
La modulation duale à haut débit

4. La modulation duale à haut débit

Le déploiement actuel des services FTTH pour les usages personnels associé au développement de nouvelles applications professionnelles comme les échanges massifs de données, le stockage massif et le calcul distribué ont engendré de nouveaux challenges sur tous les segments du réseau optique de communication. Parmi eux, on trouve les contraintes pour la conception des sources optiques destinées aux réseaux métropolitains et d'accès, qui doivent être à la fois, compactes, polyvalentes, compatibles à haut débit, de bas coût et de consommation réduite. Les EML ont été développés dans ce contexte [1,2]. Ils sont vus couramment comme des dispositifs standards pour les liaisons d'accès à 10Gb/s (future génération du FTTH). Dans le cadre de la thèse, nous avons considéré des nouvelles applications avancées pour les EML dans la perspective d'une augmentation du débit au delà de 10Gb/s et de la portée des transmissions, ainsi que pour leur utilisation dans les applications de radio-sur-fibre et de modulation fréquentielle orthogonale (OFDM).

Le travail de la thèse fait suite à une innovation, précédemment démontré, consistant à concevoir un double accès de modulation sur l'EML. En conséquence, le nouveau composant dénommé D-EML permet d'appliquer une modulation duale sur le laser et le modulateur [3]. Nous avons exposé théoriquement dans le premier chapitre le principe de la modulation duale et sa contribution à l'augmentation du débit et de la portée de transmission à travers l'ajustement du chirp du laser et du modulateur, nécessaire pour le respect de la condition de la génération des signaux SSB. Ce chapitre présente des démonstrations expérimentales de plusieurs applications en transmission à haut débit du D-EML dont certaines sont confrontées aux résultats de simulation système utilisant le modèle complet du deuxième chapitre.

Nous commençons par décrire la structure d'un D-EML, ses caractéristiques statiques et dynamiques. Nous présentons, par la suite, les résultats de simulation du comportement du chirp du D-EML issus du modèle présenté précédemment. Ces résultats permettent de montrer la capacité des D-EML à étendre la portée de transmission ainsi que leur efficacité par rapport à d'autres composants tels que les DML et les EAM. Ensuite, nous exposons les résultats théoriques et expérimentaux permettant d'évaluer les performances de la modulation duale, de prouver son adaptabilité aux hauts débits (20, 25 et de 40 Gb/s) et de quantifier sa contribution à l'amélioration de la portée de transmission.

Enfin, nous montrons expérimentalement l'utilisation des D-EML pour la génération des signaux SSB pour les applications radio-sur-fibre ainsi que la possibilité de l'application d'une modulation OFDM dans un contexte SSB.

4.1. Caractérisation expérimentale des D-EML

4.1.1. Structure d'un D-EML

Le D-EML (Dual-Electroabsorption Modulated Laser) est une source optique composée d'un laser DFB et d'un modulateur EAM intégrés monolithiquement sur la même puce (EML) possédant deux accès indépendants de modulation (figure 4.1). Le D-EML, spécifiquement conçu pour appliquer la technique de la modulation duale, est basé sur des matériaux à puits quantiques en *AlGaInAs* et fabriqué par notre partenaire industriel « III-V lab ». Le laser est conçu pour avoir un fort indice de modulation FM et un faible indice de modulation AM tandis que le modulateur est conçu contrairement. De cette façon, il est possible de moduler électriquement par deux signaux séparés le laser et le modulateur afin d'ajuster par un contrôle des amplitudes de modulation, les dérives en fréquence du laser (chirp) et du modulateur et permettre ainsi d'augmenter la portée de la transmission par fibre optique.

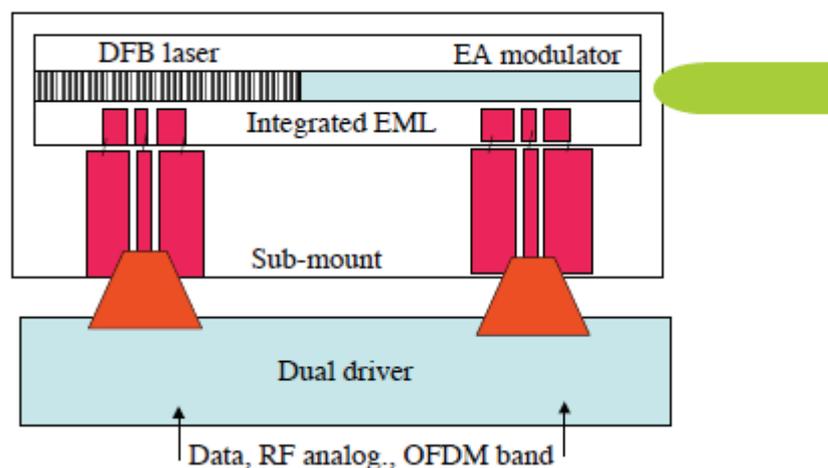


Figure 4.1: schéma de la structure d'un D-EML spécifiquement conçu pour la modulation duale

La conception et l'intégration d'une structure flexible d'un « dual driver » électrique permettant l'équilibrage et le retard relatif des deux modulations est un élément clé pour faire fonctionner le D-EML dans une configuration de modulation duale en $\overline{Data}/Data$. Le « driver » se compose d'une architecture modifiée par rapport à un « driver » standard pour fournir le réglage en phase et en amplitude des données nécessaires pour l'optimisation expérimentale et déterminer les conditions précises d'utilisation du composant.

