucle fibrée permettant à l'onde Stokes de résonner. Pour obtenir une oscillation monomode il est en principe nécessaire d'utiliser un résonateur court afin que son intervalle spectral libre (ISL) soit plus grand que la largeur spectrale de gain induit par l'effet Brillouin Stimulé (SBS). Ceci limite la longueur du résonateur à une dizaine de mètres au maximum ; nécessitant la mise en œuvre d'une amplification optique supplémentaire dans le résonateur ou d'un pompage résonant. Dans les deux cas, cela augmente notablement la complexité du système [3] et ne permet pas de tirer pleinement profit de l'effet Brillouin.



Fig. 1 : a) schématisation de l'origine des sauts de mode et de sa suppression. b) schéma expérimental de la stabilisation en fonctionnement mono-fréquence

Nous avons donc choisi de mettre en œuvre un résonateur Brillouin non résonant pour la pompe mais résonant pour l'onde Stokes. Une telle architecture présente pour notre application un avantage majeur. Elle permet en effet de réaliser un résonateur long tout en exploitant pleinement l'onde de pompe quelle que soit sa fréquence et sa largeur spectrale, puisque la pompe est par construction non résonante. Bien que très avantageuse, cette approche restait difficilement exploitable. En effet la longueur du résonateur Brillouin (une centaine de mètres) offre une pureté spectrale accrue mais implique aussi des sauts de mode de l'onde de Stokes qui peuvent devenir rédhibitoires.

Nous proposons et démontrons expérimentalement une technique simple et robuste qui supprime les sauts de mode d'un résonateur BFL non-résonant pour la pompe [4]. Notre approche





est basée sur l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL). Celle-ci a pour rôle de fixer la différence de fréquence entre l'onde pompe et l'onde Stokes, ce qui a pour conséquence de figer l'onde Stokes sur le maximum de gain Brillouin, évitant tout saut de mode bien que la pompe ne soit pas résonante.

Le schéma de principe est décrit dans la figure 1. Le BFL est composé d'une boucle de 110 m de fibre à maintien de polarisation. Un coupleur intra-cavité extrait 10% de la puissance de l'onde Stokes. La pompe est injectée via un circulateur, permettant à l'onde Stokes, qui est contrapropagative, de résonner. Afin d'obtenir un fonctionnement monomode, la pompe doit remplir deux conditions : sa largeur de raie doit être inférieure à l'ISL du BFL, égal à 1,75 MHz ; et sa fréquence doit être accordable. Pour un laser bifréquence, ce sont les deux modes laser qui doivent remplir ces conditions. Pour y répondre, nous avons réalisé un laser bifréquence à état solide Er/Yb de 6,8 mm de long et émettant à 1536 nm. Il contient deux cristaux électro-optique de PMN-PT afin d'accorder indépendamment chacune des fréquences d'émission avec un coefficient VCO égal à 20 MHz/V. Après amplification, le faisceau bifréquence est envoyé dans le résonateur Brillouin. Les battements Pompe-Stokes à 10,982 GHz et 10,984 GHz sont ensuite stabilisés indépendamment au moyen de deux PLLs rétroagissant sur les cristaux électro-optique intracavité. Le bruit de phase du battement entre les deux ondes Stokes produites présente un niveau de -85 dBc/Hz à 1 kHz de fréquence d'offset. La largeur de raie mesurée est inférieure à 50 Hz comme le montre les spectres de la figure 2. Cette figure contient aussi une photographie de l'oscillateur photonique développé une fois compacté.



Fig. 2 : A gauche bruit de phase d'un battement à 40 GHz issu de la source photonique, en encart, le spectre du battement. A droite, une photographie de la source photonique intégrée.

Nous avons démontré un nouveau principe inhibant les sauts de mode dans un résonateur Brillouin long lorsque la pompe n'est pas résonante. En plus d'apporter une solution simple au problème de saut de mode, ce principe permet de préserver les avantages du pompage nonrésonant, à savoir une efficacité optimale de conversion Pompe-Stokes et d'affinement spectrale. En doublant cette approche avec un laser de pompe bifréquence, nous avons pu caractériser les largeurs de raie Stokes qui s'avèrent être inférieures à 50 Hz. La source photonique finale qui inclura un verrouillage de phase supplémentaire entre les deux raies Stokes aura des performances encore inégalées.

- [1] A. Debut, S. Randoux, and J. Zemmouri, "Linewidth narrowing in Brillouin lasers: Theoretical analysis," Phys. Rev. A 62, 023803 (2000).
- [2] J. Geng, S. Staines, Z. Wang, J. Zong, M. Blake, and S. Jiang, "Highly stable low-noise Brillouin fiber laser with ultranarrow spectral linewidth," IEEE Photonics Technol. Lett., 18, 1815 (2006).
- [3] S. Norcia, S. Tonda-Goldstein, D. Dolfi, J.-P. Huignard, and R. Frey, "Efficient single-mode Brillouin fiber laser for low-noise optical carrier reduction of microwave signals," Opt. Lett. 28, 1888 (2003).
- [4] G. Danion & al, "Mode-hopping suppression in long Brillouin fiber laser with non-resonant pumping," Opt. Lett. 41, 2362 (2016).





Oscillateur optoélectronique couplé bas bruit de phase à 10 GHz

Oriane Lelièvre¹, Vincent Crozatier¹, Ghaya Baili¹, Loïc Morvan¹, Pascale Nouchi¹, Daniel Dolfi¹, Olivier Llopis², Fabienne Goldfarb³ et Fabien Bretenaker³

¹Thales Research and Technology France – 1 avenue Augustin Fresnel – 91120 Palaiseau ² Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, CNRS – Université de Toulouse, 7 avenue du Colonel Roche – 31031

Toulouse

³Laboratoire Aimé Cotton, CNRS – Univ. Paris Sud – ENS Cachan – Université Paris Saclay – 91400 Orsay

Les oscillateurs à quartz sont des oscillateurs bas bruit ultra-stables dont la fréquence se situe typiquement entre 10 et 100 MHz. L'accès à des fréquences au-delà du GHz nécessite une étape de multiplication, qui dégrade intrinsèquement les performances de bruit de phase. Cette dégradation peut se révéler pénalisante pour des systèmes destinés, par exemple, aux télécommunications, à la navigation, aux radars ou à la guerre électronique. Parmi les solutions pour lever ce verrou, on distingue les oscillateurs optoélectroniques [1] (OEO). Ces oscillateurs sont basés sur une liaison opto-hyperfréquence à longue fibre optique rebouclée sur elle-même. Le signal radio fréquence (RF) est ainsi porté dans le domaine optique afin de profiter des faibles pertes de propagation des fibres. Ce sont ces mêmes fibres qui confèrent aux OEOs leur très grand facteur de qualité RF, qu'il serait impossible à obtenir avec une ligne à retard coaxiale. Néanmoins, à mesure que l'on augmente la longueur de fibre pour améliorer le bruit de phase de l'oscillateur, les modes non-oscillants se rapprochent de la porteuse, et leur taux réjection s'amoindrit. Par ailleurs, ces oscillateurs doivent être compacts pour être compétitifs et déployés dans des environnements difficiles. Cette contrainte supplémentaire impose donc de limiter la longueur de fibre, et de travailler avec un laser à base de semi-conducteurs qui devient une limite pour le bruit de phase proche porteuse (à cause de son bruit de fréquence) et pour le plancher (à cause de son bruit d'intensité) [2].

Les oscillateurs optoélectroniques couplés [3] (COEO) représentent une autre alternative optique pour la génération directe de signaux RF de haute pureté spectrale (voir figure 1). Dans ce cas, le laser continu est remplacé par une boucle optique, correspondant à un laser à verrouillage de mode actif harmonique (MLL) qui fournit un train d'impulsions à haute fréquence et bas bruit de phase [4]. Le couplage entre la boucle optique et la boucle optoélectronique offre un filtrage efficace des modes parasites. De plus, la surtension de la cavité optique permet de réduire la longueur de fibre nécessaire pour obtenir un bon bruit de phase, facilitant à terme le travail d'intégration et d'isolation environnementale de l'oscillateur. Nous présentons ici les résultats obtenus avec un COEO à 10 GHz basé sur un amplificateur optique à semi-conducteur (SOA) à 1.5 µm.



Figure 1. Schéma d'un COEO (SOA : amplificateur optique à semiconducteur, PD : photodiode, A_{RF} : Amplificateurs RF, MZM : Modulateur Mach-Zehnder, PC : contrôleur de polarisation)

Le COEO étudié est représenté sur la figure 1. On distingue la cavité optique (boucle n°1), qui utilise un SOA comme milieu à gain, et un isolateur optique pour obtenir une cavité en anneau





unidirectionnelle. L'utilisation de composants fibrés permet d'allonger la cavité, et ainsi d'en améliorer le facteur de qualité. Par ailleurs, la dispersion de la cavité peut être ajustée via la fibre optique indépendamment de sa longueur. Dans notre cas, nous utilisons 500 m de fibre à dispersion compensée (DCF). La faible dispersion vue par l'impulsion permet d'optimiser le bruit de phase du train d'impulsion fourni par le laser [4]. La boucle optoélectronique (boucle n°2) est couplée à la cavité optique par le modulateur de Mach-Zehnder. Pour optimiser le gain RF [5], l'impulsion est comprimée à l'aide de 50 m de fibre à dispersion décalée (DSF). Le filtre RF fixe la fréquence d'oscillation autour de 10 GHz, tandis que le déphaseur RF permet d'ajuster les conditions de résonances des deux boucles.

La figure 2 présente le bruit de phase mesuré par un banc Keysight E5052B avec 100 corrélations à 1 Hz. A titre indicatif, nous présentons également le bruit de phase d'un OEO précédemment développé dans notre laboratoire utilisant 1 km de fibre standard [2]. On constate que les niveaux de bruit proche porteuse du COEO sont équivalents à celui de l'OEO mais pour une longueur totale de fibre deux fois plus courte. La première raie parasite due au COEO se situe à 388 kHz, avec un niveau de -137 dBc/Hz.



Figure 2. Spectre de bruit de phase du COEO à 10 GHz (bleu) avec 500 m de DCF et 50 m de DSF. Comparaison avec un OEO à 10 GHz (noir) avec 1 km de fibre standard [2]. Les pics dus au banc sont représentés en bleu clair.

Ces résultats, proches de l'état de l'art des COEOs [3] sont en cours d'optimisation. Notre attention se porte notamment la gestion de la dispersion dans les cavités laser et optoélectronique, et la réduction des longueurs de fibre. Parallèlement, nous travaillons sur la modélisation de cet oscillateur.

Ce travail a été en partie financé par la DGA.

- [1] X. S. Yao and L. Maleki, *Converting light into spectrally pure microwave oscillation*, Opt. Lett., 21 483-485, 1996.
- [2] O. Lelièvre, et al., A model for designing ultra-low noise single- and dual-loop 10 GHz optoelectronics oscillators, soumis à J. Lightw. Technol.
- [3] E. Salik, et al., *An Ultralow Phase Noise Coupled Optoelectronic Oscillator*, Photon. Technol. Lett., 19 444-446, 2007.
- [4] S. Gee, et al., Intracavity dispersion effect on timing jitter of ultralow noise mode-locked semiconductor based external-cavity laser, Opt. Lett., 34, 238-240, 2009.
- [5] A. B. Matsko, et al., *Theory of coupled optoelectronic microwave oscillator II: phase noise*, J. Opt. Soc. Am. B, 30, 3316-3323, 2013.





Bruit de phase d'un COEO : étude analytique, optimisation et verrouillage en fréquence

R. Khayatzadeh¹, V. Auroux¹, G. Bailly¹, A. Fernandez^{1,2}, O. Llopis¹ ¹LAAS-CNRS, Université de Toulouse, 7 av. du Colonel Roche, 31031, Toulouse, France ² Univ de Toulouse, UPS, LAAS, F-31400 Toulouse, France

L'oscillateur optoélectronique couplé (COEO) représente l'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 10⁶ à 10 GHz).

Nous présentons dans cette communication un modèle simple permettant de mettre en relief les paramètres clés qui régissent le couplage des deux oscillations dans un COEO. La topologie du COEO et l'impact des différents paramètres physiques de la cavité ont été étudiés pour l'amélioration des performances du système et en particulier du bruit de phase. Le modèle est développé afin de comprendre l'allure de la courbe de bruit de phase du COEO. Dans la deuxième partie de cette communication, un verrouillage de phase du COEO sur un oscillateur de référence (synthétiseur) a été effectué afin d'augmenter la stabilité en fréquence long terme [3]. Pour finir, nous montrerons l'intérêt d'une gestion de la dispersion chromatique dans la boucle optique. Ainsi par l'utilisation de filtres de Bragg chirpés, un niveau du bruit de phase de -120 dBc/Hz à 1 kHz de la porteuse a été mesuré.

La Figure 1 (A) décrit la topologie sur laquelle se base notre modèle analytique. Le bruit de phase du COEO est issu de la transformation du bruit de phase de l'amplificateur RF et du SOA (Semiconductor Optical Amplifier) respectivement notés n(t) et $\psi(t)$, chacun filtré par les deux cavités couplées. Le signal $\varphi(t)$ représente le bruit de phase à la sortie du COEO. Dans un COEO, la porteuse optique transportant le signal RF circule plusieurs fois la cavité. Ainsi, ce dernier parcourt une longueur beaucoup plus importante que le chemin optique équivalent à un tour de cavité, ce qui a pour effet d'augmenter le facteur de qualité équivalent du résonateur optique [4]. Pour modéliser ce phénomène un filtre résonant du premier ordre a alors été ajouté au système (Q). A chaque oscillateur est affecté un coefficient α et α ' correspondant à l'injection du signal d'un oscillateur vers l'autre.

