SIMPLIFICATION DU CODAGE ET DECODAGE PAM4 GRAY POUR LES RESEAUX D'ACCES OPTIQUE AU-DELA DE 10 GBIT/S

S. BARTHOMEUF[1,2], F. SALIOU[1], L. ANET NETO[1], P. CHANCLOU[1], D. ERASME[2]

[1] *Orange Labs, 2 avenue Pierre Marzin, 22300 Lannion, France*

[2] *LTCI, Télécom ParisTech, Université Paris-Saclay, 75013 Paris, France*

sylvain.barthomeuf@orange.com

RÉSUMÉ

Le regroupement du décodage de Gray et du décodage PAM4 est étudié pour simplifier la transmission PAM4 pour les réseaux d'accès optique.

MOTS-CLEFS : *réseau d'accès ; montée en débit ; modulation PAM4 ; code de Gray*

1. INTRODUCTION

Le réseau d'accès optique actuellement déployé (G-PON [1]) est basé sur la transmission de signaux NRZ (Non-Retour à Zéro) modulant directement un laser et réceptionnés par une détection directe. L'augmentation du débit au-delà des 10 Gbit/s symétriques du XG(S)-PON [2], typiquement 25 Gbit/s, requiert des composants de bande passante plus élevée si cette modulation NRZ est conservée. Afin d'atteindre de nouveaux débits en conservant des coûts modérés, les formats de modulation multi-niveaux tels que le duobinaire ou le PAM4 (Pulse Amplitude Modulation) sont des alternatives envisagées, leur meilleure efficacité spectrale permettant d'utiliser les composants optiques et électroniques développés pour le 10 Gbit/s.

Dans cet article, nous proposons une approche de décodage simplifiant considérablement la conception d'une architecture PAM4. La méthode est validée à l'aide de simulations de scénarios réalistes de déploiement, avec des portées entre 0 et 20 km, des budgets optiques entre 13 et 28 dB [3] en bandes C/L pour le sens descendant et O pour le sens montant du XG(S)-PON.

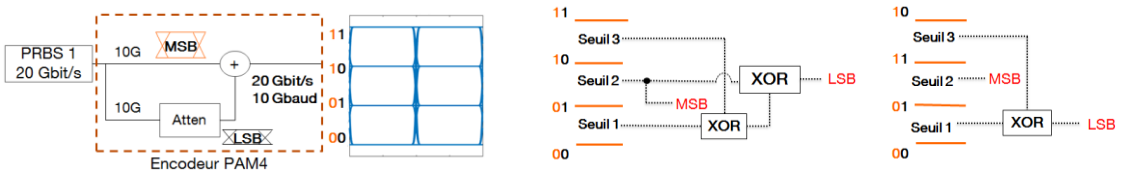
2. MODULATION PAM4 ET CODES DE GRAY

La modulation PAM4 optique se caractérise par l'existence de 4 niveaux d'intensité par symbole, au lieu de 2 pour le NRZ, représentant chacun un mot de 2 bits « 00 », « 01 », « 10 » et « 11 ». Le signal peut être émulé à l'aide d'un générateur de séquences pseudo-aléatoires (PRBS) dont la sortie est séparée en deux flux de données, le premier étant atténué de moitié (6 dB électrique) et recombiné avec le second (Fig. 1a). Pour un débit-symbole donné, le PAM4 double le débit binaire du NRZ mais préserve la même bande passante permettant, par exemple de concevoir une transmission à 20 Gbit/s avec les composants bas coût, développés pour le 10 Gbit/s.

Le code de Gray ou code binaire réfléchi permet à deux niveaux d'intensité adjacents de ne présenter qu'un seul bit différent ; ainsi un seul bit est erroné lors d'une erreur de symbole [4]. Les mots : « 00 », « 01 », « 11 », « 10 » seront associés à un niveau croissant d'énergie. Ce code ne diffère du code binaire naturel, que par l'échange des mots « 10 » et « 11 ».

Dans le présent papier, nous proposons la réalisation d'une transmission PAM4 avec code de Gray qui simplifie le décodeur PAM4, en réception.

La détection PAM4 nécessite trois seuils de décision afin de différencier les quatre niveaux



a. b. c.

Fig. 1 : a. Générateur PAM4 électrique.
b. et c. Logigrammes de décodeur PAM4 en binaire naturel (b.) et code de Gray (c.)

de puissance. Seul le MSB (Most Significant Bit) peut être détecté directement ; le LSB (Less Significant Bit) est obtenu à l'aide d'un circuit logique comme montré dans la Fig. 1b. Le décodeur PAM4 en code de Gray requière moins de composants électroniques, il n'utilise qu'une seule porte « OU exclusif » (XOR) au lieu de deux pour le binaire naturel. Le décodage du LSB en binaire naturel nécessite la connaissance du MSB, ce qui complexifie le montage électrique et peut engendrer une erreur sur le LSB si le MSB n'est pas lui-même correctement décodé.

3. NOUVEAU DECODEUR PAM4 GRAY ET CHAINE DE TRANSMISSION SIMULEE

Trois méthodes sont comparées : une transmission PAM4 classique (Fig. 2a), une transmission avec un codage de Gray implémenté de manière conventionnelle (Fig. 2b) et une transmission avec un codage de Gray implémenté comme précédemment décrit (Fig. 1c) et noté D-Gray dans la suite (Fig. 2c). Les simulations ont été réalisées en MATLAB en prenant en compte des modèles classiques pour les éléments optiques et électroniques présents dans le réseau d'accès.

Une transmission PAM4 à 10 Gbaud et donc 20 Gbit/s codée Gray peut être réalisée classiquement (Fig. 2b) avec un codeur de Gray sur le flux NRZ à 20 Gbit/s avant l'encodeur PAM4 et un décodeur de Gray sur le flux NRZ après la réception PAM4. Grâce au décodeur de la Fig. 1c, un seul codeur de Gray est rajouté en amont du passage au format PAM4 sur la Fig. 2c. La Fig. 2, montre également l'évolution du mapping binaire suivant les différentes étapes subies par la séquence : génération PRBS, encodage Gray suivi de l'encodage PAM4, transmission par le canal optique, réception et décodage PAM4/Gray. Le codage Gray peut être réalisé par une implémentation électronique ou logicielle associé à l'encodeur PAM4.