Dans une première étape, le « dual driver » est considéré comme un élément distinct par rapport à l'EML destiné à fonctionner dans un package séparé. L'intégration de ce driver sera faite dans une deuxième étape après une phase de test et d'optimisation. Pour commencer les expérimentations, nous avons utilisé notre propre circuit de commande décrit dans le paragraphe 4.2.3 de ce chapitre.

La puce D-EML testée est similaire à celle utilisée précédemment dans d'autres travaux (*J. Petit et al*) pour évaluer les performances de la modulation duale à 10 Gb/s. La longueur de la section laser est environ de $470 \mu\text{m}$ (10 puits quantiques) alors que celle du modulateur est de $75 \mu\text{m}$. Le modulateur EAM intégré possède une large bande passante supérieure à 30 GHz. Le facteur de couplage du réseau de Bragg κL est de l'ordre de 1,4 ($\kappa \sim 30 \text{ cm}^{-1}$) minimisant l'effet de la rétroaction optique au niveau de la facette du modulateur. L'image des puces D-EML fournies par notre partenaire industriel (III-V lab) est représentée dans la figure 4.2.

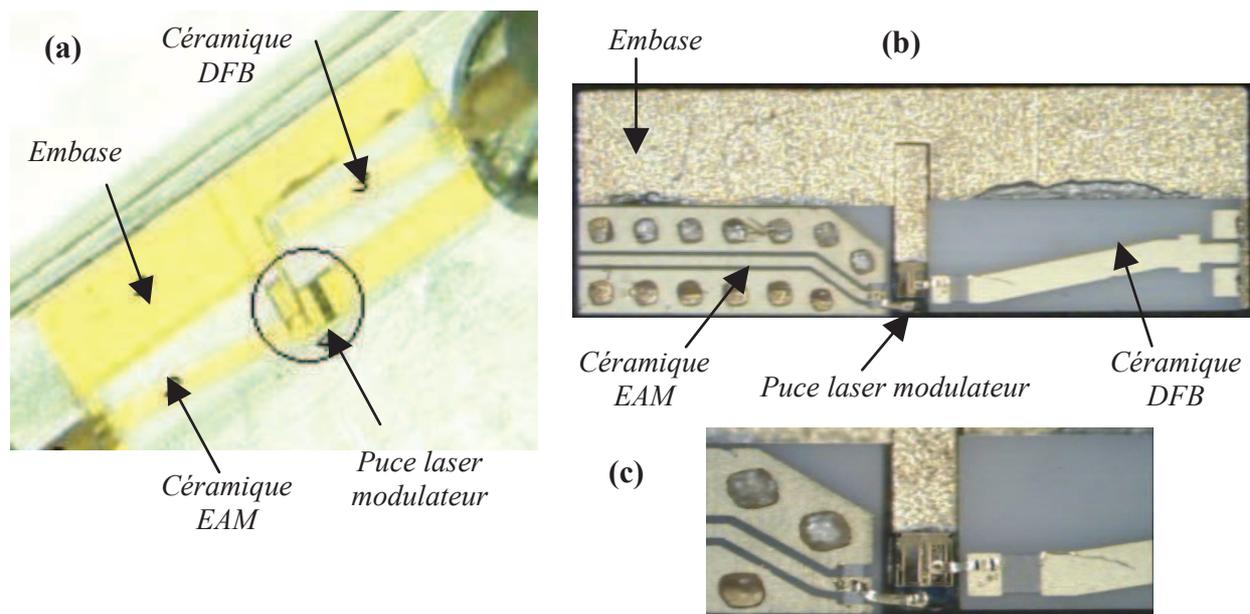


Figure 4.2: Vue sur embase des puces D-EML ayant différentes longueurs de section laser, (a) $L_{laser} \sim 470 \mu\text{m}$, (b) $L_{laser} \sim 300 \mu\text{m}$. (c) Zoom de la puce D-EML : le guide d'onde coplanaire est terminé par une charge 50Ω à gauche

Le modulateur EAM est connecté à travers un guide d'onde coplanaire terminé par une charge de 50Ω . Un ruban d'or de largeur $50 \mu\text{m}$ est utilisé pour connecter le guide d'onde et le modulateur EAM. Le laser DFB est connecté à travers une ligne microstrip se terminant par une résistance en série de 47Ω . La connexion entre la ligne microstrip et le laser DFB est

aussi assurée par un ruban d'or de 50 μm de large. Les deux lignes d'accès RF ont une entrée coplanaire qui permet la connexion avec des sondes coplanaires.

Le caractère critique du travail tient dans la détermination des conditions précises et optimales d'utilisation du D-EML pour chaque application visée et dans la maîtrise des structures matérielles permettant de les mettre en œuvre. Ceci impose une connaissance très fine du comportement en modulation du composant afin de développer les stratégies de modulation équilibrées. Le D-EML a prouvé sa grande utilité pour la transmission à 10 Gb/s [3,4] et peut être encore compatible à haut débit pour les systèmes radio-sur-fibre et même pour la modulation de type OFDM.