On obtient ainsi les fonctions de transfert du système vu par le bruit du SOA ($H_{Total \psi}$) et par le bruit de l'amplificateur RF ($H_{Total n}$).

$$H_{Total_{\psi}}(S) = \frac{\phi(S)}{\psi(S)} = \frac{1}{1 - (\alpha \alpha' \cdot H_Q \cdot e^{-S\tau} d_1 + (1 - \alpha)(1 - \alpha')e^{-S\tau} d_2)}$$
(1)

$$H_{Total_n}(S) = \frac{\phi(S)}{N(S)} = \frac{1 - \alpha'}{1 - (\alpha \alpha' \cdot H_Q \cdot e^{-S\tau} d_1 + (1 - \alpha)(1 - \alpha')e^{-S\tau} d_2)}$$
(2)

Ainsi, par superposition, connaissant la densité spectrale en puissance (DSP) du bruit de phase S_{ψ} du SOA et S_n de l'amplificateur RF, on peut déterminer la DSP du bruit de phase en sortie :

$$S_{\varphi} = S_{\psi} |H_{Total_{\psi}}|^2 + S_n |H_{Total_n}|^2 \tag{3}$$

Les résultats de bruit de phase obtenus par ce modèle pour plusieurs valeurs de α ' sont présentés sur la Figure 1 (B). Pour un couplage nul (α '=0), le signal RF ne parcourt que l'oscillateur optoélectronique à ligne à retard et est donc considéré comme l'oscillateur « libre ». Le bruit de phase de cet oscillateur a pu être mesuré (en remplaçant la source mode-lock par un laser externe conventionnel). Par contre, le laser à blocage de mode à 10 GHz (oscillateur de référence) n'existe qu'en présence d'un signal micro-onde et donc en présence de l'oscillateur libre. Le modèle fournit néanmoins un bruit de phase pour cet oscillateur de référence, lorsque la valeur de α ' est égale à 1. Le bruit de phase de l'oscillateur de référence dépend uniquement du bruit de phase du SOA ainsi que de son facteur de qualité.



Figure 1. (A) Topologie du COEO utilisée pour le modèle analytique par fonction de transfert, MZM: Mach-Zehnder modulator. (B) Bruit de phase expérimentaux et modélisés de l'oscillateur libre.



Figure 2. (A) Montage expérimental du COEO. (B) Montage expérimental du COEO avec un filtre Bragg chirpé. (C) Spectres de bruit de phase mesurés pour un COEO 10 GHz.

Dans deuxième partie de cette communication, le COEO a été verrouillé sur un synthétiseur de fréquence. La Figure 2 (A) présente le schéma de COEO et le bruit de phase mesuré pour le COEO libre (courbe noire) et verrouillé (courbe grise) sont présentés dans la Figure 2 (C). Le verrouillage a été obtenu par une rétroaction sur le courant de pompe de l'amplificateur optique. Une amélioration du bruit de phase de 30 dB a été obtenue à 10 Hz de la porteuse. La bande passante de verrouillage pour l'actionneur est d'environ 500 Hz.

Dans la dernière partie, grâce à une gestion de la dispersion chromatique utilisant un filtre de Bragg chirpé ayant une dispersion chromatique de -7 ps/nm dans la cavité optique, le niveau du bruit de phasede-120 dBc/Hz à 1 kHz de la porteuse a été mesuré (Fig. 2C courbe rouge). Pour obtenir un facteur qualité optique important, la longueur totale utilisée des fibres SMF dépasse 400 m.

- [1] X. S. Yao et L. Maleki, "Dual microwave and optical oscillator", Opt. Lett., vol. 22, no 24, 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, 2005.
- [3] R. Khayatzadeh, V. Auroux, A. Fernandez, O. Llopis, "COEO Phase locking and performance optimization", IEEE EFTF-IFCS 2017 conference, Besançon, juillet 2017.
- [4] D. Eliyahu and L. Maleki, "Modulation response (S21) of the coupled opto-electronic oscillator," Proc. of the IEEE IFCS, 2005.





Silicon modulator for high speed optical telecommunications

Diego Perez Galacho¹, Charles Baudot², Nathalie Vulliet², Sonia Messaoudene², Laurent Vivien¹, Frederic Boeuf², Delphine Marris-Morini¹, ¹ Centre for Nanoscience and Nanotechnology, CRS, Univ. Paris-Sud, Univ. Paris-Saclay, 91405 Orsay, France ² STMicroelectronics, 850 rue Jean Monnet, 38920 Crolles, France

Silicon photonics has appeared in the recent years as the best suited technology for fulfilling the demands of future optical interconnects. In this framework, modulators are key elements in the performance of an optical link. In order to achieve modulation in silicon the Free-Carrier Plasma Dispersion (FCPD) effect is normally used. In this work, we present our recent advances in depletion based modulators for the O-Band of optical communications (1260nm – 1360nm). A model for silicon modulator enabling substantial reduction of computation effort is first presented. This has permitted to obtain state-of-the-art modulation efficiencies in the O-Band with $V\pi L\pi$ products as low as 1.2Vcm are reported together with data rates of 10GBps and 25GBps.

Carrier depletion based modulators are based on a PN diode embedded in a Si rib waveguide. When a reverse bias is applied on the diode, carriers are swept out of the active region. The carrier concentration variation is responsible for refractive index variation. The optical mode phase modulation is then converted in intensity modulation by an interferometric structure such as a ring resonator or Mach Zehnder modulator. Optimizing a modulator according to given specifications often requires many iterations of both optical and electrical simulations, in order to take into account the effects of carrier concentration variations on the optical mode properties.

The simplified model approach that has been proposed to simulate silicon modulator is presented in Figure 1, together with a schematic view of the full physical approach (complete simulation). The complete simulation comprises a 2D/3D electrical simulation in order to obtain the carriers distributions within the waveguide. Then carriers are converted into refractive index changes following the Soref model. Finally, a modal simulation for each voltage simulated in the electrical simulation should be carried out, obtaining the performances of the modulator. In simplified model approach [Figure 1 (b)] the electrical and optical problem are separated. On the one hand, optical modes are simulated without considering any carriers effect. On the other hand, the electrical problem is reduced to a 1D problem, in the case of a PN junction the solution is analytical. The 1D carriers distributions are then expanded in the other dimensions of space and converted into refractive index changes using the Soref model. Finally using overlap integrals with the modal information the modulator performances are obtained. Standard silicon modulators based on lateral PN junctions were used first as a benchmark to evaluate the accuracy of the of simplified model. Simulation results showed that difference between the two approaches is below 10%, assessing the accuracy of the model. On the other hand, the simulation time using the complete approach was in the other of 30 min per modulator, while using the simplified it was only 20 sec [1].



Figure 1. Schematic of the complete simulation (a) and the simplified phase modulator model (b).





Using this model we designed a modulator for Datacom applications in the O-Band following the specifications of 100GbE [2]. The modulator was based on a lateral PN junction and was fabricated by STMicroelectronics in a 300mm CMOS pilot line [3]. Ring resonators (ring radius = 80µm) and 1 mm long Mach-Zehnder interferometers were used as modulating structures. Firstly static measurements were performed on the modulators. As an example the transmission of a ring modulator as a function of the wavelength for different applied voltage is reported in Fig 2a. When the reverse bias is increased, the resonance condition is shifted due to the effective index variation in the ring. Record modulation efficiencies below 1.2 Vcm were deduced experimentally in the O-Band using this kind of structures. This represents nowadays the state-of-the-art silicon modulators in the O-Band. The highspeed measurements performed on the Mach Zehnder modulator included small-signal bandwidth and eye diagrams characterization. A 3dB electro-optical bandwidth of 18GHz was obtained which makes it suitable for communications at 25Gbps required in the standard of 100GbE. Data transmission was possible at 25Gbps using a driving signal of 6Vpp, and the measured open eye diagram can be seen in Figure 2 (b). The measured extinction ratio was 8dB. Moreover, third order intermodulation distortion (IMD3) measurements were performed at frequencies around 1GHz. In order to obtain the IMD3 characteristics of the modulator we used the two tone experiment. Measurements showed a Spurious Free Dynamic Range (SFDR) of 75dB Hz^{2/3}



Figure 2. Static transmission of a ring modulator (a) and eye diagram of a Mach-Zehnder modulator at 25Gbps (b).

In this work, we have presented a novel simulation approach for silicon modulators enabling substantial reduction of computational effort while maintaining a good level of accuracy. Modulators in the O-Band of optical communications have been designed and experimentally characterized. Open eye diagrams with 8dB extinction ratio were obtained at 25Gbps.

This work was supported by the European project Pat4m (FP7-2012-318178) and the European project Cosmicc (H2020-ICT-27-2015-688516). We acknowledge the support of French Industry Ministry/DGE through the Nano2017 program.

- D. Pérez-Galacho, D. Marris-Morini, R. Stoffer, E. Cassan, C. Baudot, T. Korthorst, F. Boeuf, and L. Vivien: Simplified modeling and optimization of silicon modulators based on free-carrier plasma dispersion effect, Opt. Express 24, 26332-26337 (2016)
- [2] "Physical layer specifications and management parameters for 40 gb/s and 100 gb/s operation over fiber optic cables," IEEE Standard for Ethernet.
- [3] D. Perez-Galacho, C. Baudot, T. Hirtzlin, S. Messaoudène, N.Vulliet, P. Crozat, F. Boeuf, L. Vivien, and D. Marris-Morini: *Low voltage 25Gbps silicon Mach-Zehnder modulator in the O-band*, Opt. Express 25, 11217-11222 (2017).





Génération et modulation des signaux millimétriques avec des lasers DFB co-intégrés sur verre

Nisrine Arab¹, Lionel Bastard¹ et Julien Poëtte¹

¹ Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique, Laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation (IMEP-LaHC) UMR 5130 Université Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, F-38000 Grenoble, France

nisrine.arab@hotmail.com

Les systèmes de télécommunication sans fil évoluent vers des fréquences de porteuses toujours plus élevées pour éviter la saturation des différentes bandes de fréquences et pour pouvoir atteindre des débits plus importants. Les prochaines générations devraient ainsi utiliser des fréquences de porteuse dans le domaine millimétrique, comprises entre 30 et 300 GHz. Deux des difficultés majeures lors du travail à ces fréquences sont a) la génération de la porteuse et b) les difficultés de transport du signal (l'atténuation en espace libre ou dans un câble coaxial est très importante). Avec les systèmes radio-sur-fibre, différentes techniques permettent d'atteindre des fréquences de porteuse dans cette gamme de fréquence, les principales sont l'utilisation d'un laser à blocage de modes et le battement de deux lasers. Dans certains cas, la modulation directe peur être utilisée mais nécessite la mise en place de systèmes utilisant les harmoniques de la fréquence de modulation pour une montée en fréquence, ce qui complexifie le système [1]. L'inconvénient de l'utilisation des lasers à blocage de mode est leur sensibilité aux contre-réactions et leur grande largeur spectrale, qui rend le système sujet à la dispersion dans les fibres optiques et conduit à un évanouissement périodique du signal pour certaines longueurs de fibre [2]. Le battement optique a été déjà réalisé avec des lasers à semiconducteurs, mais cette technologie présente certains défauts, dont une largeur de raie importante et un pic de bruit d'intensité situé à des fréquences de quelques GHz, pouvant atteindre les bandes de modulation [3]. Pour réduire ces impactes, des boucles à verrouillage peuvent être utilisées ce qui complexifie le système. Dans notre travail, nous proposons d'utiliser des lasers DFB par échange d'ions sur verre. Nous présentons ici les premiers résultats sur des structures que nous avons réalisées et caractérisées [4].



Figure 1. Setup du battement optique pour la génération des fréquences millimétriques.

Les lasers sont constitués des guides d'ondes amplificateurs ayant des ouvertures de diffusion w variables sur lesquelles un réseau de Bragg avec un même pas Λ a été implémenté. La longueur d'onde d'émission λ est liée aux paramètres de fabrication par la formule (1) :

$$\lambda = 2\Lambda n_{\text{eff}}(w) \tag{1}$$

Où n_{eff} est l'indice effectif du mode guidé, qui dépend des paramètres opto-géométriques du guide d'onde et notamment de son ouverture de diffusion *w*. Plusieurs lasers ont été réalisés et des écarts en longueurs d'ondes correspondant à des écarts fréquentiels entre 25GHz et 325GHz ont été observés.





La figure 1 représente le setup utilisé pour faire le battement. Chaque laser était pompé par une diode de pompe différente, l'émission laser étant récupérée au travers de multiplexeurs 980/1550 nm à fibre. A l'issue du coupleur, un photodétecteur rapide couplé à un analyseur de spectre électrique a été



Figure 2. Spectre électrique du signal généré à 66GHz avec les bandes de modulation (à gauche) et diagramme de constellations obtenues à 10Mb/s avec BPSK (a) et à 300Mb/s avec QPSK (b).

utilisé pour mesurer le spectre du battement montré sur la figure 2- gauche. On observe une largeur de battement inférieure à 70 kHz, alors que la valeur théorique (le double de la largeur de raie d'un laser individuel) vaut 3,2 kHz.

Puis, une transmission d'un signal à 66GHz a été faite. Un débit de 300Mb/s pour le format QPSK et une fréquence porteuse de 1GHz a été atteint. Selon le diagramme de constellation représentée dans la figure 2-b les symboles sont bien séparés, indiquant la bonne qualité de transmission. Cette mesure est corroborée avec une valeur de l'amplitude de vecteur d'erreur (EVM) égale à 26.9%. Une valeur d'EVM égale à 16.9% a été mesurée pour le format BPSK à un débit de 10Mb/s (figure 2-a) alors que la mesure de référence (back-to-back) donne un EVM égal à 5%.

On a présenté la génération d'une fréquence millimétrique par battement optique faite pour la première fois avec des lasers co-intégrés sur verre. Une largeur de raie du battement inférieure à 70kHz a été mesurée. Ensuite, la transmission d'un signal à 66GHz a été faite et un débit de 300Mb/s a été atteint. L'élargissement du spectre de battement est attribué aux vibrations mécaniques liées au fait que les lasers ne sont pour l'instant pas connectorisés et aux variations thermiques. Cependant, cette valeur est déjà extrêmement faible et il s'agit à notre connaissance de la largeur de battement la plus faible obtenu sur un système aussi simple (sans asservissement). Les perspectives de ce travail sont la stabilisation mécanique et thermique des lasers pour encore diminuer la largeur de battement, puis la réalisation d'une expérience de transmission à 300 GHz.