Dans un premier temps, une séquence PRBS de longueur 2^{15} est générée numériquement puis codée ou pas en Gray. Elle est ensuite transférée sur quatre niveaux d'amplitude représentant un signal à 10 Gbaud électrique occupant 1 V crête-crête. Ce dernier est représenté avec 32 échantillons par symbole et subi un filtrage passe-bas Gaussien permettant de simuler des temps de montée et de descente (10%-90%) de 15 ps. Ce signal module directement un laser de type DML (Directly Modulated Laser) ayant une bande passante à -3dB de 11 GHz, autour d'un courant de polarisation de 105 mA (zone linéaire de conversion électro-optique du laser [27,8 - 138 mA]) avec une efficacité de conversion électro-optique de 15,33 mW/A. Le signal généré possède quatre niveaux d'intensité équi-répartis autour d'une puissance moyenne de 1,2 mW (0,9 dBm) et a une puissance crête-crête de 0,3 mW. Les composantes de chirp adiabatique et transitoire du laser sont caractérisées par les paramètres α=3 et f_c=2 GHz [5]. Le bruit du laser (RIN= Relative Intensity Noise) est considéré constant à -110 dB/Hz [6]. La fibre est simulée selon le modèle de l'enveloppe lentement variable en prenant en compte sa dispersion chromatique mais en négligeant les effets non-linéaires. Les coefficients d'atténuation et dispersion sont respectivement de 0,2 dB/km et de 16,3 ps/nm.km à 1540 nm et de 0,4 dB/km et de 0 ps/nm.km à 1310 nm. Une atténuation optique variable est placée en sortie de fibre afin d'évaluer le budget optique. En réception, une diode PIN (Positive Intrinsic Negative diode) [7] de bande passante 8,5 GHz, de sensibilité -28 dBm et de sensibilité 0,8 A/W, convertit les intensités optiques en équivalent électrique. Le filtrage réalisé par la diode est introduit à cette étape. Les bruits de grenaille (-101 dBm) et thermique (-85 dBm) intégrés sur la bande correspondante sont ajoutés au signal [6]. Un amplificateur TIA (transimpedance amplifier) de 28,9 dB de gain [7] ainsi qu'un filtre supprimant la composante

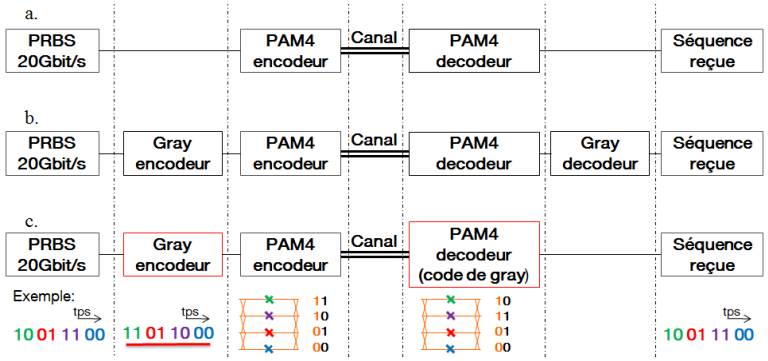


Fig. 2 : Transmission du PAM4, (a) simple, (b) avec code de Gray et (c) avec code D-Gray

continue sont également implémentés.

La détection par les trois seuils de décision est faite sur l'œil détecté, suivi par le décodage PAM4 choisi. La séquence obtenue est comparée à la séquence transmise et les erreurs sont comptées. Une boucle permet de réitérer la procédure afin d'avoir un plus grand nombre de réalisations et ainsi d'évaluer des faibles taux d'erreur (BER).

4. RESULTATS

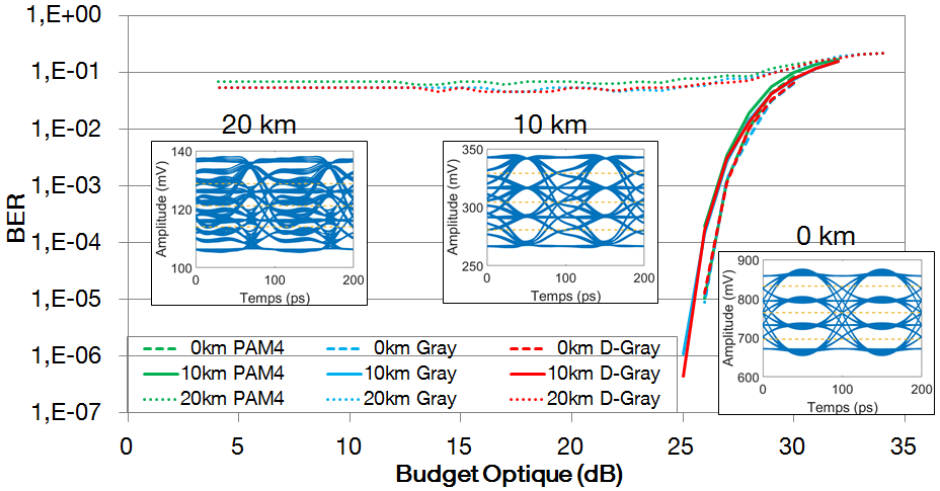


Fig. 3 : Budget optique des 3 méthodes à 0, 10 et 20km en bande C (avec diagrammes de l'œil en réception)

Les résultats de simulation du BER en fonction du budget optique sont présentés sur la Fig. 3 : pour les trois méthodes, pour une émission à 1540 nm et pour des distances de 0, 10 et 20 km. Nous observons une différence de l'ordre de 0,5dB entre le PAM4 codé en binaire naturel et celui en code Gray, en conformité avec une étude sur code de Gray dans les datacenters [8].

La technique nouvellement proposée suit la même courbe que le PAM4 en code de Gray, ce qui la valide. Toutes les méthodes convergent en une même courbe pour des faibles BER. En effet, pour des faibles budgets optiques, la probabilité que l'on se trompe de plus de deux bits lors de la détection reste très faible. En bande C, le plancher d'erreur très élevé à 20 km est dû à la dispersion chromatique. Une taille de PRBS plus longue aurait pu générer un plancher d'erreur à une distance plus faible, la limitation de mémoire de l'ordinateur utilisé pour les simulations a empêché la génération de telle séquence. Un budget optique de 27 dB est obtenu pour un BER de 10^{-3} à 0 et 10 km. Par contraste, en bande O, donc sans dispersion chromatique, ce même budget optique est obtenu pour toutes les distances jusqu'à 20 km.