L'optimisation du schéma de la modulation duale ($\overline{Data}/Data$) est un véritable défi qui peut être obtenu sur la base des caractérisations théoriques et expérimentales qui représentent un aspect important de la procédure. Avant d'évaluer les performances de la modulation duale, nous avons effectué des mesures expérimentales préliminaires des caractéristiques statiques et dynamiques du D-EML dans le but de déterminer le débit limite que nous pouvons envisager.

4.1.2. Mise en œuvre de la platine d'accueil des D-EML

La caractérisation des puces D-EML nécessite une platine d'accueil différente de celle des simples EML. Cette platine doit permettre d'acheminer les signaux électriques RF qui vont attaquer le laser et le modulateur à travers deux circuits de commande différents (figure 4.3). Pour ce faire, nous amenons deux accès électriques haute-fréquence pour le laser et le modulateur à l'aide de deux sondes coplanaires constituées chacune d'une pointe « signal » entre deux pointes « masse » (G-S-G : Ground-Signal-Ground).

La lumière émise par le D-EML est collectée à l'aide d'une fibre micro-lentillée placée dans un système de couplage XYZ qui assure la stabilité mécanique de la plateforme de test. Par la suite, la fibre est liée directement à un isolateur pour empêcher le retour de lumière dans la puce.

La régulation de la température est assurée à l'aide d'un module *Peltier* placé entre le support de la puce et le radiateur. Ce module sert à évacuer la chaleur engendrée par le passage du courant dans le laser. Une thermistance permet de capter la température du composant. Le contrôleur de température qui gère le module *Peltier* et la thermistance permet donc de maintenir une température constante du D-EML et donc d'éviter le problème des effets thermiques lors de la caractérisation.

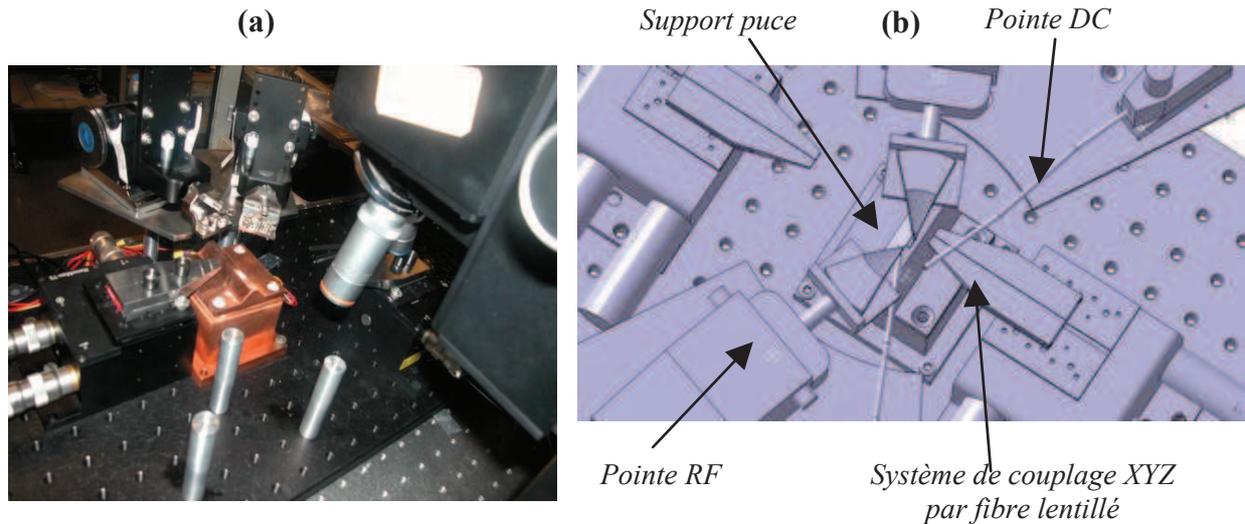


Figure 0.39: La platine d'accueil des D-EML: (a) en image réelle, (b) en vue schématique

Après avoir mis en œuvre la platine d'accueil des D-EML, nous avons commencé par mesurer les caractéristiques statiques telles que la variation de la puissance de sortie et de la longueur d'onde d'émission en fonction du point de polarisation du laser et du modulateur. Enfin, nous avons procédé à la mesure des caractéristiques dynamiques telles que la mesure de la bande passante et du chirp grand signal. Ces mesures préliminaires sont de grande importance puisqu'elles nous aideront à rechercher les conditions optimales d'utilisation des D-EML en cas de modulation duale.

4.1.3. Mesure des caractéristiques statiques des D-EML

4.1.3.a. La puissance de sortie en fonction de courant

Nous avons appliqué une tension positive sur le modulateur (+0,8V) pour obtenir un maximum de puissance à la sortie du composant. Par la suite, nous avons varié le courant d'injection du laser entre 0,1 mA et 200 mA. La figure 4.4 montre la variation de la puissance émise par le D-EML en fonction du courant d'injection pour plusieurs températures. Le courant seuil du D-EML est environ 10 mA pour $T = 20^{\circ}\text{C}$. Nous remarquons que la valeur de ce courant augmente avec la température de 10 mA à 25 mA. Ceci est dû au fait qu'un accroissement de la température entraîne la diminution de l'énergie de la bande interdite de la couche active du laser et donc une diminution du gain matériau au seuil. En conséquence, le courant de seuil doit augmenter pour obtenir l'effet laser. La figure 4.4 montre l'effet de saturation qui se produit à fort courant (environ à partir de 150 mA) suite à l'augmentation

des pertes internes en fonction du courant de polarisation ainsi que les effets thermiques qui modifient les paramètres du matériau du laser.