Remerciements :

Ces travaux ont été effectués dans le cadre du projet FIWIN5G qui a reçu un financement du programme de recherche et d'innovation Horizon 2020 de l'Union européenne dans le cadre de la convention de subvention Marie Sklodowska-Curie n ° 642355.

- J. Yu, Z. Jia, L. Yi, Y. Su, G.-K. Chang, and T. Wang, "Optical millimeter-wave generation or upconversion using external modulators," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 265-267, 2006.Standard ECMA-387, "High Rate 60 GHz PHY, MAC and HDMI PAL", Decembre 2008.
- [2] F. Brendel et al., "Chromatic dispersion in 60 GHz radio-over-fiber networks based on mode-locked lasers," Journal of Lightwave Technology, vol. 29, no. 24, pp. 3810-3816, 2011.
- [3] R. Khayatzadeh, H. H. Elwan, J. Poette, and B. Cabon, "Impact of amplitude noise in millimeterwave radio-over-fiber systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 13, 2015.
- [4] N. Arab, L. Bastard, J. Poëtte;;Co-integration of two DFB lasers on glass for millimeter-wave generation. Proc. SPIE 10106, Integrated Optics: Devices, Materials, and Technologies XXI, 1010605 (February 16, 2017); doi:10.1117/12.2250136.





Développement d'un Modulateur pour des applications Lidar Radar

Nour ALEM, Fabrice PELLEN, Bernard Le JEUNE Laboratoire OPTIMAG, 6, avenue Le Gorgeu 29238 Brest Cedex 3

Les systèmes de détection SONAR permettent de détecter des objets en profondeur de part l'excellente propriété de propagation du son dans un milieu liquide. Cependant, la zone proche de la surface constitue une zone aveugle pour ce type de capteur. D'autre part, les ondes RADAR sont rapidement absorbées en surface de la mer. Afin de détecter un objet flottant ou faiblement immergé, une méthode alternative consiste à exploiter la détection optique par lidar avec une longueur d'onde à 532 nm, située dans la partie du spectre optique pour laquelle l'atténuation du milieu est minimale.

La détection par lidar classique possède toutefois un inconvénient majeur : la rétrodiffusion en volume du milieu qui se superpose au retour de la cible limite la sensibilité et le contraste de celle-ci. Une méthode originale est la technique de modulation hyperfréquence[1]–[3], qualifié du lidar-radar, consiste en l'utilisation d'un laser impulsionnel modulé. En effet, la réponse fréquentielle de la rétrodiffusion volumique d'une colonne d'eau est une fonction de transfert de type passe bas avec une fréquence de coupure à quelques centaines de MHz [4], alors que celle de la cible peut être considérée comme indépendante de la fréquence. Ainsi, il suffit de moduler le signal laser à une fréquence très supérieure à la fréquence de coupure de la colonne d'eau et à y associer un filtrage passe bande autour de la fréquence de modulation afin de rehausser le retour de cible au détriment de la rétrodiffusion volumique (figure 1). La fréquence de modulation choisie dans ce type de système résulte d'un compromis entre la bande passante des détecteurs optiques et la fréquence de coupure de l'eau de mer et est généralement de l'ordre du GHz (fréquence RADAR).



Figure 1. Fonction de transfert pour la rétrodiffusion volumique et la cible.

Des essais en bassin à houle ont montré la possibilité de s'affranchir également des retours repartis sur l'interface air-mer en condition de rasance. Le lidar modulé permet ainsi de détecter une cible flottante ou faiblement immergée dans l'eau de mer plus facilement qu'un lidar non modulé.

Notre étude consiste à concevoir et réaliser un modulateur stable, possédant peu d'éléments optiques rendant plus facile sa mise au point et son utilisation, délivrant un signal modulé en hyperfréquence accordable en durée d'impulsion, adaptable en fréquence de modulation et délivrant un maximum d'énergie.



Figure 2. Architecture du modulateur proposée.



L'architecture proposée (figure 2), se résume en deux miroirs plans face à face avec un générateur de seconde harmonique (SHG) entre les deux miroirs afin d'optimiser le rendement énergétique du système. L'impulsion infrarouge (1064 nm) injectée dans ce système est une impulsion très énergétique et ultra brève (100 ps). La conversion de longueur d'onde est réalisée lors du premier passage dans le cristal doubleur de l'impulsion infrarouge, et une fraction de l'impulsion verte générée est transmise par le miroir M₂ tandis que l'autre partie subi de multiples aller/retour dans la structure, ce qui permet de générer un train d'impulsions de période constante (et donc de fréquence constante) dépendant uniquement de la longueur de la cavité formée par les deux miroirs au travers de la loi $f = \frac{e}{2*L}$ où f est la fréquence de modulation, c : la célérité et L : la longueur de la cavité.. Le taux de décroissante du train est contrôlé par le taux de transmission T du miroir à fuites M₂.



Figure 3. Résultats théoriques et expérimentaux : a) signal émis théorique. b) représentation spectrale théorique. c) signal émis expérimental. d) représentation spectrale expérimentale.

Les résultats de simulations et les tests expérimentaux (figure 3) montrent que le signal modulé présente une finesse spectrale requise pour espérer augmenter le contraste de la cible. Par ailleurs, les résultats expérimentaux correspondent parfaitement aux prédictions théoriques, au bruit expérimental près. D'autre part, en couplant ce modulateur avec une source laser délivrant une impulsion incidente forte en énergie, le signal modulé émis est suffisamment énergétique (5 mJ) pour espérer détecter une cible à plusieurs dizaines de mètres de profondeur.

Conclusion :

Les études conduites reposent sur le développement d'un nouveau modulateur. L'architecture du modulateur proposé a été étudiée et implémentée. Les résultats expérimentaux montrent que ce modulateur permet de délivrer un train d'impulsion stable en fréquence, accordable en fréquence et en bande passante et en durée d'impulsion tout en utilisant peu d'éléments optiques et donc adapté aux applications Lidar-Radar.

Références :

[1] F. Pellen, « Evaluation de l'apport en détection en milieu marin de la technique de modulation hyperfréquence sur porteuse optique à 0, 5 micron », 2000.

[2] V. M. Contarino, P. R. Herczfeld, et L. J. Mullen, *Modulator LIDAR system*. Google Patents, 1998.

[3] F. Pellen, P. Olivard, Y. Guern, J. Cariou, et J. Lotrian, « Radio frequency modulation on an optical carrier for target detection enhancement in sea-water », *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 34, n^o 7, p. 1122, 2001.

[4] F. Pellen, X. Intes, P. Olivard, Y. Guern, J. Cariou, et J. Lotrian, « Determination of sea-water cut-off frequency by backscattering transfer function measurement », *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 33, n^o 4, p. 349, 2000.





Imagerie optomicroonde temps réel à acquisition mono-canal utilisant un sommateur optomicroonde.

Zérihun TEGEGNE, Cyril DECROZE, Philippe DI BIN, Thomas FROMENTEZE, Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT, XLIM, 123 Avenue Albert THOMAS, 87060 LIMOGES, Cedex

L'imagerie active (radar) microonde offre des solutions dans le domaine de la sécurité des biens et des personnes telles que les scanners corporels à la volée, la vision à travers les murs, la détection de cibles en environnement opaque aux rayonnements optiques ou le contrôle non destructif de bagages. Dans ce domaine, le challenge repose sur l'optimisation de l'ouverture rayonnante des systèmes pour garantir un maximum de résolution, tout en réalisant un rafraîchissement temps réel. Encore aujourd'hui, les solutions peinent à concilier conjointement sensibilité, résolution, temps de traitement et compacité. Ces limitations sont liées à la nécessité de collecter simultanément les signaux reçus par un grand nombre d'antennes (multiplication des chaînes RF et de conversion analogique-numérique) pour atteindre une résolution spatiale suffisamment fine, au détriment de l'encombrement, la masse, les pertes et la complexité (coût). Pour relever ce défi, nous proposons un système reposant sur une nouvelle technique de mesure d'un signal unique, en réalisant un codage analogique des signaux recus par un réseau d'antennes sur une seule voie de sortie garante d'une architecture simplifiée ne nécessitant qu'un seul convertisseur analogique numérique. La transmission, le multiplexage temporel et la concentration de tous les signaux vers l'unique canal de sortie sont réalisées par un traitement optique (Figure 1). Cela permet de très fortement réduire l'encombrement et le poids des systèmes tout-microondes existants, tout en simplifiant les traitements numériques et en procurant une souplesse de conception bien plus grande.



Figure 1. Schéma synoptique du système d'imagerie optomicroonde SIMO 1x4.

Le dispositif développé à des fins de démonstration de faisabilité fonctionne sur le principe d'un radar comprenant d'une part une antenne d'émission (de type Vivaldi) illuminant simultanément toute la scène d'une impulsion RF unique et d'autre part un réseau linéaire de 4 antennes réceptrices (de type « patch » large bande). Chacune de ces antennes, fonctionnant autour d'une fréquence de 2 GHz dans une bande passante de 400 MHz, est connectée à un amplificateur faible bruit (LNA) suivi d'un modulateur électrooptique (EOM) du commerce. Les signaux sont ensuite transmis par des fibres optiques de longueurs différentes vers un sommateur optomicroonde [1]. L'incrément de longueur





d'une fibre à l'autre est de 6 mètres, ce qui représente un retard relatif de 30 ns correspondant à une distance de 4.5 mètres en aller-retour en propagation aérienne, définissant ainsi la profondeur de vision maximale du radar. Le sommateur optomicroonde convertit ces quatre signaux optiques multiplexés temporellement en un signal électrique unique numérisé par un oscilloscope numérique 40 Géch/s. La reconstruction des signaux reçus par chaque antenne est ensuite réalisée numériquement par un algorithme de compensation de phase [2], afin de calculer l'image de la scène observée grâce à une technique classique de balayage de faisceau numérique. Cette technique permet de réaliser une imagerie temps-réel car non soumise aux temps de balayage classique (mécanique ou électronique) d'une antenne radar, mais seulement aux temps de calculs.

Une démonstration expérimentale du système d'imagerie optomicroonde complet est réalisée en chambre semi-anéchoïde. La scène à imager comprend deux objets (respectivement une vis de longueur 7 cm et un tube métallique de 5 cm de diamètre) positionnés à 1.5 m et 2.6 m du système et présentant respectivement un angle par rapport à la normale au réseau d'antennes de 0° et 30°. L'image radar obtenue après une acquisition quasi-temps réel (moyennage 20) et le traitement numérique est présentée en figure 2. Les deux objets sont parfaitement détectés à leur bonne position. La résolution angulaire est très fortement limitée par la faible dimension du réseau qui ne comprend que 4 antennes mais est en parfaite adéquation avec les performances attendues. Le lobes secondaires (tâches bleu clair) du réseau sont visibles sur les côtés des taches principales à un niveau de 12 dB proche des 14 dB théoriques pour un réseau d'antennes non apodisé. La dynamique obtenue est de 15 dB, et on peut noter que la sensibilité du système permet la détection d'un objet d'aussi faible dimension qu'une vis.



Figure 2. Image radar expérimentale : exemple de détection de 2 cibles.

Nous avons démontré la faisabilité de l'introduction de fonctions optiques dans un système d'imagerie radar. L'introduction de l'optique a permis d'obtenir un fonctionnement mono-canal et quasi-temps réel avec une bonne dynamique tout en réduisant le nombre de chaînes RF et de conversion analogique-numérique. Les performances sont conformes aux attentes avec une marge de progression non négligeable. L'amélioration de la résolution passe par une augmentation du nombre d'antennes et de la fréquence de fonctionnement ce qui limitera la dimension du dispositif, tout en n'utilisant qu'un sommateur optomicroonde. Une imagerie tridimensionnelle sera possible avec un réseau d'antennes 2D.

Ces travaux sont réalisés avec le soutien du LABEX SIGMA-LIM.

- [1] E. T. Josniere et al "Microwave Photonics Summation Device With up to 19 Input Signals in K and Ku Bands" Journal Of Lightwave Technology, Vol. 34, No. 20, October 15, 2016.
- [2] D. Carsenat and C. Decroze, "UWB Antennas Beamforming Using Passive Time-Reversal Device," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, no., pp. 779-782, 2012.





Contrôle de Biais Automatique Pour Modulateurs I&Q application à la modulation CS-SSB

Jonathan Taubaty, Alexandre Mottet, Henri Porte, Jérôme Hauden iXBlue Photonics, 3 rue Sophie Germain, 25000 Besançon, France Contact email : jerome.hauden@ixblue.com

Les modulateurs larges bandes de type I&Q, connus dans le cadre des télécom optiques haut débit (QPSK), ont démontrés leur intérêt dans de nombreuses applications analogiques tel que les transmissions radio sur fibres ou les translations de fréquences optiques, notamment pour les mesures de type Brillouin [1]. Ils offrent en particulier la possibilité de générer des spectres de sortie de type bande latérale unique à suppression de porteuse [2]. Ces modulateurs I&Q sont constitués de sous Mach-Zehnder nichés au sein d'un combineur (Figure 1).

On montre que pour générer un spectre du champ de sortie optique de type suppression de porteuse à bande latérale unique (CS-SSB, "Carrier Suppressed Single Side Band") il est nécessaire, d'une part de moduler les deux sous-MZ avec la même harmonique déphasée de $\pi/2$, que ceux-ci soient polarisés à leur minimum de transmission à l'aide des tensions V_{DC1} et V_{DC2} , et que le déphase relatif entre eux, assuré par le combineur soit de $\pi/2$ (V_{DC3}). Dans la pratique, et notamment grâce à l'utilisation d'un signal "dither", une harmonique de très faible amplitude,



Figure 1. Schéma de l'architecture d'un modulateur I&Q pour modulation CS-SSB et Système d'asservissement associé MBC-IQ

il est relativement aisé d'asservir les deux sous Mach-Zehnder à leur minimum de transmission en analysant le spectre (FFT) du signal détecté par une photodiode en sortie [3]. En revanche l'asservissement du combineur sur un déphasage de $+/-\pi/2$, par l'intermédiaire d'une tension V_{DC3}, ne peut se faire par la même méthode.