CONCLUSION

La technique proposée dans ce papier conserve le gain de budget optique du code de Gray tout en simplifiant le décodeur PAM4 d'un point de vue du circuit logique et donc du coût de l'électronique du décodeur. Cette simplification s'inscrit dans l'objectif de la montée en débit dans le réseau d'accès où le coût des équipements et composants possède un fort impact sur la technologie employée.

REFERENCES

[1] ITU-T G. 984.1, "Gigabit-capable passive optical networks (GPON): General characteristics, ", mars 2008.

[2] ITU-T G. 9807.1, "10-Gigabit-capable symmetric passive optical network (XGS-PON)", juin 2016.

[3] ITU-T G. 984.2 G-PON Amendent 1, février 2006.

[4] F. Gray, "Pulse code communication", U. S. Patent: 2 632 058, issued date March 17, 1953

[5] L. Anet Neto et al, "Simple estimation of fiber dispersion and laser chirp parameters using the down-hill simplex fitting algorithm", Journal of Lightwave Technology, vol. 31, no. 2, pp. 334-342, 2013.

[6] G. P. Agrawal, "Fibre-Optic Communication Systems", Hoboken, NJ, USA:Wiley, 1997.

[7] PICOMETRIX, "AT-10SFA", Product Bulletin, Jan. 2008

[8] K. Szczerba,et al.,"4-pam for high-speed short-range optical communications", IEEE/OSA J. Opt. Commun. Netw.,vol. 4, no. 11, pp. 885–894, Nov. 2012.

EVALUATION DES PERFORMANCES D'UN CONVERTISSEUR DE FREQUENCE RF PHOTONIQUE A BASE DE DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS

Jordan Thouras, Christelle Aupetit-Berthelemot

Institut Xlim, Pôle Electronique, Axe SRF, UMR CNRS 7252, Université de Limoges, 87 060 Limoges, France

jordan.thouras@xlim.fr christelle.aupetit-berthelemot@xlim.fr

RÉSUMÉ

Cet article présente une nouvelle architecture de convertisseur de fréquence RF réalisé à partir de composants photoniques : deux modulateurs électroabsorbants (EAM) disposés en parallèle. Après une validation des modèles de simulation des EAM, basées sur des expérimentations, les performances d'un tel dispositif seront évaluées au travers du gain de conversion, IP_3, du facteur de bruit et des isolations RF/FI et OL/FI.

MOTS-CLEFS : *Conversion de fréquence, modulateur électroabsorbant, mélangeur photonique*

1. INTRODUCTION

Depuis quelques années, nous assistons à l'arrivée de nouvelles applications nécessitant des bandes passantes toujours plus élevées. Nous pouvons citer la vidéo HD, la visioconférence, le téléchargement, le cloud computing, les jeux en ligne…Bien que la solution la plus efficace pour fournir ces débits soit la fibre optique, son utilisation dans le monde reste limitée en particulier pour les zones rurales, géographiquement isolées ou encore instables politiquement. Ainsi bon nombres de pays ont fait le choix des systèmes par satellites, qui offrent de très grandes zones de couverture et qui nécessitent peu d'infrastructures au sol. Cependant, répondre à ces besoins implique de devoir augmenter le nombre d'équipements à bord des charges utiles et donc l'encombrement et la masse des systèmes. La mise en orbite devient alors plus couteuse. Une des solutions permettant une réduction du poids des systèmes consisterait à utiliser des technologies photoniques, connues pour leurs faibles masse et encombrement. Les fonctions de conversion de fréquence, de routage des signaux, de transport d'oscillateurs locaux ont déjà fait l'objet de démonstrations [1].

Dans ce papier nous proposons une nouvelle architecture de convertisseur de fréquence RF basée sur la mise en parallèle de deux modulateurs électroabsorbants (EAM), cette fonction ayant été jusqu'à maintenant majoritairement réalisée à partir de modulateurs de Mach-Zehnder (MZM). Les EAM présentent un poids et un encombrement négligeable ainsi qu'une faible consommation et il est possible de les intégrer sur puce avec d'autres composants photoniques. Après une description de l'architecture et une validation des modèles de simulation des EAM, les performances du convertisseur (Gain de conversion, facteur de bruit, isolations, IP_3, raies parasites) seront présentés.

2. PRESENTATION DE L'ARCHITECTURE DE MELANGE

L'architecture proposée (Fig. 1) est constituée de deux modulateurs électroabsorbants disposés en parallèle. Elle est supposée intégrée sur puce. Une porteuse optique, générée à partir d'un laser DFB, est distribuée sur les deux voies à l'aide d'un coupleur en X, ce qui donne une opposition de phase entre les deux signaux. Le modulateur de la voie du haut reçoit le signal d'un oscillateur local (OL), sinusoïdal de fréquence F_{OL}. L'EAM sur la voie du bas reçoit le signal RF, signal sinusoïdal assimilable à une porteuse RF sans donnée de fréquences F_{RF}. Après le modulateur recevant l'OL, un filtre optique à réseau de Bragg est employé afin de sélectionner uniquement la porteuse optique et les deux raies latérales OL (Fig. 1).

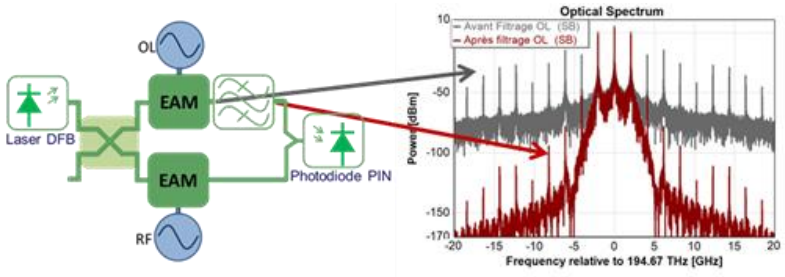


Fig. 1: Convertisseur de fréquence constitué de deux EAM en parallèle

Pour obtenir un gain de conversion élevé, il est nécessaire d'appliquer une forte puissance OL, ce qui engendre une saturation du modulateur associé. Le filtre permet de supprimer les harmoniques liés à la saturation et de se ramener à un cas non saturé, ce qui limite le nombre de fréquences parasites générées en sortie de convertisseur. La voie RF ne nécessite pas de filtrage puisque la puissance du signal RF est très faible.

Les signaux optiques des deux voies sont sommés à l'aide d'un coupleur 2 vers 1 et envoyés sur une photodiode PIN. Le spectre optique composé d'une porteuse et de raies latérales OL et RF est converti en spectre électrique grâce à la fonction non linéaire de la PIN. Il est composé de fréquences qui sont des combinaisons des fréquences OL et RF d'entrée. La fréquence utile en sortie est la fréquence intermédiaire $FI = F_{RF} - F_{OL}$. Plus de détails concernant le processus de conversion sont disponibles dans [2].