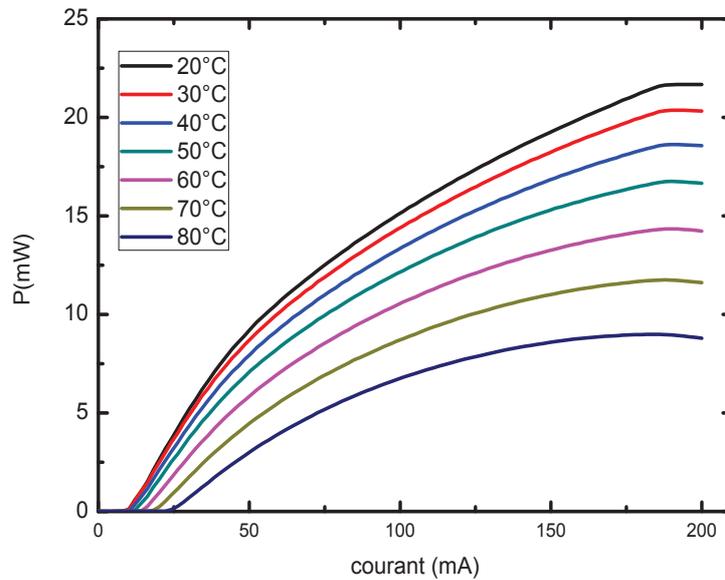


Figure 4.4 : La puissance de sortie mesurée en fonction du courant d'injection du D-EML ($L_{laser} = 470 \mu\text{m}$) pour une tension de polarisation $V_{mod} = +0.8\text{V}$

Cette courbe est utile pour l'analyse de la bande passante du laser. En outre, elle nous aidera à trouver le point de fonctionnement optimal du laser et à prendre des précautions pour ne pas endommager les appareils de mesure et surtout pour les tests à 40 Gb/s.

4.1.3.b. La longueur d'onde d'émission en fonction de courant

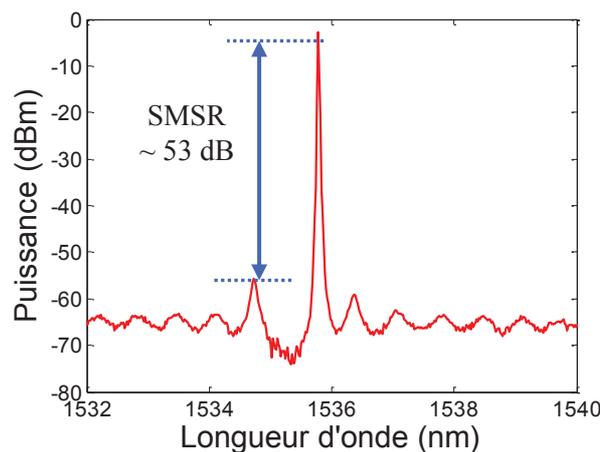


Figure 4.5 : Spectre optique du D-EML pour $I_{laser} = 60 \text{ mA}$ et $V_{mod} = 0\text{V}$

La figure 4.5 montre le spectre optique du D-EML pour un courant de polarisation du laser de l'ordre de 60 mA et une tension de polarisation du modulateur de 0V. La longueur d'onde d'émission du D-EML est aux alentours de 1535,7 nm tandis que le SMSR est de l'ordre de 53 dB à 20°C. La figure 4.6 montre l'évolution de la longueur d'onde d'émission

en fonction du courant d'injection appliqué. Nous remarquons une augmentation de la longueur d'onde d'environ 5 nm sur toute la plage de variation du courant pour chaque valeur de tension. Cette perturbation en longueur d'onde est fortement liée à un effet de température, lors de l'augmentation du courant, qui modifie les paramètres matériau du laser.

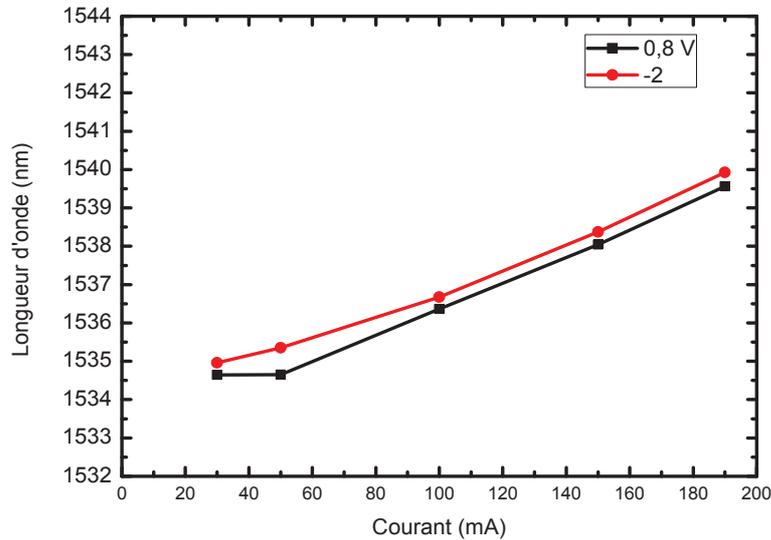


Figure 4.6: La longueur d'onde d'émission mesurée en fonction du courant d'injection pour deux valeurs de tensions appliquées pour le D-EML