Nous avons développé un système d'asservissement, "MBC-I&Q", qui permet d'asservir des modulateurs I&Q en mode CS-SSB. Les deux sous Mach-Zehnder sont asservis à leur minimum de transmission, tandis que le combineur est verrouillé à l'introduction d'un déphasage de $\pi/2$. La méthode utilisée consiste à moduler les deux sous Mach-Zender, à travers leur électrode DC avec deux dithers de fréquence différentes f₁ et f₂. Ils sont asservis de manière classique à leur minimum de transmission par une analyse spectrale (FFT) derrière une photodiode de monitoring. Chacune des harmoniques 1 à f₁ et f₂, maintenue à son minimum. L'asservissement du combineur sur un déphasage de $\pi/2$ est assuré par l'analyse FFT du battement, f₂-f₁. On peut montrer de manière théorique que l'harmonique un du battement est minimal pour un V_{DC3}=V $\pi/2$, c.a.d lorsque le combineur introduit un déphasage optique de $\pi/2$.

La Figure 2 montre l'évolution de l'harmonique correspondante au battement f₂-f₁ en fonction de la tension de bias du combineur V_{DC3}, c.a.d du déphasage optique qu'il introduit. Rappelons que par définition, une tension V_{π/2} correspond à l'introduction d'un déphasage de $\pi/2$ entre les deux bras optiques. Les deux sous Mach-Zehnder sont maintenus à leur minimum de transmission. On voit dans la simulation numérique, La Figure 2(a), que lorsque le combineur introduit un déphasage de $\pi/2$, l'amplitude du battement passe par un minimum. La Figure 2(b), montre le niveau détecté par le système numérique du battement f₂-f₁.

La Figure 3 (a) montre les résultats obtenus à la sortie du modulateur I&Q excité en mode "CS-SSB" et asservi par le système présenté (MBC-IQ). On voit sur la figure 4 la densité spectrale de champ



obtenu avec un analyseur de spectre optique. La fréquence de modulation est de 15GHz. La résolution limitée à 0.01nm de l'analyseur, permet néanmoins de distinguer les bandes latérales uniques avec une rejection >30dBc au-dessus de la porteuse optique à 1558nm.



Figure 2. Amplitude de l'harmonique 1 du battement des dithers en fonction de VDC3. (a): simulation numérique, (b): Détection numérisée par le MBC-IQ de l'harmonique de battement

La Figure 3 (b) montre la stabilité du système au cours du temps. On peut voir l'évolution de la puissance pic de la raie translatée de 15GHz au cours du temps lorsque le modulateur est asservi en mode CS-SSB avec le système MBC-IQ. La variation de 1.5dB sur 16 heures, la rejection étant supérieure à 30dBc tout au long de l'enregistrement. Les variations des tensions de biais V_{DC1} , V_{DC2} , et de V_{DC3} , sont respectivement de 500 mV, 950 mV et 3.8 V pendant toute la durée du suivi. Elles sont le signe de la correction des points de fonctionnement par le système d'asservissement.



Figure 3. (a): Spectres Optiques mesurés à l'OSA (res 0.01nm), Modulation CS-SSB Down (a) et Up (b) à 15GHz et 1548.7nm. (b): Asservissement en mode CS-SSB-Down: Suivi des variations des tensions de biais des sous-MZ (V_{DC1} et V_{DC2}), du Combineur (V_{DC3}) et de la puissance pic de la raie translatée, pendant 16 heures.

- [1] D. M. Nguyen, B. Stiller, M. W. Lee, J. C. Beugnot, H. Maillotte, A. Mottet, J. Hauden, and T. Sylvestre "Distributed Brillouin Fiber Sensor with Enhanced Sensitivity based on Anti-Stokes Single-Sideband Suppressed-Carrier Modulation" ", IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 25, no. 1, pp. 94-96, Jan 1, 2013
- M. Izutsu, S. Shikama, T. Sueta, "Integrated Optical SSB Modulator/ Frequency Shifter", IEEE JQE, Vol QE-17, No.11, 1981.
 Voir par exemple https://photonics.ixblue.com/products-and-applications/modulator-bias-controller





Caractérisation de PCSS pour la génération optoélectronique de formes d'ondes

Gwenaël Reineix, Romain Négrier, Michèle Lalande, Vincent Couderc, Joël Andrieu Xlim, Université de Limoges, France *Laurent Desrumaux, **Laurent Labarbe *Direction Générale de l'Armement, Paris, France ; **CEA, Gramat, France

De nombreuses applications requièrent la génération de formes d'ondes haute tension de plus en plus spécifiques. Dans le domaine biomédical, des études montrent que des pulses carrés [1] ou bipolaires causent un phénomène d'électroporation permettant d'augmenter l'efficacité de certains traitements, notamment dans le cas des chimiothérapies. Dans le cadre des radars ultra larges bandes, les fréquences utilisées vont de quelques kHz à plusieurs GHz afin de pénétrer le sol, les murs [2] ou encore les feuillages denses [3]. Les tests de susceptibilité EM sur divers systèmes électroniques nécessitent également des formes d'ondes particulières. Les composants optoélectroniques comme les PCSS (PhotoConductive Semiconductor Switches) sont une solution pour générer des formes d'ondes. En effet leurs caractéristiques présentent bon nombre d'avantages comparés à d'autres technologies [4] et en font les candidats idéaux pour la génération de pulses haute tension (plusieurs kV) avec des temps de montée de l'ordre de la picoseconde ou de la nanoseconde. La caractérisation de PCSS permet d'obtenir de nouvelles solutions pour l'obtention et l'optimisation de formes d'ondes ultra larges bandes. Un algorithme génétique (présenté lors de la conférence) conduit à l'architecture de sources générant des formes d'ondes particulières, respectant un gabarit fréquentiel ou transitoire prédéfini. Le système optoélectronique utilisé sera d'abord présenté. Grâce à ce banc de génération optoélectronique permettant d'obtenir des pulses haute tension (plusieurs kV crêtes), un modèle de PCSS est extrait. Une première modélisation de PCSS ainsi que ses limites et les pistes explorées pour son amélioration seront présentées.

Le générateur de formes d'ondes utilisé (présenté sur la figure 1) est constitué d'une ligne microstrip d'impédance 50Ω. La polarisation de la ligne est assurée par un générateur DC haute tension. Le PCSS est éclairé par un pulse optique d'une durée de quelques dizaines de picosecondes d'une longueur d'onde de 1064nm. L'énergie optique envoyée sur le PCSS libère des paires électrontrou réduisant la résistance du PCSS (fermeture électrique) et provoque la libération rapide de l'onde EM formée sur la ligne microstrip. Avec ce système le pulse généré est de forme carré. La durée du pulse généré dépend de l'impédance du PCSS, de la longueur de la ligne microstrip ainsi que de l'éclairement.

Les mesures obtenues figure 2 en pointillés (résultats modèle en trait plein) à partir du dispositif de la figure 1 ont permis de mettre en place le modèle électrique présenté sur la figure 3 (C1 est la capacité de jonction, C1=1 pF, R1 est la résistance de shunt, R1=1 MΩ, R2 est la résistance série, R2 = R_{ON}, L1 est l'inductance série, L1=3 nH, C2,C3 et C4 sont les capacités de discontinuités, C1=C2=C3=0.01

pF). La résistance minimale lors de la fermeture électrique est calculée par : V représente la

 $R_{ON} = \frac{\left(V - V_{out}\right)Z_{Load}}{V_{out}} - Z_{Source}$

tension de polarisation, Vout la tension de sortie mesurée, Z_{source} et Z_{load} sont respectivement les impédances de la source et de la charge.



Figure 1. Générateur de formes d'ondes



Figure 2. Formes d'ondes générées



La tension de polarisation de la ligne microstrip varie de 400V à 4kV (tension maximale supportée par le PCSS utilisé) et permet de mesurer R_{ON} et d'en déduire sa loi d'évolution sur la plage de mesure considérée. Les mesures ont été faites avec un éclairement de 40µJ. La source optique est représentée par le générateur de pulses carrés (figure 3). Le courant traversant le PCSS est exprimé par :

$$I = I_{SAT} \left(e^{\frac{qV}{K_B T}} - 1 \right) - I_{op}$$

 I_{SAT} est le courant de saturation du PCSS, q est la charge d'un électron, K_B est la constante de Boltzmann, T est la température ambiante (en K) et I_{opt} est le courant généré dû à l'éclairement du PCSS.

La validité du modèle précédent dépend de la longueur de la ligne microstrip utilisée. Après l'illumination et la fermeture électrique du PCSS, le phénomène de recombinaison des porteurs de charges a lieu. Plus la longueur de la ligne microstrip est grande, plus l'onde réfléchie en extrémité de ligne met du temps à franchir le PCSS. Ainsi, si l'onde réfléchie met plus de temps à revenir que le temps auquel commence la recombinaison des porteurs, le modèle n'est plus valable. La longueur maximale de la ligne utilisable avec ce modèle vaut donc : $L_{max}=0.5*v*t_{rec}$ où t_{rec} est le temps auquel la recombinaison de propagation de l'onde sur la ligne.

Le but est d'intégrer au modèle des paramètres liés à la réouverture électrique du PCSS (c'est-àdire le phénomène de recombinaison des porteurs) et à l'intensité optique $I(\tau)$ variable. Ainsi la concentration des porteurs à travers le temps dans le PCSS après illumination est définie par n(t) [5] et la résistance $R_s(t)$ peut être déduite par la relation suivante [5] (visible sur la figure 4) :

$$n(t) = e^{\frac{-t}{\tau_r}} \int_0^t e^{\frac{-t}{\tau_r}} \left[\frac{I(\tau)\lambda}{hcL_s W_s T_s} (1-R) (1-e^{-\alpha T_s}) \right] d\tau \qquad \qquad R_s(t) = \frac{L_s}{q_e W_s T_s \left[n(t)\mu_n + p(t)\mu_p \right]}$$

Cette approche permet ainsi de considérer dans la modélisation des phénomènes temporellement plus longs, de diversifier et d'optimiser les possibilités de génération de formes d'ondes. La prise en compte de ces paramètres dans la simulation est en cours d'intégration.

- [1] K. H. Schoenbachk and al., "Ultrashort electrical pulses open a new gateway into biological cells," Conference Record of the Twenty-Sixth International Power Modulator Symposium, 2004 and 2004 High-Voltage Workshop., San Francisco, CA, pp. 205-209, 2004.
- [2] X. Xia and al., "A novel balanced pulse generator for through-the-wall radar application", 2016 IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS), Beijing, pp. 596-600, 2016.
- [3] D. Kenney and al., "Design challenges and capability of a ground-based foliage penetration radar," 2014 International Radar Conference, pp. 1-5, Lille, 2014.
- [4] J. M. Proud and S. L. Norman, "High-Frequency Waveform Generation Using Optoelectronic Switching in Silicon," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, N° 3, pp. 137-140, 1978.
- [5] C. Hettler, W. and al., "Performance and optimization of a 50 kV silicon carbide photoconductive semiconductor switch for pulsed power applications," 2012 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), San Diego, CA, USA, pp. 70-72, 2012.





Génération photonique de signaux chirpés à partir d'un laser continu

Hugues Guillet de Chatellus^{1,2,3} Côme Schnébelin^{1,2}, Luis Romero Cortés³, Maurizio Burla^{3,4}, and José Azaña³ 1. Univ. Grenoble Alpes, LIPHY, F-38000 Grenoble, France,

2. CNRS, LIPHY, F-38000 Grenoble, France 3. Institut National de la Recherche Scientifique – Energie, Matériaux et Télécommunications (INRS-EMT), Varennes, Quebec, Canada J3X1S2 4. Institute of Electromagnetic Fields, ETH Zurich, Gloriastrasse 35, Zurich 8092, Switzerland

L'utilisation de la photonique pour la génération de signaux à dérive linéaire de fréquence (chirp) s'est montré être une solution très intéressante pour aller au-delà des limites imposées par les générateurs électroniques classiques. Cependant, la plupart des systèmes existants utilisent un laser à modes-bloqués comme source large bande, induisant une certaine complexité et un coût important [1, 2]. Nous proposons ici une technique simple de génération photonique de signaux arbitraires, basée sur l'utilisation d'une boucle à décalage de fréquence, injectée par un laser continu [3]. Ce système simple permet de générer des signaux chirpés large bande (>100 GHz) [4], avec un contrôle complet sur le signe et la vitesse de la variation linéaire de fréquence, ainsi que sur l'enveloppe du signal. La durée du chirp peut être ajustée (de quelques ns à quelques centaines de ns), avec un produit temps bande-passante (PTBP) supérieur à 1000.

Le système est basé sur l'utilisation d'une boucle optique, induisant un décalage de fréquence à chaque tour (typiquement à l'aide d'un modulateur acousto-optique). La boucle contient également un amplificateur optique et un filtre optique ajustable, permettant de limiter l'effet des pertes et de contrôler la largeur spectrale dans la boucle. Un coupleur 10 dB permet d'injecter cette boucle avec un laser continu et un autre coupleur permet d'extraire une partie de la lumière, qui est ensuite recombiné avec une fraction du laser d'injection (Fig. 1).



Fig.1. Gauche : Schéma de la boucle injectée par un laser continu. Les chirps RF sont générés après recombinaison avec le champ d'injection (mesure hétérodyne). a) et b) : Exemple de chirps RF positifs et négatifs, ainsi que leur représentation dans le plan temps-fréquence (distribution de Wigner-Ville, en bas). La largeur spectrale est d'environ 30 GHz (limité par le système de détection). c) et d) : Démonstration d'une enveloppe arbitraire appliquée sur les chirps RF en utilisant un « wave-shaper » en sortie de la boucle.