3. TEST EXPERIMENTAUX POUR LA VALIDATION DES MODELES D'EAM

Pour valider les modèles des EAM, des tests expérimentaux ont été menés à l'aide de composants pris sur étrangères (non intégrés). Ne disposant pas de deux EAM les manipulations ont été menées à l'aide de deux EML (laser et EAM intégrés), selon le schéma représenté en Fig. 2 :

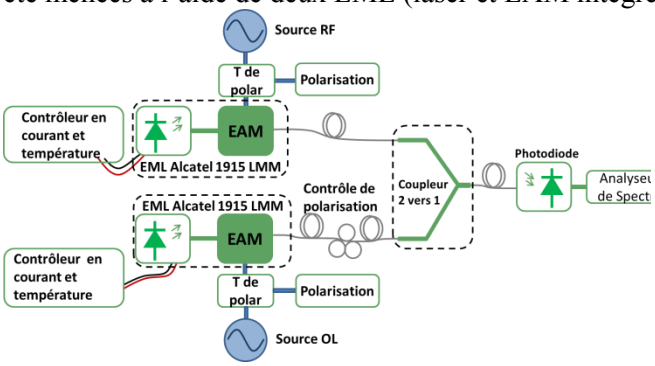


Fig. 2: Convertisseur de fréquence constitué de deux EML en parallèle

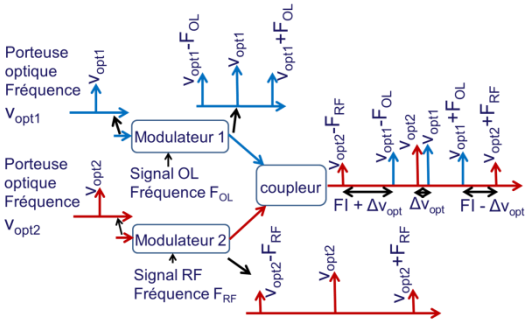


Fig. 3: Principe de fonctionnement du convertisseur composé de des EML

Les longueurs d'onde des deux EML étant légèrement différentes, le spectre optique avant la PIN n'est pas constitué d'une seule porteuse optique entourée des raies OL et RF mais de deux porteuses, de fréquences ν_{opt1} et ν_{opt2} et respectivement modulées par le signal OL et le signal RF (Fig. 3). Ce défaut a été reproduit en simulation afin d'obtenir des conditions identiques et les EAM ont été modélisés par des fonctions polynomiales, qui reproduisent la caractéristique statique des composants dans les conditions de l'expérience. Les puissances des différentes raies de sortie en fonction des puissances OL et RF d'entrée ont été mesurées et comparées aux résultats de simulation. Les figures suivantes (Fig. 4, Fig. 5, Fig. 6) sont des exemples de tracés et montrent que les modèles polynomiaux sont parfaitement adéquats pour les EAM utilisés dans les applications de mélange.

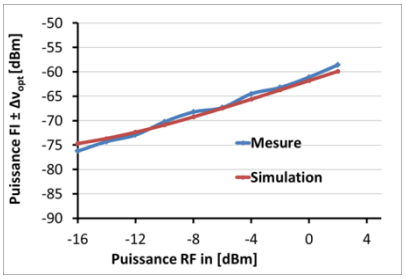


Fig. 4: Puissance FI+Δ ν_{op} en fonction de la puissance RFin

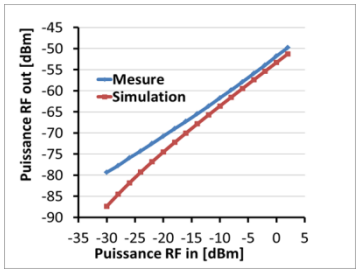


Fig. 5: Puissance RFout en fonction de la puissance RFin

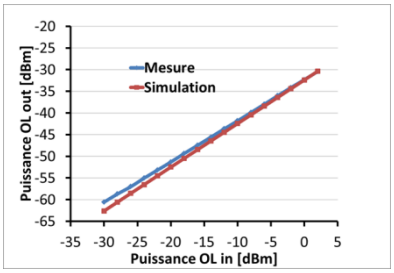


Fig. 6 : Puissance OLout en fonction de la puissance RFin

4. RESULTATS DE SIMULATION

Une fois les modèles d'EAM validés, des simulations ont été entreprises afin de connaitre les performances de l'architecture testée (Fig. 1) selon les critères du domaine spatial. Afin d'obtenir les meilleures résultats nous avons simulé différentes courbes d'absorption pour les EAM et nous avons sélectionné celle présentée dans [3], à 1540 nm. Les paramètres de simulation sont reportés dans Tab. 1, les résultats (voir [2] pour plus de détails) sont reportés dans Tab. 2 et le spectre de sortie est visible sur la Fig. 7.

Tab. 1: Paramètres de simulation

Paramètre	**Valeur**
Puissance Laser [dBm]	18
RIN laser [dB/Hz]	-165
Linewidth Laser [MHz]	1
Pertes EAM [dB]	4
Polar OL [V]	0.6
Polar RF [V]	1
Puissance OL [dBm]	10
Puissance RF [dBm]	-25
Pertes filtres [dB]	2
Rejection filtre [dB]	40
Réponse PIN [A/W]	0.9
Bruit thermique PIN[A.Hz$^{1/2}$]	18.10^{-12}
Courant d'obscurité PIN [nA]	10

Tab. 2 : Résultats

Résultats	**Valeur**
Gain de conversion [dB]	-20
Facteur de bruit [dB]	29
Isolation RF/FI [dB]	-3
Isolation OL/FI [dB]	28
OIP_3 [dBm]	-9
IIP_3 [dBm]	11

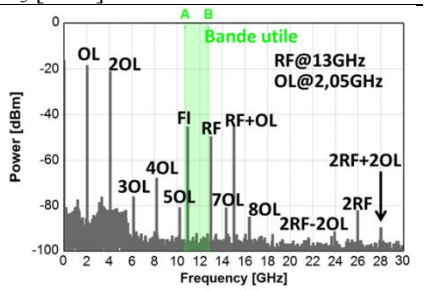


Fig. 7: Spectre de sortie

CONCLUSION

L'architecture de convertisseur de fréquence proposée présente un gain de conversion de -20 dB et un facteur de bruit de 29 dB. Ces résultats sont en deçà des performances d'un mélangeur électronique, mais sont proches de celles d'un mélangeur photonique à base de MZM. Pour le plan de fréquence considéré (Fig. 7) ce dispositif ne génère pas de fréquence parasite dans la bande utile du satellite (en vert). La valeur d'IIP_3 obtenue atteste d'une linéarité égale à celles obtenues à l'aide de technologies hyperfréquences. Le gain de conversion restant faible de futurs travaux consisteront à l'augmenter à l'aide d'EDFA.