Les conditions d'utilisation d'un filtre dans le module de réception d'un système de transmission, dans le but de réduire le bruit optique introduit par l'émission spontanée des amplificateurs en ligne, doivent prendre en considération la variation de la longueur d'onde d'émission (figure 4.6). Cependant, lors des expériences de transmission en NRZ qui seront présentées ultérieurement dans le paragraphe [4.2.3](#), même si la longueur d'onde d'opération est quasi-constante pour les courants de polarisation appliqués, compris entre 40 mA et 80 mA, aucun filtre n'a été introduit.

4.1.3.c. La longueur d'onde d'émission en fonction de la tension appliquée

Sur la figure 4.7 où nous avons représenté la longueur d'onde d'émission en fonction la tension appliquée sur le modulateur EAM de -4 V à 0,8 V, nous remarquons une légère évolution pour un courant de polarisation fixé. Ceci est dû à l'échauffement de la charge 50 Ω placée en parallèle avec le modulateur et soumise au passage du photocourant. Proche du laser, elle entraîne une variation de la température du composant qui perturbe les caractéristiques du laser. Cet effet ne sera pas sensible en régime dynamique lorsque la tension du modulateur variera rapidement autour d'un point de fonctionnement fixe.

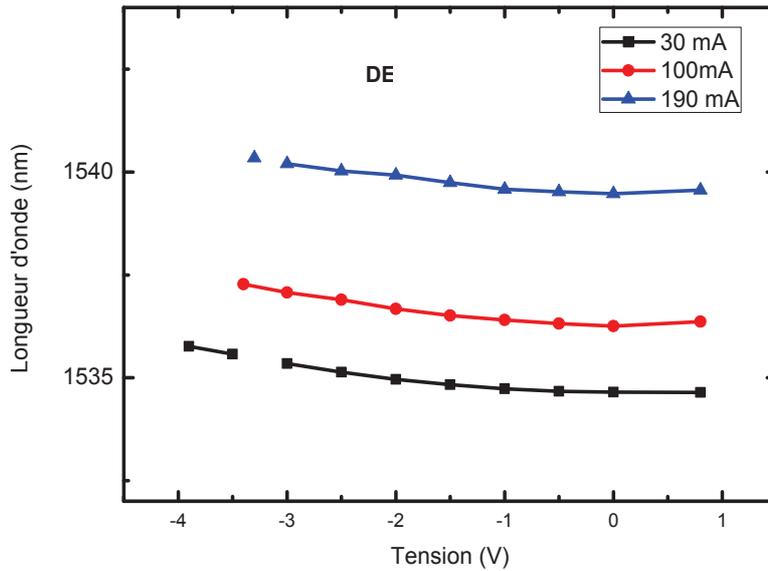


Figure 4.7: La longueur d'onde d'émission mesurée en fonction de la tension appliquée pour plusieurs courants de polarisation

4.1.3.d. La puissance de sortie en fonction de la tension appliquée

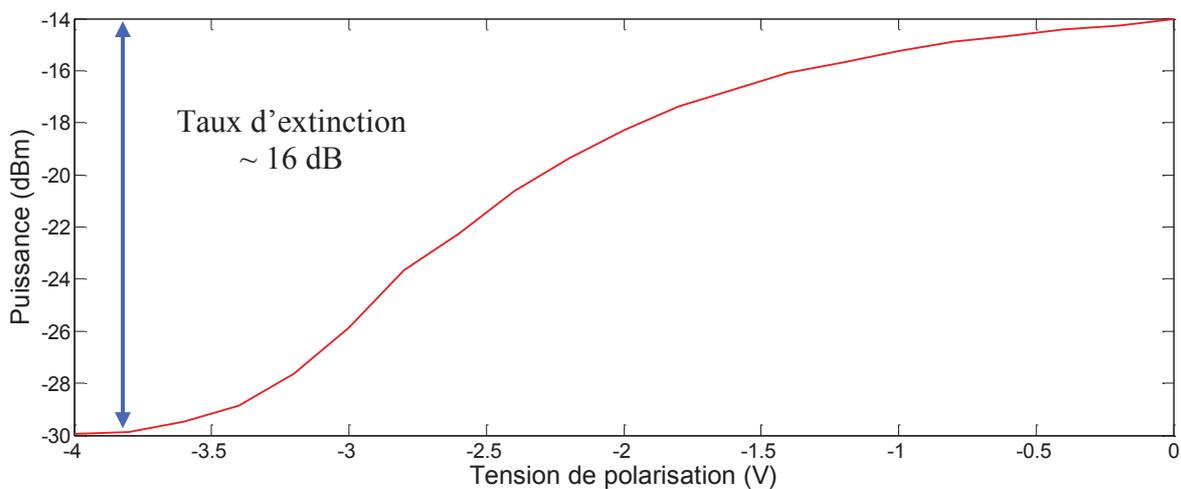


Figure 4.8: La puissance de sortie en fonction de la tension appliquée pour un courant de polarisation de 80 mA du D-EML, $T=20^{\circ}\text{C}$