La boucle est caractérisée par 2 grandeurs : le décalage de fréquence induit à chaque tour f_s et le temps de parcours de la boucle τ_c . Le spectre en sortie de boucle est un peigne de fréquences, d'espacement f_s et de phase quadratique (la phase de la n^{ième} dent est $\pi f_s \tau_c n^2$). Quand f_s est choisi tel que $f_s = 2k/\tau_c + \delta f_s$ (k entier), le champ en sortie du système est équivalent au champ d'un laser à modes bloqués, après propagation dans un milieu induisant une dispersion de vitesse de groupe globale $D_2 = \tau_c \delta f_s / (2\pi f_s^2)$ [3]. La valeur de D_2 est ainsi ajustable, elle peut être positive ou négative,





et atteindre de très grandes valeurs. La recombinaison de ce signal avec le champ d'injection, puis la détection par une photodiode, permet de projeter dans le domaine radiofréquence (RF) le chirp optique. La largeur spectrale du chirp RF est égale à celle du peigne généré par la boucle, elle peut être aisément contrôlée par l'utilisation d'un filtre optique ajustable.

Nous avons démontré la possibilité de générer des chirps RF périodiques à la demande (de période $1/f_s$). Dans cette démonstration expérimentale, la largeur spectrale des signaux est limitée à 30 GHz, à cause du système de détection. Cependant, la largeur spectrale optique obtenue (Nf_s , où N est le nombre de tours qu'effectue la lumière dans la boucle) est supérieure à 100 GHz, donc plus grande que les largeurs spectrales typiques obtenues dans d'autres systèmes optiques utilisant un laser continu [5]. Le PTBP peut être estimé par $(1/f_s) \times Nf_s = N$. Cette valeur peut aller au-delà de 1300 dans ce système, donc bien supérieure à l'état de l'art, et ce sans nécessiter l'utilisation de laser à modes-bloqués [1, 2].

Références :

[1] A. Dezfooliyan and A. M. Weiner, « Photonic synthesis of high fidelity microwave arbitrary waveforms using near field frequency to time mapping », Opt. Exp. **21**, 22974 (2013)

[2] Y. Li *et al.*, « Photonic generation of W-band arbitrary waveforms with high time-bandwidth products enabling 3.9 mm range resolution" Optica, **1**, 446-454 (2014)

[3] H. Guillet de Chatellus et al., « Theory of Talbot lasers », Phys. Rev A 88, 033828 (2013)

[4] Brevet N° FR 1560294, extension N° PCT/EP2016/075249 (20 oct 2016)

[5] O. L. Coutinho, J. Zhang and J. Yao, "Photonic generation of a linearly chirped microwave waveform with a large time-bandwidth product based on self-heterodyne technique," 2015 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), Paphos, 2015, pp. 1-4.





Suppression de l'effet de la dispersion chromatique sur un signal radiofréquence par la technique Hartley optique basée sur un SOA-MZI

Thierry RAMPONE¹, Ammar SHARAIHA¹, Denis LE BERRE², Noham MARTIN², Cédric QUENDO² LabSTICC (UMR CNRS 6285), ENIB¹ - UBO², Brest

Introduction :

Différentes techniques peuvent être utilisées pour réaliser la transposition de fréquence de la modulation d'un signal optique, dont la modulation croisée de gain (XGM) au sein d'un SOA [1]. Dans ce cas, deux signaux optiques modulés en intensité, l'un à la longueur d'onde λ_{OL} jouant le rôle d'un oscillateur local à haute fréquence f_{OL} , l'autre à la longueur d'onde λ_D portant les données à la fréquence f_D , sont appliqués à l'entrée d'un SOA. Par effet XGM, à la sortie du SOA, les données modulent l'oscillateur local. Après détection, on retrouve les données transposées à la fréquence $f_{RF} = f_{OL} \pm f_D$. Pour la transposition vers les très hautes fréquences f_D doit être dans la bande passante de la densité des porteurs du SOA, tandis que f_{OL} est très supérieure à cette bande passante. Il est à noter que l'oscillateur local est modulé à $f_{OL}/2$ avec suppression de la porteuse optique (OCS) [2].

La propagation du signal optique porteur de modulations à hautes fréquences à la sortie du SOA est soumise à l'effet de la dispersion chromatique de la fibre optique, de l'ordre de 17 ps/nm/km. À cause de cet effet , un phénomène d'affaiblissement (*fading*) va apparaître en fonction de la fréquence des modes optiques et de la longueur de propagation parcourue dans la fibre optique [3].

Différentes techniques ont pu être proposées pour annuler ce phénomène, soit en filtrant le signal, soit en utilisant des modulations à bande latérale unique [4-7]. Nous proposons ici d'utiliser la structure interférométrique d'un SOA-MZI pour supprimer les bandes latérales de modulation qui pourraient annuler le signal RF obtenu après transposition par effet XGM. On réalise ainsi un filtrage de type Hartley implémenté en technologie optique.



Figure 1. Principe de la technique "Hartley optique" basée sur un SOA-MZI

Principe de la technique "Hartley optique" :

Le signal de données module en quadrature de phase la porteuse optique appliquée aux entrées Di et Dq du SOA-MZI (Figure 1). À la sortie des SOA, l'oscillateur local est modulé dû à l'effet XGM des SOA. Compte-tenu des modulations des données en quadrature et des déphasages dus aux coupleurs optiques, les bandes de modulation supérieures (composantes bleues) des signaux issus des bras supérieur et inférieur de l'interféromètre sont en opposition à la sortie du SOA-MZI et





s'annulent. Les bandes inférieures (composantes rouges) sont en phase et s'ajoutent. Un filtre optique FO permet de ne transmettre vers la photodiode que la porteuse de l'oscillateur local. Par un changement du signe de la quadrature la composante peut être annulée, la bleue conservée.

Le dispositif a été étudié par simulation en utilisant l'outil VPI Transmission Maker. Les SOA correspondent au composant standard de la librairie VPI. Une fibre optique standard monomode est ajoutée entre FO et la photodiode Pd1. La puissance du signal RF, à la fréquence $f_{RF} = f_{OL} + f_D$, est mesurée en fonction de la longueur de la fibre optique (Figure 2) pour différentes fréquences f_{OL} . Afin de comparer la transmission, avec et sans la technique Hartley optique, la modulation des données peut être coupée à l'entrée Dq, limitant le mélange par XGM à SOA₁: aucune bande de modulation n'est annulée en sortie du SOA-MZI. On observe alors l'affaiblissement du signal RF pour certaines longueurs de fibre contrairement au cas où la technique Hartley optique est utilisée.



Figure 2. Signal RF détecté après transmission par fibre optique.

Conclusion :

Par utilisation d'un SOA-MZI pour implémenter un filtrage optique de type Hartley, nous avons pu générer et transmettre un signal radiofréquence sans pénalité dû à la dispersion chromatique de la fibre optique. Une validation expérimentale ainsi qu'une analyse en termes de largeur de la bande passante des données et de dissymétrie entre les voies en quadrature sont les perspectives de ce travail.

- [1] C. Bohémond, T. Rampone, and A. Sharaiha: Performances of a Photonic Microwave Mixer Based on Cross-Gain Modulation in a Semiconductor Optical Amplifier, IEEE J. Lightw. Technol., 29(16) 2402-2409, 2011.
- [2] T. Rampone, R. Zulma, and A. Sharaiha: *Electro-optical radiofrequency up-converter based on a Semiconductor Optical Amplifier*, in IEEE Microw. Photon. Conf. (MWP), 145-148, 2011.
- [3] U. Gliese, S. Norskov, and T. N. Nielsen: Chromatic dispersion in fiber-optic microwave and millimeter-wave links, Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 44(10), 1716-1724, 1996.
- [4] G. H. Smith, D. Novak, and Z. Ahmed: Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 45(8), 1410-1415, 1997.
- [5] H.-J. Kim and J.-I. Song: All-optical single-sideband upconversion with an optical interleaver and a semiconductor optical amplifier for radio-over-fiber applications, Opt. Express, 17(12), 9810-9817, 2009.
- [6] U.-S. Lee, H.-D. Jung, and S.-K. Han: Optical single sideband signal generation using phase modulation of semiconductor optical amplifier, IEEE Photon. Technol. Lett., 16(5),1373-1375, 2004.
- [7] M. Park, K.-C. Kim, and J.-I. Song: *Generation and Transmission of a Quasi-Optical Single Sideband Signal for Radio-Over-Fiber Systems*, IEEE Photon. Technol. Lett., 23(6), 383-385, 2011.





Apport du suivi d'enveloppe pour la linéarisation d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs

Julio Cesar Ortiz Cornejo^{1,3}, Serban Bejan², Stéphane Azou³, Jorge Arturo Pardinas Mir², Pascal Morel³ ITESO, Guadalajara, Mexico

² Military Technical Academy, Bucharest, Romania ³ École Nationale d'Ingénieurs de Brest / CNRS UMR 6285 Lab-STICC, Brest, France azou@univ-brest.fr

Les amplificateurs optiques à semiconducteurs (Semiconductor Optical Amplifiers - SOAs) produisent des effets non-linéaires lorsqu'ils fonctionnent en régime de saturation, d'autant plus que les signaux injectés présentent une enveloppe non constante. Ainsi lorsque le SOA est destiné à amplifier la puissance d'une communication optique OFDM sur fibre, une dégradation de performance est observée (en raison du facteur de crête élevé¹ inhérent au format de modulation). Une méthode de réduction du PAPR est typiquement employée dans ce cas, mais sans action directe vis-à-vis des non-linéarités intrinsègues du SOA. La linéarisation de la caractéristique de composants non-linéaires est un sujet largement couvert dans la litérature relative aux systèmes de communication sans-fil radio [1]; pour le cas des systèmes optiques, beaucoup moins de travaux sont recensés. Dans cette communication nous décrivons l'apport d'une technique de type suivi d'enveloppe² [2] pour linéariser la caractéristique d'un transmetteur OFDM optique cohérent (CO-OFDM) basé sur un SOA (Fig. 1). Le suivi d'enveloppe consiste à ajuster dynamiquement le courant de polarisation du SOA au gré de l'enveloppe du signal optique injecté dans l'amplificateur. Saleh et al. [3] ont démontré l'intérêt d'une telle solution, en se limitant au cas de 2 fréquences sous-porteuses. Nous montrons ici par le biais de simulations, pour un transmetteur complet et réaliste (modèle physique du SOA validé par des données expérimentales³), le gain de performance significatif d'une telle approche avec l'utilisation simultanée éventuelle d'un bloc de réduction de PAPR via loi-µ [4]. Dans la branche de suivi d'enveloppe le signal s(t), éventuellement mis en forme (filtrage, pré-distorsion non-linéaire,...), subit une amplification de gain $G_{c=\alpha, Idc}$ pour être alors appliqué au SOA : Idc désignant la composante continue du courant de polarisation) et $\alpha <<1$. Pour illustrer les performances, nous considérons ici une transmission 4-QAM CO-OFDM de bande passante électrique 5 GHz, avec 128 sous-porteuses.



Figure 1. Système CO-OFDM avec SOA en booster de puissance, incluant un module de suivi d'enveloppe.

Dans la figure 2.a, nous illustrons les enveloppes originales et leurs versions filtrées passe-bas à 1.25 GHz et 625 MHz. Nous avons évalué le critère d'EVM⁴ en fonction de la puissance optique en entrée du SOA et du gain α en courant, en configuration back-to-back (récepteur placé en sortie de

¹ Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)

² Envelope Tracking (ET)

³ Composant INPHENIX-IPSAD1501

⁴ Error Vector Magnitude (EVM)



l'amplificateur). Il peut être clairement observé en figure 2.b qu'une faible EVM peut être assurée sur une large gamme de puissance d'entrée (pour une enveloppe filtrée à 1.25 GHz et avec réduction de PAPR simultanée). Par exemple, si l'on se fixe 30% pour la limite supérieure de l'EVM, il est possible d'opérer jusqu'à -12 dBm de puissance.



Figure 2. (a) Enveloppe originale et sa version filtrée passe-bas, à 1.25 GHz (haut) et 625 MHz (bas) ; (b) EVM mesurée en fonction du gain α et de la puissanœ d'entrée Pin, pour un suivi d'enveloppe avec une pré-distorsion par loi μ (filtrage à 1.25 GHz).

Pour les diverses implémentations de l'approche suivi d'enveloppe (filtrage à 1.25 GHz ou 625 MHz, réduction de PAPR conjointe ou non), nous représentons en figure 3 la borne de performance correspondant au gain en courant Gc offrant l'EVM minimale, pour chaque puissance de sortie (Pout). Il est clairement observé que l'EVM obtenue est toujours inférieure au cas d'une réduction de PAPR seule (*companded*, μ =2). Sur la même figure, nous illustrons l'évolution de l'EVM lorsqu'un gain en courant fixe est adopté (α =0.25).



Figure 3. EVM en fonction de la puissance de sortie du SOA, pour diverses techniques de linéarisation ET.

Références :

[1] F. M. Ghannouchi, O. Hammi, and M. Helaoui, Behavioral Modeling and Predistortion of Wireless Transmitters , New York: Wiley, 2015.

[2] B. Kim, J. Kim, D. Kim, J. Son, Y. Cho, J. Kim, and B. Park, "Push the envelope: Design concepts for envelope-tracking power amplifiers," *IEEE Microwave Mag.*, vol. 14, no. 3, pp. 6881, Mar. 2013.

[3] A. A.M. Saleh, R. M. Jopson, and T. E. Darcie, "Compensation of nonlinearity in semiconductor optical amplifiers," *Electron. Lett.*, vol. 24, pp. 950-952, July 1988.

[4] J. C. Ortiz-Cornejo, S. Bejan, S. Azou, J. A. Pardinas Mir, P. Morel, "On Envelope-Tracking for SOA Amplification of Multicarrier Signals", *IEEE Int. Symp. On Circuits and Systems (ISCAS)*, Baltimore, USA, 2017.