REFERENCES

[1] M. Sotom, et al., "Microwave Photonic Technologies for Flexible Satellite Telecom Payloads", ECOC 2009

[2] J. Thouras, et al.,"convertisseur de frequence RF a base de modulateurs electro-absorbants en bande ku/ku pour les charges utiles de satellites" JNOG 2015

[3] Agnieszka Konczykowska, et al. , "EAM DFF-Driver Optimization For 40 Gb/s Transmitter", MWSYM.2005.

BATTEMENT DE LASERS DFB CO-INTEGRES SUR VERRE POUR LA GENERATION DE PORTEUSES MILLIMETRIQUES

Nisrine Arab[1], Davide Bucci[1], Elise Ghibaudo[1], Jean-Emmanuel Broquin[1], Lionel Bastard[1], Julien Poette[1]

[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*

bastard@minatec.grenoble-inp.fr

RÉSUMÉ

Le battement optique entre deux lasers DFB réalisés sur un même substrat de verre par échange d'ions permet de générer des fréquences porteuses jusqu'à 300 GHz extrêmement stables.

MOTS-CLEFS : *laser DBF; battement optique; échange d'ions; génération de fréquences.*

1. INTRODUCTION

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 [1]. 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). De ce fait, une méthode intéressante, dite « radio sur fibre », consiste à transporter le signal par fibre optique puis par une propagation radio en espace libre sur les derniers mètres vers le récepteur. Dans ce système, deux signaux lasers sont transmis dans la fibre optique : un premier signal est modulé par les informations que l'on souhaite transmettre, alors que le est un signal continu qui permettra la conversion du signal modulé lors de la détection. Dans cet article, nous nous intéressons à la génération d'une porteuse millimétrique par voie optique compatible avec le système radio-sur-fibre. Différentes techniques permettent d'atteindre des fréquences de porteuse dans cette gamme de fréquence, les principales étant la modulation directe et l'utilisation d'un laser à blocage de modes. Dans le premier cas, la montée en fréquence nécessite la mise en place de systèmes utilisant les harmoniques de la fréquence de modulation, ce qui complexifie le système [2]. L'inconvénient de l'utilisation des lasers à blocages de mode est leur largeur spectrale, qui rend le système sujet à la dispersion dans les fibres optiques et conduit à un évanouissement du signal pour certaines longueurs de fibre [3]. La méthode que nous proposons de mettre en œuvre utilise uniquement deux fréquences optiques, générées par deux lasers DFB réalisés par échange d'ions sur verre. La génération par battement de deux lasers a déjà été réalisée avec des lasers à semiconducteurs, mais cette technologie présente certains défauts, dont une largeur de raie plus importante que celle des lasers sur verre, et un pic de bruit d'intensité situé à des fréquences de quelques GHz, pouvant atteindre les bandes de modulation [4]. A l'inverse, il a été montré précédemment que les lasers réalisés en optique intégrée sur verre peuvent présenter des largeurs de raies très faibles ainsi qu'un pic de bruit d'intensité dans le domaine du MHz qui n'affecte donc pas les données [5]. Dans cet article, nous présenterons dans une première partie la réalisation et la

caractérisation d'un laser seul. Nous étudierons dans la seconde partie les caractéristiques du battement de deux lasers.

2. ETUDE D'UN LASER SEUL

Le laser est réalisé sur un substrat de verre phosphate commercial dopé à $2{,}2.10^{26}$ m^{-3} en erbium et $3{,}6.10^{26}$ m^{-3} en ytterbium. Un masque de photolithographie contenant des ouvertures de différentes largeurs sur une longueur de 36 mm est utilisé pour réaliser des guides d'ondes droits par échange d'ions argent/sodium [5]. Par la suite, un réseau de Bragg de période 507±1 nm et de profondeur 120±20 nm est gravé à la surface du verre. Ce réseau de Bragg est long de 20 mm et recouvre l'ensemble des guides d'ondes. Pour finir, les facettes d'entrée et de sortie du laser sont polies à 98°. Le polissage des facettes d'entrée/sortie à 98° ainsi que l'utilisation de connectiques FC/APC dans les fibres optiques d'injection et récupération permettent de s'assurer que le laser fonctionne uniquement sur ses modes DFB, permettant l'émission d'une longueur d'onde unique. Un schéma de ce dispositif est présenté en figure 1.

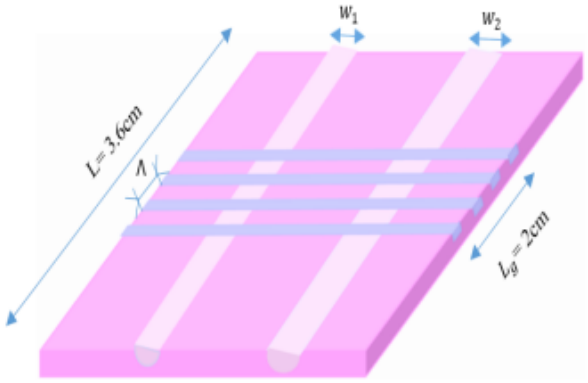


Figure 1 : schéma de la puce laser.

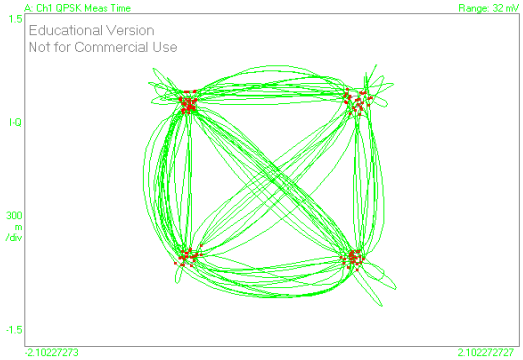


Figure 2 : diagramme de constellation à 200 Mb/s.