Pour connaître le point de fonctionnement optimal du modulateur EAM, nous avons procédé à l'évaluation de sa caractéristique statique d'absorption. La figure 4.8 montre l'évolution de la puissance de sortie des D-EML en fonction de la tension appliquée sur le modulateur à électro-absorption (EA) pour un courant de polarisation fixé à 80 mA. Au-delà de -3V, la puissance augmente avec la tension. Ceci est dû à l'effet Stark confiné quantiquement (QCSE) [5]. Nous remarquons un bon taux d'extinction de l'ordre de 16 dB défini par le rapport de puissances de la sortie sur l'entrée à $V_{mod} = 0\text{V}$ et $V_{mod} = -4\text{V}$.

Le choix du point de polarisation de l'EAM ne dépend pas uniquement de sa situation dans la zone linéaire de la courbe de taux d'extinction mais aussi du signe du facteur de couplage phase-amplitude (facteur de Henry) responsable de la nature de la contribution du chirp du modulateur en cas de modulation duale.

4.1.4. Mesure des caractéristiques dynamiques des D-EML

La phase de la caractérisation statique du D-EML a permis d'analyser l'évolution de paramètres clés tels que le courant de seuil, la longueur d'onde d'émission et le taux d'extinction ainsi que les perturbations sur la longueur d'onde liées aux effets thermiques issus de la variation du point de polarisation du composant. La caractérisation statique est importante pour connaître la plage de variation envisageable des points de fonctionnement du laser et du modulateur mais elle est insuffisante pour confirmer la qualification du D-EML pour les hauts débits. Pour ce fait, des caractérisations en régime dynamique demeurent indispensables. Il s'agit de la mesure de la bande passante du laser et du modulateur indépendamment l'une de l'autre en régime petit-signal ainsi que la mesure du chirp du laser en régime petit et grand-signal.

4.1.4.a. Mesure de la bande passante

La figure 4.9 montre le schéma expérimental de la mesure de la bande passante du laser et du modulateur intégrés dans le D-EML. Nous utilisons un analyseur de réseau vectoriel, VNA (Vector Network Analyser) possédant une entrée et une sortie RF. La section laser et la section du modulateur du composant sont chacune reliées à un té de polarisation. Le principe de mesure de la bande passante du laser consiste à considérer le modulateur comme une photodiode (position (1) des commutateurs). Ceci permet d'éviter les problèmes de couplage de la lumière dans la fibre micro-lentillée dans le cas d'utilisation d'une photodiode externe.

La plage de fréquences envisagée est de 130 MHz jusqu'à 20 GHz. Pour cette plage, la réponse AM du modulateur est supposée uniforme car sa large bande passante est très supérieure à la fréquence de modulation maximum du laser (>30GHz).

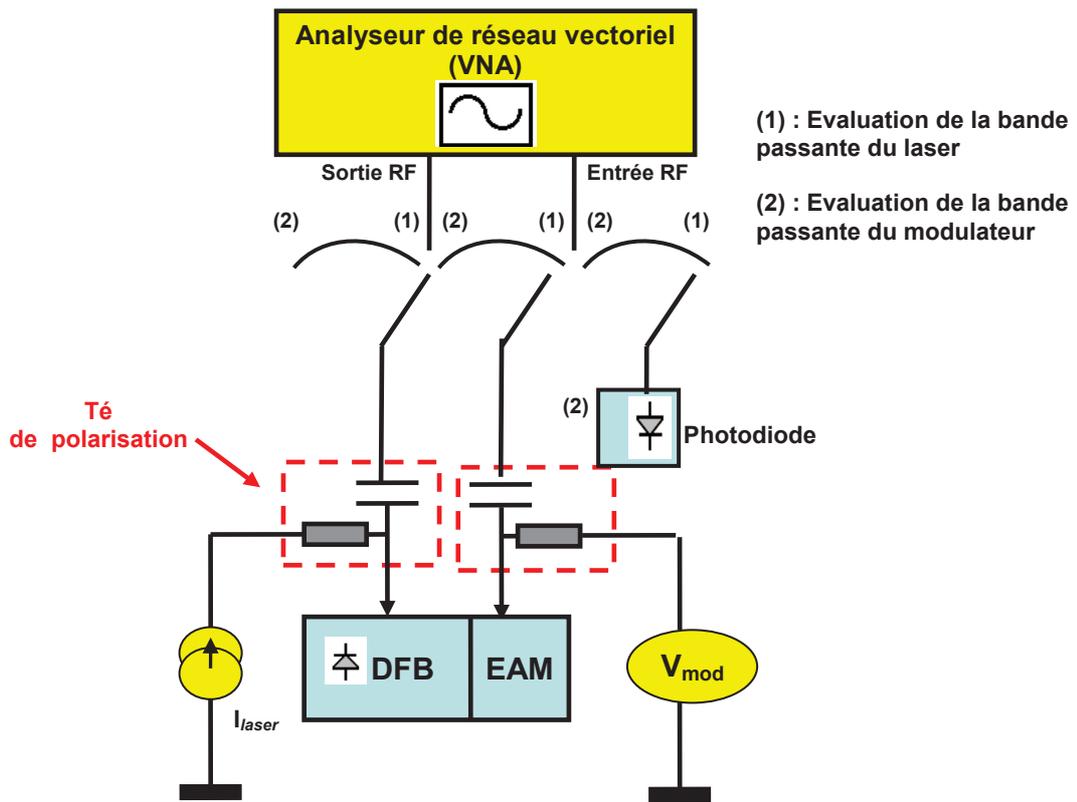


Figure 4.9: schéma du dispositif de mesure de bande passante du laser DFB et du modulateur EAM