Lasers faible bruit à état solide : utilisation d'absorption par SHG comme Buffer Reservoir

Kévin Audo, Abdelkrim El Amili, et Mehdi Alouini Département Optique et Photonique, UMR FOTON, CNRS, Université Rennes1, Rennes. kevin.audo@univ-rennes1.fr

Les lasers à état solide présentent de nombreux avantages pour la transmission de signaux microondes sur porteuse optique [1]. En effet, d'une part ces lasers possèdent de faibles largeurs de raie et d'autre part ils ont la possibilité de fournir de fortes puissances nécessaire pour l'obtention d'un bon rapport signal sur bruit. Néanmoins, ils souffrent d'un excès de bruit d'intensité à la fréquence des oscillations de relaxation (OR). Le phénomène des OR est inhérent aux lasers de classe B pour lesquels le temps de vie d'inversion de population est supérieur à celui des photons dans la cavité. Pour supprimer ces fluctuations d'intensité, nous avons exploré une approche reposant sur l'insertion d'un absorbant non-linéaire dans la cavité laser. Nous avons montré théoriquement [2] que le mécanisme non-linéaire agit comme un réservoir ("Buffer Reservoir" (BR)) qui régule l'interaction résonante entre l'inversion de population et les photons responsable des OR. Nous avons ainsi montré que l'insertion d'un mécanisme d'absorption à deux photons (TPA) à l'aide d'une lame de GaAs permettait de réduire de 50 dB l'amplitude du pic de bruit au sein d'un laser Er,Yb:verre [3]. Le TPA est introduit en faible efficacité ce qui permet de conserver le seuil et la puissance du laser. Cette approche s'avère ainsi être passive, compacte et permet une réduction des OR meilleure de 2 à 3 ordres de grandeur que n'importe quelle autre technique classique [4]. Cependant, d'un point de vue pratique, l'utilisation du TPA comme BR impose de trouver un semi-conducteur intrinsèque dont le temps de recombinaison des porteurs est très rapide, mais aussi dont l'énergie de gap est supérieure à celle des photons. Cette double contrainte impose l'utilisation ou le développement de semi-conducteurs pour différentes régions du spectre optique. Dans ce contexte, nous nous sommes demandé si un processus d'absorption engendré par génération de seconde harmonique (ASHG) pouvait apporter une solution universelle. En effet, de par le large choix de cristaux non-linéaires, la méthode pourra ainsi être exploitée à différentes longueurs d'ondes d'émission laser. Nous montrons dans cette étude comment un mécanisme de ASHG permet de réduire avec efficacité les bruits d'intensité résonants du laser quelle que soit sa longueur d'onde. Par ailleurs, bien que nos développements théoriques nous aient donné la certitude que le mécanisme de BR ne réduisait pas directement le bruit d'intensité mais qu'il imposait un bouleversement de la dynamique du laser, aucune preuve expérimentale directe n'a pu être apportée. Nous montrons ici comment l'utilisation du ASHG permet de confirmer sans aucune ambiguïté ce dernier point.

Nous portons notre étude sur un laser Nd :YAG émettant à 1064 nm. Le milieu actif est placé dans cavité linéaire plan-concave de 12 cm de long. Nous insérons un cristal non-linéaire de KTP de 10 mm de long dans la cavité laser. Ce cristal a été optimisé pour générer des photons de seconde harmonique à 542 nm. Il est essentiel de noter que, dans notre configuration, nous cherchons à obtenir des faibles efficacités de doublage. En effet, le mécanisme de ASHG ne doit pas modifier les caractéristiques statiques du laser et n'est introduit que pour amortir les bruits d'intensité résonants du laser. Cette configuration est donc significativement différente des lasers doublés en fréquence usuels pour lesquelles un maximum d'efficacité de conversion est recherché. Nous cherchons ainsi à obtenir au maximum une efficacité de conversion de 0,1%. Nous avons pu vérifier que, dans ces conditions, la puissance du laser n'est quasiment pas affectée par l'ajout du ASHG.

Nous avons mesuré le spectre de RIN du laser pour différentes efficacités de ASHG. Nous mettons en évidence sur la Figure 1(a) que, plus l'efficacité de ASHG augmente, plus l'amplitude du pic des OR décroît. Pour une efficacité de 0,1% nous obtenons une réduction du pic de bruit de 20 dB. Ces résultats démontrent clairement que le SHG, tout comme le TPA, agit comme un "buffer" au sein du laser. De plus, nous avons également reproduit sur la Figure 1(b) la densité spectrale de puissance du faisceau à 542 nm. Nous remarquons une augmentation moyenne du niveau de bruit qui est directement liée à l'accroissement de la puissance à 542 nm. Cependant, l'augmentation relative du niveau de bruit à la fréquence des OR est moins importante qu'aux autres fréquences en dehors de la résonance. L'allure



du spectre de bruit d'intensité à 542 nm suit celle du laser. C'est une preuve directe que les fluctuations d'intensité du faisceau à 1064 nm ne sont pas évacuées à travers le mécanisme de ASHG, mais que ce dernier modifie belle et bien la dynamique du laser engendrant une disparition des bruits résonants.



Figure 1. a) Spectres de RIN du faisceau IR pour différentes efficacités de ASHG. b) Densité spectrale de puissance du faisceau à 542 nm.

L'emploi du ASHG permet de nous affranchir des limitations sur le temps de réponse du « buffer » puisqu'il n'est plus gouverné par un temps de recombinaison des porteurs comme dans le cas du TPA. De ce fait, nous pouvons nous attendre à réduire les bruits résiduels d'intensité qui apparaissent aux harmoniques de l'intervalle spectral libre de la cavité (ISL), c'est-à-dire dans la gamme du GHz. Ces excès de bruits sont dus au battement entre le mode laser et l'émission spontanée amplifiée des modes longitudinaux adjacents. Notons que ce bruit est présent aussi dans les lasers de classe A. Nous avons reporté sur les Figures 2 les spectres de RIN à une fois et deux fois l'ISL de la cavité. Les spectres (1) en rouge présentent les pics de bruit de battement sans ASHG. Pour une efficacité de ASHG maximale de 0,11%, nous montrons sur les spectres (2) que ces bruits sont entièrement supprimés. Le bruit d'intensité correspond au bruit de grenaille sur toute la plage de mesure.



Figure 2. Spectres de RIN du laser a) à l'ISL et b) à 2 fois l'ISL de la cavité.

En conclusion, nous montrons qu'il est possible de remplacer le mécanisme de TPA par un mécanisme de ASHG pourvu que son efficacité soit faible. Il en découle une réduction, voire suppression, des bruits résonants du laser solide sur une large gamme de fréquence. La rapidité de ce mécanisme offre de façon naturelle une bande passante de réduction de bruit extrêmement large. Enfin, comparé au TPA, le faisceau doublé résiduel constitue une sonde très utile pour explorer l'action de l'absorbant non-linéaire. Cela nous a permis de confirmer expérimentalement que le bruit du laser n'était pas évacué ou absorbé par le processus non-linéaire mis en jeu mais que, au contraire, les pertes non-linéaires modifiaient belle et bien la dynamique du laser qui n'est plus classe B. Ces résultats ouvrent la voie à l'obtention de lasers solides auto-régulés en bruit d'intensité sur une large gamme de longueur d'onde d'émission. A ce sujet, nous venons d'obtenir des résultats similaires à 1,5 µm avec un cristal de BBO inséré dans un laser Er,Yb:Verre.

Remerciements : Direction Générale de l'Armement, Région Bretagne, Thalès.

[1] T. M. Fortier, M. S. Kirchner, F. Quinlan, J. Taylor, et al., Nature Photonics, 5, 425, 2011.

[2] A. El Amili, G. Kervella, and M. Alouini, Opt. Express, 21, 8773-8780, 2013

- [3] A. El Amili, G. Loas, L. Pouget, and M. Alouini, Opt. Lett., 39, 5014-5017, 2014.
- [4] S. Taccheo, P. Laporta, O. Svelto, and G. De Geronimo, Opt. Lett., 21, 1747–1749, 1996.





Photo-commutateur germanium-sur-silicium de forme exponentielle pour un rapport *R*_{off}/*R*_{on} optimisé

Hanae Zegmout¹², Denis Pache¹, Jean-François Roux², Jean-Louis Coutaz², Stéphane Le Tual¹ 1 : STMicroelectronics, 850 Rue Jean Monnet, 38920 Crolles 2: IMEP-LAHC, Université Savoie Mont Blanc, 73376 Le Bourget du Lac cedex. mail : hanae.zegmout@gmail.com

La distribution du signal internet au niveau des réseaux domestiques requiert le traitement d'un grand flux de données. Cela demande des performances élevées sur les convertisseurs analogique-digitaux (ADC), en termes de bande passante et de résolution. Les mêmes contraintes sont présentes pour les ADC dédiés à l'instrumentation. Or, ces ADC rapides sont limités par la gigue des horloges électroniques qui impacte particulièrement la précision de l'échantillonnage du signal. Si la meilleure performance des horloges électroniques trouvée dans la littérature est à ce jour de 50fs, la gigue des lasers pulsés commerciaux à blocage de mode est de 1 à 10fs et améliorent donc les performances des ADC[2] . Par ailleurs, la technologie photonique sur Silicium permet l'intégration de briques nécessaires au traitement optoélectronique du signal RF, la fonction d'échantillonnage étant souvent réalisée à l'aide de modulateurs Mach-Zehnder et de photodiodes rapides [3]. Une autre approche connue pour réaliser cette fonction est le recours à un photo-commutateur qui agit comme une résistance commandée optiquement par les impulsions laser [4]. L'intégration de lasers dans des chaines de réception électroniques, notamment au niveau des ADC, nécessite donc la conception de photo-commutateurs intégrables sur Silicium ayant un très bon rapport $\eta = R_{off}/R_{on}$. Dans ce travail, nous proposons une nouvelle géométrie qui optimise les performances de photo-commutation du dispositif destiné à la conversion analogique-digitale et à l'échantillonnage [5]. Le composant est réalisé en technologie photonique sur silicium [6]. Un coupleur et un guide d'onde optique permettent de propager les impulsions laser jusqu'à la partie photo-commutatrice qui est réalisée en germanium (Ge), matériau dont la longueur d'absorption à λ =1550 nm est de l'ordre de 15 µm.

On considère le schéma électrique du dispositif représenté sur la Fig. 1a. Le photo-commutateur (PC) et le condensateur C_{hold} permettent de réaliser la fonction échantillonnage. Le photo-commutateur se comporte comme une résistance contrôlée par le laser. Comme le montre la figure 1.b) en l'absence de lumière sa résistance est égale à Roff, en présence de lumière sa résistance est égale à Roff, en parallèle de R_{off} , capacité C_{off} modélise les capacités parasites du dispositif (couplage entre armatures par exemple)



Figure. 1 : a) Schéma électrique d'un échantillonneur de signal RF basé sur un photocommutateur et un laser pulsé. b) Schéma électrique équivalent du photo-commutateur.

Avec le schéma équivalent de la Fig. 1, la bande passante de l'échantillonneur est :

$$BP = \log(\eta) + \log\left(1 + \frac{c_{off}}{c_{hold}}\right).$$

BP est la bande de fréquences passantes en mode ON et bloquées en mode OFF et est directement liée au rapport η des résistances off et on. Pour améliorer ce rapport, on propose un photo-commutateur dans lequel le guide d'onde présente une forme exponentielle le long de l'axe de propagation de la





lumière. Dans un dispositif habituel, le guide d'onde est rectangulaire de section constante. Puisque la puissance optique absorbée dans le photoconducteur est proportionnelle à la puissance optique incidente, la densité des paires électrons-trous photo-générées Dn, décroit de manière exponentielle le long du photo-commutateur



Figure. 2 :a) Photoconducteur en Germanium de forme exponentielle. b) Distribution spatiale de la densité de génération des paires électron-trous dans le photoconducteur exponentiel.

Lorsque le guide d'onde présente une largeur qui diminue exponentiellement le long de l'axe de propagation, (Fig. 2a), sa forme compense les pertes par absorption et la densité de puissance optique, et donc la densité de charges photo-générées, reste constante tout au long du photoconducteur. Cela est vérifié par simulation (Fig. 2.b). Cette géométrie permet donc de rendre homogène la conductivité en mode *on* et d'améliorer le rapport $\eta = R_{off}/R_{on}$. La Fig. 3 montre η_{exp} pour le photo-commutateur exponentiel normalisé à la valeur η_{rec} d'un dispositif rectangulaire, en fonction de la longueur de la zone photoconductrice. Pour 20 µm, le gain est d'environ 1.6.



Fig. 5. Evolution de η_{exp}/η_{rec} en fonction de la longueur du photoconducteur.

Afin de valider ce concept, un dispositif exponentiel et un dispositif rectangulaire équivalent (même longueur et même résistance d'obscurité) ont été fabriqués et testés expérimentalement. Le dispositif exponentiel présente un rapport η_{exp} 2 fois plus grand que le rectangulaire, en bon accord avec la modélisation.

- [1] R. Paschotta, *Timing jitter and phase noise of mode-locked fiber lasers*, Opt. Exp. **18**, 5041-5054 (2010).
- [2] G. C. Valley, Photonic analog-to-digital converters, Optics Express, 15(5), 1955-1982 (2007).
- [3] J.-F. Roux *et al.*, *RF Frequency Response of Photoconductive Samplers*, IEEE J. Quantum Electron. vol. 47, 223–229 (2011).
- [4] A. Khilo et al., Photonic ADC: overcoming the bottleneck of electronic jitter, Opt. Express, 20, 4454-4469 (2012).
- [5] H, Zegmout, D. Pache, J- F,Roux,J- L.Coutaz, S. Letual, *Commutateur optique intégré*, (2017), Brevet en cours de depôt.
- [6] F. Boeuf et al., Silicon photonics research for CMOS compatible optical interconnects at 40Gb/s and beyond, IEEE 2012 International Semiconductor Conference Dresden-Grenoble, ISCDG 2012, 87– 91 (2012).