Une caractéristique linéaire avec un seuil de 90 mW et une puissance de sortie maximale de 9 mW a été mesurée sur un laser utilisant un guide d'ouverture 10 µm. Le spectre d'émission a été mesuré par auto-hétérodynage sur un analyseur de spectre électrique. Une largeur de raie de 1,6 kHz peut être extraite à partir des mesures (largeur de 0,16 MHz à -40dB). Par ailleurs, le bruit d'intensité relatif (RIN) du laser a été mesuré pour la puissance de pompe maximale. On observe un pic de -87 dB/Hz à la fréquence de 1,19 MHz. Le bruit d'intensité est inférieur à -135 dB/Hz au-delà de 10MHz, ce qui permet d'envisager sereinement la transmission de données dès lors que la bande de modulation est écartée de la porteuse de quelques MHz. Le laser a par la suite été utilisé pour réaliser une transmission de données numériques en utilisant un modulateur externe. Les données ont été transmises à 200 Mb/s en utilisant le format QPSK pour une fréquence porteuse de 1GHz. Le diagramme de constellation du signal reçu est représenté sur la figure 2. Les symboles sont bien séparés, indiquant la bonne qualité de la transmission. Cette mesure est corroborée par une excellente valeur de l'amplitude du vecteur d'erreur (EVM), mesurée à 7,6% alors que la mesure de référence (back-to-back) donne un EVM égal à 5%.

3. BATTEMENT ENTRE DEUX LASERS CO-INTEGRES

Plusieurs lasers ont été réalisés collectivement en utilisant des guides d'ondes d'ouverture de diffusion *w* variable et un unique réseau de Bragg de pas Λ. La longueur d'onde d'émission λ est liée aux paramètres de fabrication par $\lambda = 2\Lambda n_{\text{eff}}(w)$, 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*. Les spectres d'émission mesurés pour plusieurs lasers sont représentés sur la figure 3. Il apparaît qu'avec les ouvertures de diffusions utilisées, il est possible d'atteindre un écart fréquentiel supérieur à 300 GHz. Nous avons choisi de d'utiliser les guides d'ondes d'ouverture 3 et 4, ce qui

permet de répondre aux normes IEEE 802.15.3c qui prévoient des transmissions autour de 60GHz µm (voir figure 3).

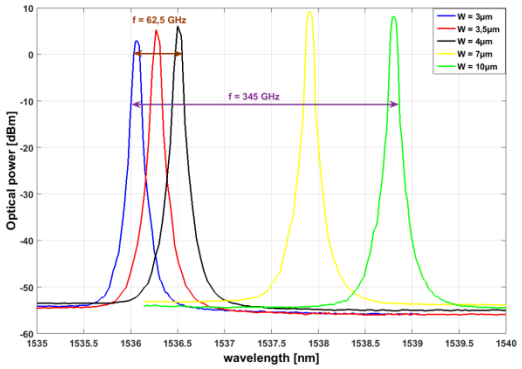


Figure 3 : Spectres d'émission des lasers pour différentes ouvertures de diffusion.

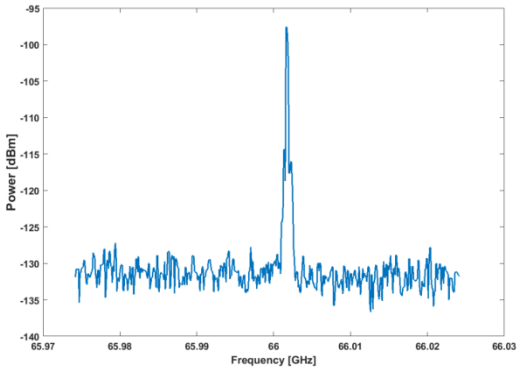


Figure 4 : Spectre électrique du battement entre les lasers d'ouverture 3 et 4 µm.

Le battement entre les lasers d'ouverture 3 et 4 µm a été mesuré sur un photo-détecteur rapide couplé à un analyseur de spectre électrique. Le spectre ainsi obtenu est représenté sur la figure 4. 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. L'élargissement du spectre de battement est attribué aux vibrations mécaniques liées au fait que les lasers ne sont pour l'instant pas connectorisés. 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).

CONCLUSION

Nous avons réalisés une matrice de lasers DFB réalisés par échange d'ions sur un substrat de verre dopé erbium / ytterbium. La caractérisation d'un laser seul montre une largeur de raie de 1,6 kHz et un RIN < -135 dB/Hz au-delà de 10 MHz. Le battement entre deux lasers a ensuite été réalisé, un spectre de battement autour de 60 MHz présentant une largeur inférieure à 70 kHz a pu être mesuré. Ces observations montrent que ces lasers sont d'excellents candidats comme sources pour les systèmes radio-sur fibre. Les perspectives de ce travail sont la stabilisation mécanique des lasers pour encore diminuer la largeur de battement, puis la réalisation d'une expérience de transmission à 60 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.

RÉFÉRENCES

[1] T. Kleine-Ostmann and T. Nagatsuma, "A review on terahertz communications research," *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves,* vol. 32, no. 2, pp. 143-171, 2011.

[2] J. Yu, Z. Jia, L. Yi, Y. Su, G.-K. Chang, and T. Wang, "Optical millimeter-wave generation or up-conversion using external modulators," *IEEE Photonics Technology Letters,* vol. 18, no. 1, pp. 265-267, 2006.

[3] 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.

[4] R. Khayatzadeh, H. H. Elwan, J. Poette, and B. Cabon, "Impact of amplitude noise in millimeter-wave radio-over-fiber systems," *Journal of Lightwave Technology,* vol. 33, no. 13, 2015.

[5] S. Blaize, L. Bastard, C. Cassagnetes, and J. Broquin, "Multiwavelengths DFB waveguide laser arrays in Yb-Er codoped phosphate glass substrate," *IEEE Photonics Technology Letters,* vol. 15, no. 4, pp. 516-518, 2003.

EFFET DE LA DETECTION EQUILIBREE SUR LES PERFORMANCES D'UNE SOURCE OPTIQUE UTILISANT UN LASER KILOMETRIQUE A BASE DE RSOA

MATHILDE GAY[1], LAURENT BRAMERIE[1], KAMAL HUSSAIN[1], THIERRY CHARTIER[1], STEPHANE TREBAOL[1], JEAN-CLAUDE SIMON[1], ANAËLLE MAHO[2], ROMAIN BRENOT[2]

[1] *Laboratoire Foton, CNRS, Université de Rennes 1/Enssat, CS 80518, 22305 Lannion Cedex, France*

[2] *III-V Lab, F-91461 Marcoussis Cedex, France*

thierry.chartier@enssat.fr

RÉSUMÉ

Nous étudions le bruit d'amplitude d'une source laser à base d'amplificateur à semi-conducteur réflectif (RSOA) en cavité fibrée étendue. Nous montrons que le bruit relatif d'intensité (RIN) augmente avec la longueur de transmission. Nous montrons également qu'une détection équilibrée associée à un codage de Manchester autorise une cavité de longueur 4 km au lieu de seulement 1 km avec le format NRZ classique.