La figure 4.10 montre l'évolution de la réponse AM du laser DFB en fonction du courant de polarisation et pour différentes tensions de polarisation appliquées sur le modulateur EAM. Le D-EML testé est peu sensible au retour optique du fait du traitement antireflet très bon de la facette externe du modulateur et d'un facteur de couplage du réseau important. Cependant, pour analyser l'effet de la rétroaction optique sur le laser, nous avons mesuré sa bande passante AM en faisant varier la tension de polarisation du modulateur.

Pour introduire un faible niveau de retour optique, nous avons appliqué une tension de polarisation sur le modulateur de l'ordre de $-2V$ afin de profiter de l'atténuation de celui-ci sur l'onde réfléchie. La figure 4.10(b) montre une courbe typique de la réponse AM d'un laser DFB. La fréquence de relaxation s'accroît avec le courant de polarisation d'environ 7 GHz pour $I_{laser} = 60\text{ mA}$ à environ $8,5\text{ GHz}$ pour $I_{laser} = 110\text{ mA}$. Cette augmentation de la bande passante à -3dB peut atteindre 11 GHz pour des courants de polarisation supérieurs à 60 mA sur certaines puces. Un plus fort niveau de retour optique sur la section laser est obtenu pour $V_{mod} = 0V$ (figure 4.10(a)). Cet impact du retour optique sur la bande passante du laser est illustré dans la figure 4.11 présentant l'évolution de la réponse AM du laser en fonction de la tension de polarisation du modulateur pour un courant d'injection fixé.

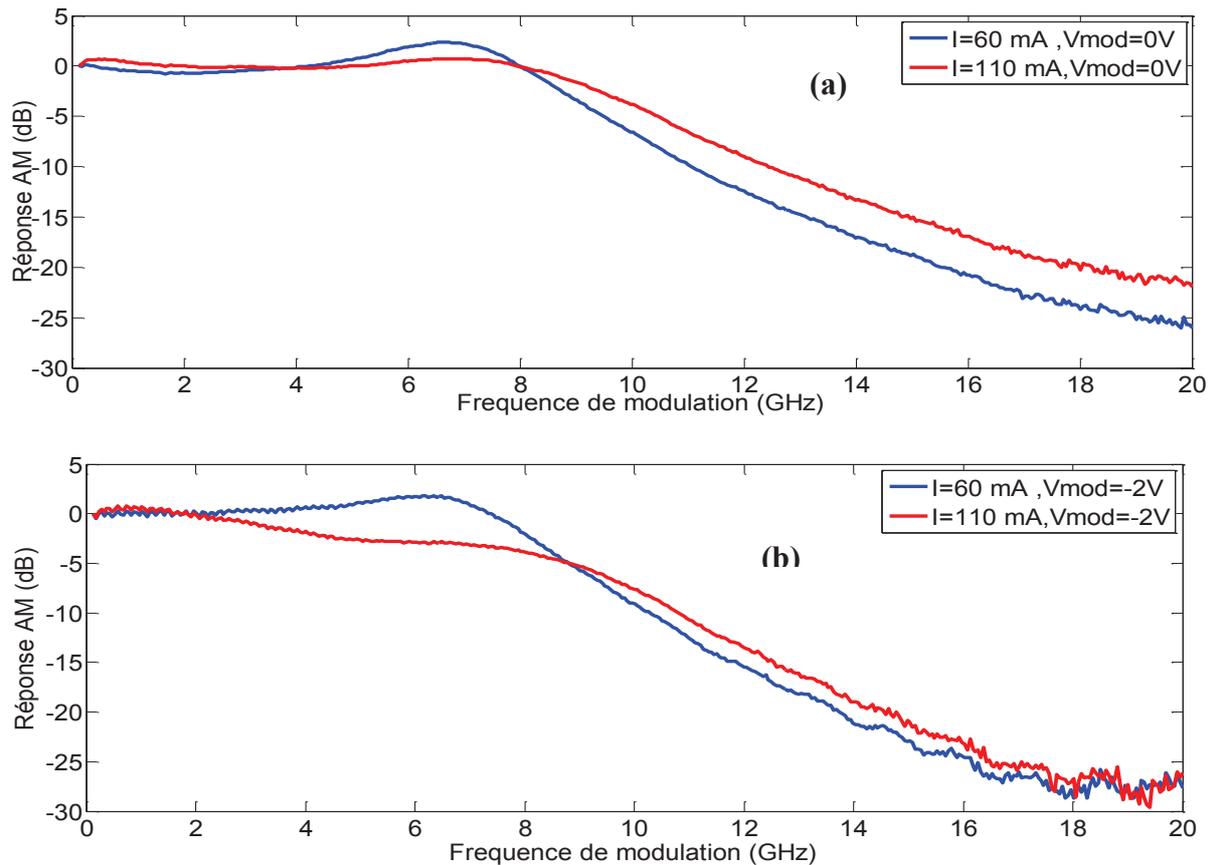


Figure 4.10: Réponse AM du laser DFB en fonction du courant de polarisation pour une tension appliquée de 0V (a), et -2V (b)

Une légère amélioration de la bande passante du laser fait suite à la hausse du niveau de retour optique par la tension de polarisation du modulateur. Ainsi, elle passe de 8,3 GHz à 9 GHz pour $I_{laser} = 60 \text{ mA}$ et de 9,7 GHz à environ 11 GHz pour $I_{laser} = 110 \text{ mA}$.