A fiber frequency-shifting loop for RF up-conversion and waveform generation

H. Zhang¹, H. Yang¹, M. Brunel^{2,*}, M. Vallet², C. Zhao¹, and S. Yang¹

¹School of Optoelectronics, Beijing Institute of Technology, 100081 Beijing, China ²Université de Rennes 1 – CNRS UMR 6082, Campus de Beaulieu, 35042 Rennes, France *marc.brunel@univ-rennes1.fr

Ring interferometers containing both an amplifier and a frequency-shifter have been proposed in different contexts, either for enhancing the performance of self-heterodyne laser line-width measurements [1], or for frequency-shifted feedback lasers and mode-locked operation [2]. It has received considerable interest recently, leading to accurate frequency-to-time mapping [3], rapid wavelength scanning [4], or pulsed laser high-frequency modulation [5] for instance. These schemes rely on the multiple interference of frequency-shifted and time delayed laser waves. Here we investigate a fully fibered frequency-shifting loop containing an optical amplifier in the context of microwave photonics. The aim of this research is to show that the recirculating frequency-shifting ring interferometer is a convenient method for radio-frequency up-conversion and waveform generation. Compared with previous works based on similar set-ups, we focus on (i) loop lengths shorter than the coherence length of the seed laser in order to provide high-purity RF harmonic beats, and (ii) sub-threshold operation in order to control the RF phase and amplitudes of the recirculating components. We provide a theoretical model to derive a time-delayed interference equation, in order to obtain the output intensity of the loop, and we compare it with an all-fibered experiment.

The schematic diagram of the loop is shown in Fig.1(a). Our set-up is based on standard 1 µm fiber optics. The source is a cw single-frequency fiber laser at 1064 nm with an output power of 50 mW and a linewidth of 2 kHz. It is connected to the input port 1 of the 2×2 fiber coupler. The loop starting from the output port 2 includes an acousto-optic frequency shifter (AOFS) with a driving radio frequency tunable around 200 MHz (\pm 5MHz). The up-converted wave is then regenerated by an ytterbium-doped fiber amplifier (YDFA), and connected to the input port 2, closing the loop. The amplifier is operated at low gain, in order to avoid the loop oscillation and uncontrolled pulsed operation. The useful up-converted signal is extracted from the output port 1 and sent to a fibered 3.5 GHz-bandwidth photodiode. Hence we find on the photodiode the interference of the input wave with the summation of time-delayed, frequency-shifted, recirculating loop waves. The recorded signals are compared to an analytical multi-interference model similar to the ones in [3,5], that includes the time delay τ , the frequency-shift f_{AO} , and the net gain γ . If the input field at port 1 is a monochromatic field with infinite coherence time and power P_{in}, one can show that the useful output power reads

$$P_{out}(t) = \left| t_{11} + t_{12} \gamma t_{21} \sum_{p=0}^{\infty} (t_{22} \gamma)^p e^{i2\pi f_{AO}(p+1)t} e^{-i\pi f_{AO}(p+2)(p+1)\tau} \right|^2 P_{in}.$$
 (1)

where the t_{ij} are the 2×2 coupler amplitude transmissions. In agreement with previous descriptions of the ring interferometer, Eq. (1) shows the influence of the relevant experimental parameters that can be modified experimentally: delay, frequency-shift, and net gain.

First, we investigate the influence of the loop length with respect to the fundamental beat length. Namely, constructive interference among the successive harmonic components are obtained when the loop length is a multiple of the beat length. Consequently a slight change in the driving RF leads to important waveform modification, because the loop length determines the RF phase factor of each harmonics, which leads to the different interference waveforms. Typical experimental output waveforms are shown in Fig. 1(b). We also checked the influence of the delay by adding different discrete fiber lengths (typical loop length is 19 m, the delay



time τ of the order of 10^{-7} s). Second, we observe that the YDFA permits to expand the harmonics comb. The loop length and shift frequency are fixed, and the fiber YDFA is set to different powers. Indeed, the insertion of an amplifier in the recirculating loop permits to reduce the impact of losses over many round-trips. For example, with a typical intensity gain of 3, we obtain up to 19-fold up-conversion of the modulation frequency leading to a RF frequency comb up to 3.8 GHz [see Fig.1(c)]. The experimental results are in good agreement with the model.



Figure 1. (a) Experimental setup. (b) Output intensity in the time domain showing pulse-like, square, or saw-tooth waveforms depending on the AOFS driving frequency (c) Simulated (red) and experimental (blue) spectra showing up-conversion of the AOFS driving frequency, from 200 MHz to 3.8 GHz.

We also evaluate the spectral purity of the beat notes generated by this method, we compare the fundamental and high-order harmonics. The line-width (FWHM) of 15th harmonics (3 GHz) is as narrow as of 1st harmonics (200 MHz), i.e., limited by the 10 Hz-resolution bandwidth of the instrument. Indeed, as long as the cumulative delay stays below the coherence time of the laser source, high-order harmonics keep narrow line-widths.

This method offers a programmable and integrable scheme for complex modulation formats. An additional frequency-doubling stage could yield a source for underwater communications [5-6]. Extension of the scheme to the 1.5 µm telecommunication window is straightforward, for radio-over-fiber applications. It also provides a simple means to generate high-frequency modulated waves that can face the challenge of ultra-low velocity Doppler frequency shifts. Applications include lidar-radar detection for instance [7-8].

References :

- [1] J. W. Dawson, N. Park, K. J. Vahala "An improved delayed self-heterodyne interferometer for linewidth measurements," IEEE Photon. Technol. Lett. **4**(9), 1063-1065 (1992).
- [2] H. Sabert, E. Brinkmeyer, "Pulse generation in fiber lasers with frequency shifted feedback," J. Lightwave Technol. **12**(8), 1360–1368 (1994).
- [3] H. Guillet de Chatellus, L. R. Cortés, and J. Azaña, "Optical real-time Fourier transformation with kHz resolutions," Optica **3**, 1-8 (2016).
- [4] M. Wan, L. Wang, F. Li, Y. Cao, X. Wang, X. Feng, B.-O. Guan, and K. P. Wai, "Rapid, k-space linear wavelength scanning laser source based on recirculating frequency-shifter," Opt. Exp. 24(24) 27614-27621 (2016).
- [5] H. Zhang, M. Brunel, M. Romanelli, and M. Vallet, "Green pulsed lidar-radar emitter based on a multipass frequency-shifting external cavity," Appl. Opt. 55(10), 2467-2473 (2016).
- [6] B. Cochenour, L. Mullen, and J. Muth, "Modulated pulse laser with pseudorandom coding capabilities for underwater ranging, detection, and imaging," Appl. Opt. **50**(33), 6168-6178 (2011).
- [7] M. Vallet, J. Barreaux, M. Romanelli, G. Pillet, J. Thévenin, L. Wang, and M. Brunel, "Lidar-radar velocimetry using a pulse-to-pulse coherent rf-modulated Q-switched laser," Appl. Opt. 52(22), 5402– 5410 (2013)
- [8] Z. Zheng, C. Zhao, H Zhang, S. Yang, D. Zhang, H. Yang, and J. Liu, "Phase noise reduction by using dual-frequency laser in coherent detection," Opt. Laser Technol. **80**, 169-175 (2016).





Amélioration de la bande passante des composants opto-hyperfréquences basés sur des polymères électrooptiques chargés de nanoparticules de TiO₂

D. Palessonga¹, M. El Gibari¹, S. Ginestar¹, H. Terrisse², B. Guiffard¹, A. Kassiba³, Hongwu Li¹ *Mél: den-god-frez.palessonga@etu.univ-nantes.fr*

> ¹Université Bretagne Loire, Université de Nantes, IETR, UMR CNRS 6164, Nantes ²Université Bretagne Loire, Université de Nantes, IMN, UMR CNRS 6502, Nantes ³Université Bretagne Loire, Université du Maine, IMMM, UMR CNRS 6283, Le Mans

Les polymères électro-optiques (EO) offrent la possibilité de réaliser des composants optohyperfréquences (opto-HF) bas coût avec une large bande passante et une faible tension de commande. Ce papier présente une approche innovante visant à améliorer la bande passante des composants opto-HF basés sur des polymères EO (par exemple le PMMA/DR1) dopés avec des nanoparticules de dioxyde de titane (TiO₂).

1. Introduction

Aujourd'hui, plus de 90% des modulateurs Mach-Zehnder sont basés sur le niobate de lithium (LiNbO₃), le principal matériau utilisé jusqu'alors pour les composants à fonctionnalité EO. Cependant, en raison de ses propriétés intrinsèques, la bande passante est limitée à 40 GHz [1]. Même si les polymères EO sont très prometteurs et permettent, en principe, de réaliser des composants opto-HF de large bande passante dont certains dépassent les 110 GHz [2], il est nécessaire, pour s'affranchir de multiples contraintes pour optimiser leurs propriétés et compatibilités, d'élaborer des techniques permettant d'ajuster de façon contrôlée la constante diélectrique et l'indice de réfraction pour augmenter la bande passante et faciliter la conception des composants opto-hyperfréquences, tels que les modulateurs et les convertisseurs analogiques-numériques tout-optiques [3-4].

2. Résultats et analyse

La constante diélectrique (ε_r) et la tangente de pertes diélectriques (tan δ) sont déterminées par la méthode des capacités MIM (Métal Isolant Métal) en mesurant le coefficient de réflexion dans la gamme 100 MHz – 10 GHz [5]. Compte tenu de l'utilisation du solvant acétone dans la photolithogravure, il a été nécessaire d'insérer une couche tampon (NOA81) afin d'éviter la dissolution du polymère EO à caractériser par l'acétone. ε_r et tan δ des polymères à base de PMMA ont été extraites des mesures effectuées sur les bicouches (matériau à caractériser/NOA81). Les résultats de la figure 1 montrent que la constante diélectrique du PMMA-DR1 chargé avec des nanoparticules de TiO₂ augmente avec la teneur de celles-ci de manière quasi uniforme sur toute la gamme de fréquence de mesure, à cause de la constante diélectrique élevée du TiO₂ (~30) [6]. Toutefois, la tangente de pertes diélectriques augmente également avec la teneur en TiO₂, sa variation dépend fortement de la fréquence avec une augmentation plus prononcée au-dessus de ~ 6 GHz.



Figure 1. Propriétés diélectriques du PMMA-DR1 chargé en fonction de la concentration en TiO₂.





Les mesures m-lines de l'indice de réfraction aux longueurs d'ondes de télécommunications montrent une augmentation de ce paramètre lorsque l'on incorpore des nanoparticules dans les polymères à base de PMMA. Par exemple, l'indice de réfraction est de 1,501, 1,504, 1,509 et 1,514 à la longueur d'onde de 1539,6 nm pour respectivement PMMA-DR1, PMMA-DR1 dopé de 1%, 2% et 3% de nanoparticules de TiO₂. Ce résultat est cohérent puisque l'indice de réfraction du TiO₂ massif est de 2,2 [7], supérieur à celui du PMMA-DR1.

3. Amélioration de la bande passante des composants opto-hyperfréquences

La bande passante est un élément clé pour qualifier les composantes opto-hyperfréquence tels que les modulateurs EO ou les convertisseurs analogiques numériques. Sa limite ultime est fonction du désaccord de vitesses de phase entre l'onde optique (n_{eff}) et hyperfréquence ($\sqrt{\epsilon_{eff}}$). L'augmentation de la bande passante consiste en la réduction de la différence entre la racine carrée de la constante diélectrique effective et l'indice de réfraction effectif. La figure 2 montre que l'utilisation du polymère EO chargé avec des nanoparticules de TiO₂ permet de réduire la différence $|n_{eff} - \sqrt{\epsilon_{eff}}|$. Le dopage optimal est d'environ 1% de nanoparticules de TiO₂ dans le polymère hôte. Ce dopage conduit à une excellente adaptation de vitesses de phase (Figure 2) en raison d'une très faible différence $|n_{eff} - \sqrt{\epsilon_{eff}}| = 3$,7x10⁻². La bande passante des composants opto-hyperfréquences à base de PMMA-DR1 pourrait être augmentée. Par exemple, avec L = 2 cm (longueur typique des modulateurs EO), la bande passante de modulation atteindrait 258 GHz si elle n'était pas limitée par des pertes diélectriques et le type des électrodes de commande utilisées.



Figure 2. Amélioration de l'adaptation de vitesses de phase en dopant des polymères EO avec des nanoparticules de TiO₂.

4. Conclusion

Il est démontré que la constante diélectrique et l'indice de réfraction de polymères EO peuvent être ajustés de manière contrôlée en incorporant des nanoparticules. La limite de la bande passante des modulateurs pourrait être portée à 258 GHz en chargeant le polymère EO PMMA-DR1 avec 1% de nanoparticules de TiO₂.

Références:

- [1] W. K. Burns, M. M. Howerton, R. P. Moeller, R. Krahenbuhl, R. W. McElhanon and A. S. Greenblatt, « Low drive voltage, broad-band LiNbO₃ modulators with and without etched ridges », *J. Light. Technol.*, vol. 17, n° 12, pp. 2551-2555, Dec. 1999.
- [2] D. Chen, H. R. Fetterman, A. Chen, W. H. Steier, Larry R. Dalton, W. Wang and Y. Shi, « Demonstration of 110 GHz electro-optic polymer modulators », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 70, n° 25, pp. 3335-3337, June 1997.
- [3] M. Hadjloum, M. El Gibari, Hongwu Li and A. S. Daryoush, « Design challenges of EO polymer based leaky waveguide deflector for 40Gs/s all-optical analog-to-digital converters », Opt. Comm., vol. 373, pp. 82-90, Aug. 2016.
- [4] B. M. A. Rahman, V. Haxha, S. Haxha and K. T. V. Grattan, « Design optimization of polymer electrooptic modulators », J. Light. Technol., vol. 24, n° 9, pp. 3506-3513, Sept. 2006.
- [5] Z. Ma, A. J. Becker, P. Polakos, H. Huggins, J. Pastalan, H. Wu, K. Watts, Y. H. Wong and P. Mankiewich, «RF measurement technique for characterizing thin dielectric films », *Electron Devices IEEE Trans. On*, vol. 45, n° 8, pp. 1811–1816, 1998.
- [6] R. R. Prakash, S. Pandiarajan, P. Venkatesh and N. Kamaraj, « Performance analysis of PMMA-TiO₂ nanocomposite dielectrics », in *Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 46–49.
- [7] M. Yoshida, M. Lal, N. D. Kumar and P. N. Prasad, « TiO₂ nano-particle-dispersed polyimide composite optical waveguide materials through reverse micelles », *J. Mater. Sci.*, vol. 32, n° 15, pp. 4047-4051, Aug. 1997.
- [8] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 4. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.