MOTS-CLEFS : *RSOA, télécommunications optiques, laser kilométrique, RIN*

1. INTRODUCTION

Les lasers de longueur kilométrique, dont le milieu actif est constitué d'un amplificateur à semi-conducteur réflectif (RSOA) modulé directement, constituent une solution attractive comme source achromatique pour les réseaux d'accès optique passif multiplexés en longueur d'onde (WDM-PON). Dans ce type de configuration, c'est le démultiplexeur en longueur d'onde (AWG DEMUX) placé à l'intérieur même de la cavité kilométrique qui permet de fixer la longueur d'onde du canal alloué à un client donné [1-4]. Cependant ces très longues cavités laser engendrent une multitude de modes dont le battement provoque, à la détection, un bruit relatif d'intensité (RIN) important et très pénalisant sur le budget de liaison [2-3]. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés à l'utilisation de la détection équilibrée pour tenter de réduire l'effet de ce bruit en excès [5-6]. Cependant comme le format NRZ n'est pas compatible avec ce mode de détection, nous nous sommes intéressés au code de Manchester (ou code bi-phase) qui, lui, est compatible avec une détection équilibrée [6,7]. Ainsi nous avons pu montrer une augmentation d'un facteur 4 de la cavité laser pour une qualité de liaison standard. Nous avons également corrélé la dégradation de qualité de transmission à l'augmentation du RIN due à l'augmentation de longueur de la cavité laser.

2. DISPOSITIF EXPERIMENTAL

La source laser à base de RSOA en cavité fibrée étendue est représentée par la Fig. 1 Le RSOA est localisé au niveau du terminal d'interface optique/électrique du client (ONU) et constitue le milieu amplificateur de la cavité laser dont le miroir arrière est la face clivée du RSOA traitée Rmax. Le nœud distant (RN) de quelques mètres à plusieurs kilomètres du RSOA, est composé d'un multiplexeur, qui sélectionne une partie du spectre large du RSOA, et d'un miroir qui ferme la cavité. Cette configuration permet d'une part une opération achromatique, d'autre part de mutualiser le multiplexeur entre plusieurs clients qui peuvent être distants de plusieurs kilomètres. Le signal issu de cette cavité peut ensuite être transmis jusqu'au terminal de la liaison d'accès optique. Dans cette étude le signal de la source est directement dirigé vers le récepteur (sans transmission). Des informations concernant les différents éléments de la cavité sont reportées dans le tableau 1.

Tableau 1 : Eléments de la cavité.

	Rôle	Information technique
RSOA	Milieu de gain	Bâtonnets quantiques en InGaAs/InP, 25 dB de gain
AWG	Sélection de la longueur d'onde du client (démultiplexeur)	100 GHz d'espacement entre canaux
Coupleur	Extraction d'une fraction de signal de source	90/10
Fibre	Atteindre le MUX mutualisé entre les différents clients	SMF 28 standard
Miroir de Faraday	Fermeture de la cavité	Réflectivité 90%; rotation 90° de la polarisation
Rotateur de Faraday	Associé au miroir, il assure l'insensibilité à la polarisation [8]	Rotation de 45° de la polarisation

Concernant le récepteur, nous avons étudié deux configurations. Pour le cas classique du format NRZ à 2,5 Gbit/s, le récepteur comporte une photodiode PIN de bande passante 2,5 GHz. Pour l'étude de la détection équilibrée avec code de Manchester le signal est modulé à 5 Gbit/s par une succession de paires d'impulsions « 01 » ou « 10 », correspondant respectivement à chacun des deux états binaires, ce qui donne un débit numérique de 2,5 Gbit/s. Au niveau du récepteur, le signal est séparé en deux voies dont l'une est retardée par rapport à l'autre d'une demi-période T [7]. Chaque voie est détectée par une photodiode du récepteur équilibré. La bande passante des photodiodes est de 30 GHz et celle du filtre passe-bas est de 6,7 GHz. Dans les deux cas étudiés la séquence binaire PRBS est 2^7-1.

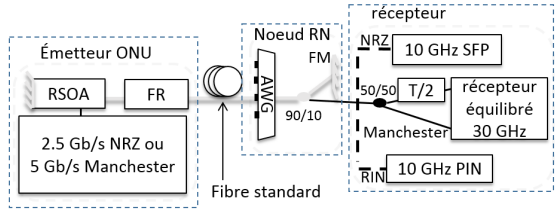


Fig. 1 : schéma expérimental. FM : miroir de Faraday ; FR : rotateur de Faraday ; SFP : récepteur enfichable. Les autres éléments sont définis dans le texte.

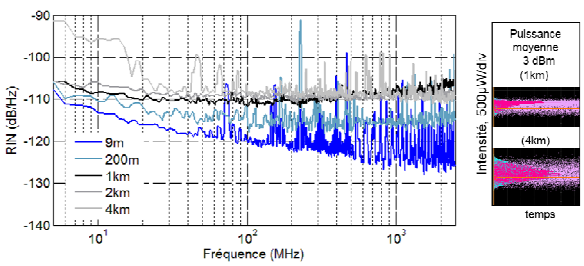


Fig.2 : Evolution du bruit d'intensité relatif en fonction de la longueur de cavité.
a : Mesure de RIN
b : trace d'oscilloscope pour deux longueurs de cavité

3. MESURES DE RIN

La figure *2a* représente les mesures de RIN pour différentes longueurs de cavité. On a utilisé pour cela un récepteur 10 GHz amplifié suivi d'un analyseur de spectre avec une largeur de filtre de 3 MHz. Le courant de polarisation du RSOA est de 150 mA. On observe que le RIN augmente avec la longueur de cavité, du fait principalement de la dispersion chromatique [2]. On note une augmentation de près de 20 dB du RIN en basse fréquence, pour une longueur de cavité de 4 km. La figure *2b* représentant les traces d'oscilloscope du signal détecté pour des longueurs de cavité de 1 et 4 km confirme cette observation. Un tel niveau de bruit réduit considérablement les performances dans le cas d'un système NRZ classique.

4. EXPERIENCES DE TRANSMISSION

Pour le codage NRZ, les courbes de taux d'erreur (BER) en fonction de la puissance reçue pour différentes longueurs (cf. fig. *3 (a)*) montrent un plancher de taux d'erreur de 10^{-4} à 1 km. Les diagrammes de l'œil à 9 m et 1 km (en insert) confirment ce fait.

Pour le codage de Manchester, les diagrammes de l'œil des fig. *3 (b)* et *(c)* sont mesurés avec une photodiode unique de bande passante 32 GHz, alors que les diagrammes de l'œil des fig. *3(d)* et *(e)* sont obtenus en détection équilibrée avec une paire de photodiodes de bande passante 30 GHz. Les cas *(b)* et *(d)* correspondent à une longueur de fibre de 200 m, les cas *(c)* et *(e)* à une longueur de 1 km. La puissance reçue était identique dans les deux cas. La dégradation de l'œil augmente avec la longueur de fibre, en corrélation avec l'augmentation du RIN. On notera cependant que la dégradation de l'œil est moindre dans le cas de la détection équilibrée du fait d'une compensation partielle du bruit en excès. Finalement, la fig. *3 (f)* représente le taux d'erreur en fonction de la puissance reçue avec une détection équilibrée, pour des longueurs de cavité allant de 9 m à 4 km.

On voit que la longueur de cavité pour un taux d'erreurs de 10^{-4} est ici augmentée d'un facteur 4 par rapport au cas NRZ classique. On notera au passage que la sensibilité du récepteur en détection équilibrée est moins bonne pour les très faibles taux d'erreur (10^{-9}) car les photodiodes disponibles pour cette expérience avaient une bande passante électrique beaucoup trop grande pour un débit de 2,5 Gbit/s, ce qui pourrait être largement amélioré.

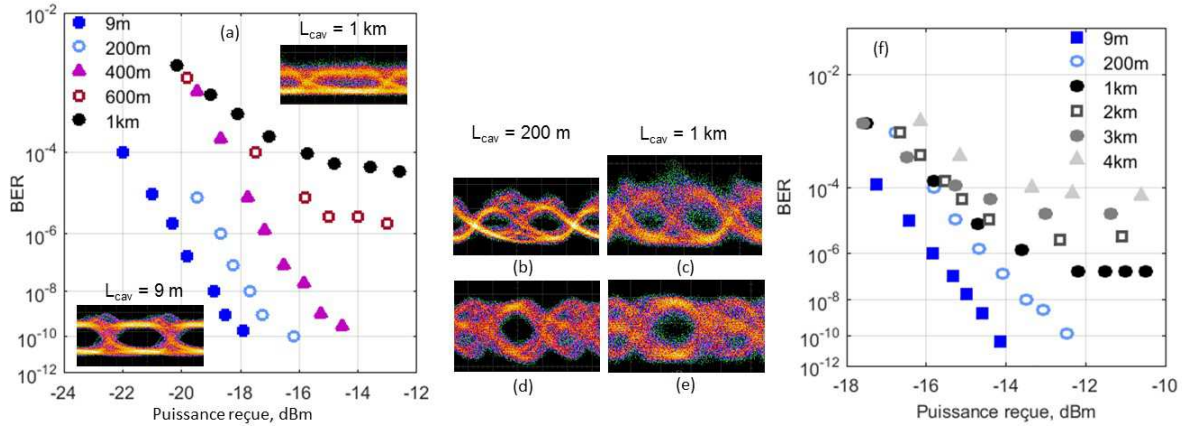


Fig. 3 (a) : BER versus puissance reçue dans le cas NRZ pour différentes longueurs de cavité. Encart : diagramme de l'œil à 9 m et 1 km. *(b), (c), (d), (e), (f)* : Cas détection balancée : *(a), (b)* : diagrammes de l'œil à 200 m et 1 km avec détection simple ; *(c), (d)* : diagrammes de l'œil à 200 m et 1 km avec détection équilibrée ; *(f)* : BER en fonction de la puissance reçue et de différentes longueurs de cavité.

CONCLUSION

Nous montrons dans ce travail que l'augmentation du bruit relatif d'intensité (RIN) d'une source laser à base d'un RSOA en cavité étendue par une fibre standard était corrélée à l'accroissement de longueur de cette fibre. Nous montrons également dans le cas d'une liaison utilisant une telle source, qu'une détection équilibrée associée à un codage Manchester permettait d'augmenter d'un facteur 4 la distance entre le client et le nœud déporté par rapport à du NRZ classique.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été soutenu en partie par le projet ANR Lampion (ANR-13-INFR-0002)

RÉFÉRENCES

[1] E. Wong et al.: "Directly modulated self-seeding reflective semiconductor optical amplifiers as colorless transmitters in wavelength division multiplexed passive optical networks", *J. Lightw. Technol.*, vol. 25, no. 1, pp. 67–74, 2007.

[2] M.L. Deng et al.: "Intra-cavity chromatic dispersion impacts on 10-Gb/s optical OFDM transmissions over 25-km dual-RSOA-based self-seeded PON systems", *IEEE Photon. Journal*, vol. 7, no. 7200112, 2015.

[3] A. Maho et al.: 'Demystification of the self-seeded WDM access", *J. Lightw. Technol.*, vol. 34, no. 2, pp. 776-782, 2016.

[4] G. Simon et al.: "70 km external cavity DWDM sources based on O-band self-seeded RSOAs for transmissions at 2.5Gbit/s", Opt. Fib. Comm. Conf., San Francisco, California, USA, W3G5, March 2014.

[5] A. Joshi et al. .: "Balanced photoreceivers for analog and digital fiber optic communications", *Proc. SPIE* 5814, Enabling Photonics Technologies for Defense, Security, and Aerospace Applications conf., Orlando, Florida, USA, May 2005.

[6] M. Chaibi et al.: "Mitigation of mode partition noise in quantum-dash Fabry-Perot mode-locked lasers using Manchester encoding", Europ. Conf. on Opt. Comm. Conf, Dusseldorf, Germany, Tu.2.E.6, Sept. 2016.

[7] Y. Yamada et al.: "Tolerance for optical coherent crosstalk of a novel Manchester-code receiver", Europ. Conf. on Opt. Comm. Conf, Madrid, Spain, vol. 1, p. 61, Sept. 1998.

[8] M. Martinelli et al.: 'Polarization in retracing circuits for WDM-PON', *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2012, 24, (14), pp. 1191-1193.