Les auteurs tiennent à remercier la Région Pays de la Loire pour son soutien à travers le projet ADC PolyNano.





Simulation numérique itérative pour la génération de peignes Kerr : optimisation de la fonction de couplage

Napoléon Gutierrez^{1,2}, Clément Arlotti^{1,2}, Arnaud Fernandez^{1,2}, Stéphane Calvez¹, Olivier Llopis¹ ¹LAAS-CNRS, Université de Toulouse, CNRS, 7 av. du Colonel Roche, 31031 Toulouse, France ²Univ de Toulouse, UPS, LAAS, F-31400 Toulouse, France

La génération de peignes de fréquences optiques permet la synthèse de signaux de références micro-ondes allant du GHz jusqu'au domaine millimétrique. Une technique de synthèse compacte et efficace s'appuie sur l'emploi de résonateur optique non-linéaire. Différentes technologies de cavités résonantes sont à ce jour étudiées intensivement comme les mini disques (CaF₂, MgF₂)[1], [2], les microsphères, les cavités en géométrie planaire en nitrure de silicium ou verre d'indice élevé (HYDEX) [3] compatibles avec les standards de fabrication CMOS et les cavités fibrées. Ainsi une large diversité de paramètres existe : ISL, pertes intrinsèques, dispersion, non-linéarité. De plus, le choix de la technique de couplage conduit à des résonateurs de facteur de qualité allant de 10⁵ à 10¹¹.

Dans le contexte de la synthèse de référence RF par la génération de peignes Kerr optiques, la mise au point d'un outil numérique pouvant s'adapter à cette large diversité de résonateurs peut s'avérer très utile afin de guider leur pré-dimensionnement. Cela permettra d'optimiser l'accumulation de puissance dans le résonateur et ainsi diminuer le seuil de puissance de pompe nécessaire pour le déclenchement d'effets non-linéaires menant à la génération d'harmoniques.

A la différence de l'approche basée sur la résolution de l'équation de Lugiato-Lefever et ses variantes [2], [4], nous avons opté pour une technique numérique itérative nouvelle associant la méthode RK4IP [5] pour la modélisation de l'équation non-linéaire de Schrödinger (NLS) dédiée à la propagation de l'onde dans la cavité résonante (Fig.1.a). Le coupleur d'accès du résonateur est modélisé par sa matrice de transfert décrite dans le domaine de Fourier (Fig.1.c) en raison de l'hétérogénéité de ses coefficients sur la plage spectrale où sont générés les peignes de fréquence. Le ratio puissance intra-cavité/puissance incidente noté PEF (Fig.1.b) dépend directement des propriétés de couplage [6]. Or dans le contexte de la génération de peignes Kerr optiques, ce facteur est d'une grande importance car les peignes peuvent occuper une très large plage spectrale.



Figure 1. a) Synoptique du résonateur modélisé. b) Dépendance du PEF (Power Enhancement Factor) en longueur d'onde. c) Synoptique du coupleur d'accès.

Nous avons simulé un résonateur en régime sous-couplé, très proche du régime critique (α =0,9784; ρ =0,9807) possédant un ISL de 20 GHz et un facteur Q=6,8.10⁵ soit une largeur mihauteur à la résonance de 263 MHz, pompé par un signal continu de puissance 700 mW centré à 1670 nm. Les propriétés du milieu de propagation sont celles du Si₃N₄ avec un coefficient Kerr γ =1400 W⁻¹.km⁻¹ et une dispersion β_2 = -3,54 ps².km⁻¹.





La Fig.2 illustre les niveaux de puissance intra-cavité générés par effet Kerr lorsque la fréquence du laser pompe balaye la résonance du « bleu » (detuning négatif) vers le « rouge » (detuning positif) [1] en passant par le régime d'instabilité de modulation suivi du régime impulsionnel caractérisé par une chute soudaine de la puissance moyenne inrta-cavité.

JCOM 2017

LIMOGES 3 Juillet 2017



Figure 2. Puissance intra-cavité générée par effet Kerr par filtrage de la composante continue. **a)** Cas du coupleur réaliste imposant un PEF décrit dans la Fig. 1.b. **b)** Coupleur idéal : PEF (λ) = 23.31.

Ces résultats numériques préliminaires illustrés par la Fig.2 démontrent que la chute de PEF observée ici aux courtes longueurs d'onde provoque une accumulation de puissance moins efficace dans la zone spectrale concernée et donc une exaltation plus faible de l'effet Kerr. Ceci justifie des niveaux de puissance Kerr plus élevés dans la Fig.2.b par rapport à la Fig.2.a et justifie de même le fait que la génération de puissance par effet Kerr se fasse sur une plage de detuning plus faible en Fig2.a par rapport à la Fig.2.b.

On a montré ici, par le biais du numérique, l'intérêt de tenir compte de la dépendance des coefficients de couplage et transmission du coupleur d'accès d'un résonateur optique lors de sa conception. On observe qu'une dégradation de la PEF même à une zone spectrale éloignée du signal de pompe peut avoir un effet négatif dans la génération d'harmoniques par effet Kerr en limitant l'efficacité du confinement de puissance de ces harmoniques générées.

Remerciements : C. Arlotti remercie la DGA et le CNES pour le financement de sa thèse.

- [1] T. Herr *et al.*, « Temporal solitons in optical microresonators », *Nat. Photonics*, vol. 8, nº 2, p. 145-152, déc. 2013.
- [2] Y. K. Chembo et C. R. Menyuk, « Spatiotemporal Lugiato-Lefever formalism for Kerr-comb generation in whispering-gallery-mode resonators », *Phys. Rev. A*, vol. 87, nº 5, mai 2013.
- [3] D. J. Moss, R. Morandotti, A. L. Gaeta, et M. Lipson, « New CMOS-compatible platforms based on silicon nitride and Hydex for nonlinear optics », *Nat. Photonics*, vol. 7, nº 8, p. 597-607, juill. 2013.
- [4] S. Coen, H. G. Randle, T. Sylvestre, et M. Erkintalo, « Modeling of octave-spanning Kerr frequency combs using a generalized mean-field Lugiato–Lefever model », *Opt. Lett.*, vol. 38, n° 1, p. 37–39, 2013.
- [5] S. Balac, A. Fernandez, F. Mahé, F. Méhats, et R. Texier-Picard, « The Interaction Picture method for solving the generalized nonlinear Schrödinger equation in optics », ESAIM Math. Model. Numer. Anal., vol. 50, nº 4, p. 945-964, juill. 2016.
- [6] Z. Abdallah, Y. G. Boucher, A. Fernandez, S. Balac, et O. Llopis, « Radio frequency spectral characterization and model parameters extraction of high Q optical resonators », *Sci. Rep.*, vol. 6, juin 2016.





Phase locking of dual-polarization DFB fiber lasers through pump-power modulation

M. Brunel¹, M. Guionie¹, A. Carré¹, G. Loas¹, L. Frein¹, F. Bondu¹, E. Pinsard², B. Cadier², M. Alouini¹, M. Romanelli¹, and M.Vallet¹

¹Université de Rennes 1 – CNRS UMR 6082, Campus de Beaulieu, 35042 Rennes, France ²iXblue Photonics, rue Paul Sabatier, 22300 Lannion, France

Distributed-feedback (DFB) fiber lasers are usually known to be single frequency. Nevertheless, it has been already shown that these structures are capable of sustaining the oscillation of two orthogonal polarizations [1]. The photo-inscription of the fiber Bragg grating (FBG) defines the anisotropy direction and magnitude [2]. Accordingly, applications of such free-running dual-frequency fiber lasers (DFFL) to sensing have been proposed [3], where the detection is based on the beat frequency shift with respect to, e.g., an acoustic wave [4]. Because of their compactness and ease of integration, fiber lasers are promising also in the field of microwave photonics. However, in the context of optical distribution of local oscillators for instance, stabilization of the beat frequency against a reference is mandatory. At variance with common solid-state lasers, where additional optical components can be inserted into the laser cavity, new techniques have here to be imagined in order to ensure, on the one hand, simultaneous and stable oscillation of the two polarizations and, on the other hand, possible phase locking of the beat note. In this work, we have investigated the DFFL as a voltage-controlled oscillator (VCO) driven by the laser pump power. We find that, due to the short effective cavity length, even minute differential refractive index changes provided by the pump power offer a satisfactory VCO effect, which in turn permit to build a robust servo-locking loop.



Fig. 1. Experimental set-up; DFFL: dual-frequency fiber laser; SMF: single-mode fiber; wdm: pump/signal wavelength division multiplexer; pc: polarization controller.

The experimental set-up is shown in Fig. 1. The DFFL is a 50 mm-long erbium-doped fiber with a 46 mm-long FBG. The mirror transmissions are estimated to be -35 dB and -51 dB, respectively. The laser is pumped at 976 nm on the output coupler side. The pump power threshold is 4 mW and the laser emits at 1532 nm an output power of 130 µW for 120 mW of incident pump power. Behind the polarizer, the 10 GHz-bandwidth photodiode detects the dual-polarization beat note, here at 1.17 GHz. This value is typical of DFB fiber lasers based on standard, i.e. non-polarization maintaining, fiber, in agreement with the 10^{-5} residual anisotropy induced by the photo-inscription process [2]. We note that, depending on the sample under test, values between 0.9 GHz and 1.5 GHz have been found. By using a Fabry-Perot interferometer, we verify that two orthogonally polarized optical modes oscillate. Fig. 2 presents the beat electrical spectrum over different spans, showing a pure dual-frequency oscillation [see Fig. 2(a)], relaxation oscillation noise at around 400 kHz [see Fig. 2(b)], and a freerrunning 3 kHz measurement-limited line-width of the beat note [see Fig. 2(c)].

Despite the remarkable stability of the free-running beat note, we know that most microwave photonics applications are very demanding in terms of phase noise floor. From previous studies [5] and preliminary measurements, we know that low frequency phase noise is governed by a $\sim f^3$ law with a typical -70 dBc/Hz at 10 kHz from carrier. To the aim of improving these features, we have implemented a phase-locked loop using pump power modulation. Indeed, we find a DC response of the beat frequency to pump power changes with a typical slope of 100 kHz/mW. This VCO gain is dominated by thermal effects and thus rather limited in bandwidth, but it permits to build an efficient phase-locked loop against environmental perturbations. The loop is depicted in Fig. 3(a). The



photodiode is followed by a DC block and by a 20 dB-gain amplifier. This RF signal is mixed with the local oscillator (LO) provided by a synthesizer. The error signal is then further filtered (loop filter with gain and integrator) and added to the DC component driving the 976 nm pump diode. When the loop is closed, the resulting phase-locked beat is reproduced in Fig. 3(b). We measure a 1 MHz tracking range. Under our laboratory conditions, the beat then stays locked for hours.



Fig. 2 Free-running DFFL beat note at 1.17 MHz. (a) Span 13.2 GHz, RBW 1 MHz, secondary peaks are harmonics of the beat note. (b) Span 5 MHz, RBW 30 kHz. (c) Span 200 kHz, RBW 3 kHz, sweep time 67 ms.



Fig. 3: (a) Pump-power PLL set-up. (b) Phase-locked beat note at 1171 MHz, showing an instrument-limited linewidth of 1 Hz; Span 100 Hz, RBW 1 Hz, Average 10 times.

This demonstrates the implementation of a simple phase-locked loop on a dual-frequency DFB laser that uses the pump power as the laser actuator. This experiment is a preliminary step to robust and optimized phase-locked beats from DFB fiber lasers. We have also tested co-doped Er-Yb DFB lasers, as well as different fiber geometries ($80 \mu m$ and $125 \mu m$ claddings) and pumping (976 nm or 1470 nm). Besides, other tuning methods, and hence other actuators for the PLL, are under investigation. Such short lasers could provide all-fibered and integrated components for microwave photonics applications.

We thank Th. Chevet and M. Es Sayeh for experimental studies, and A. Laurent for his early interest in this work. This work is partially funded by DGA through the contract ANR-16-ASTR-0016 "EOFIL".

References :

- [1] W. H. Loh and R. I. Laming, "1.55 μm phase-shifted distributed-feedback fiber laser," Electron. Lett. 31, 1440 (1995).
- [2] T. Erdogan and V. Mizrahi, "Characterization of UV induced birefringence in photosensitive Gedoped silica optical fibers," J. Opt. Soc. Am. B **11**, 2100 (1994).
- [3] E. Rønnekleiv, M. Ibsen, and G. Cowle, "Polarization characteristics of fiber DFB lasers related to sensing applications," IEEE J. Quantum Electron. **36**, 656 (2000).
- [4] D. Liu, Y. Liang, L. Jin, H. Sun, L. Cheng, and B.-O. Guan, "Highly sensitive fiber laser ultrasound hydrophones for sensing and imaging applications," Opt. Lett. **41**, 4530 (2016).
- [5] J. Maxin, S. Molin, G. Pillet, L. Morvan, A. Mugnier, D. Pureur and D. Dolfi, "Dual-frequency distributed feedback fibre laser for microwave signals generation," Electron. Lett. **47**(14) (2011).