La bande passante AM du laser DFB est directement compatible avec le débit de 25 Gb/s pour le D-EML testé. La modulation duale pourra toutefois aussi être évaluée à 40 Gb/s puisque la bande passante en FM est plus large que celle en AM (figure 4.14). Une mesure du chirp grand et petit-signal demeure nécessaire à ce stade pour confirmer la compatibilité du D-EML à ces débits.

La mesure de la bande passante du modulateur EAM est réalisée sur le même montage expérimental présenté dans la figure 4.9 mais en introduisant une photodiode sur l'entrée RF du VNA (position (2) des commutateurs). Cette photodiode de large bande passante est calibrée pour éviter tout impact sur la réponse de l'EAM. La figure 4.12 montre la réponse AM du modulateur EAM en fonction de courant de polarisation du laser DFB pour une tension de polarisation de -2V.

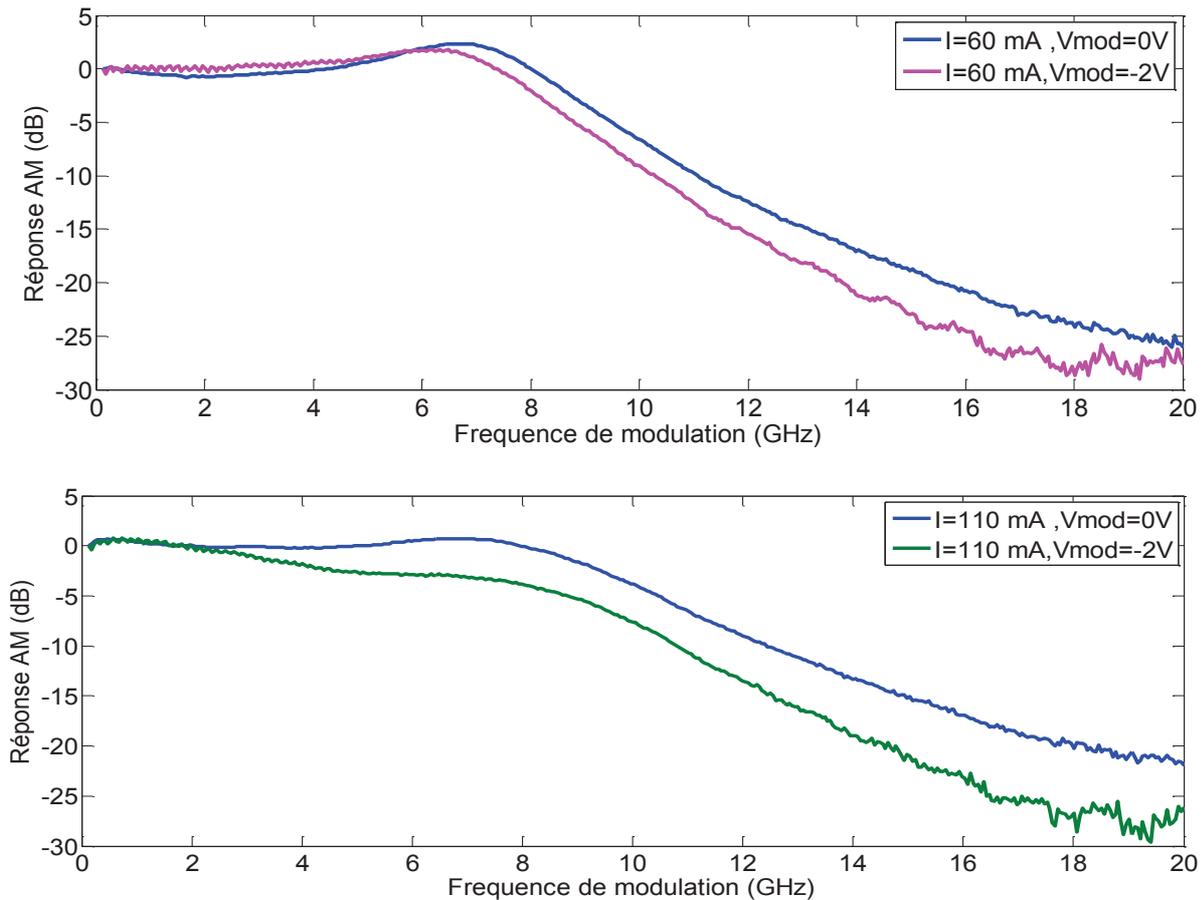


Figure 4.11: Réponse AM du laser DFB en fonction de la tension de polarisation de l'EAM pour un courant de 60 mA (a) et de 110 mA (b)

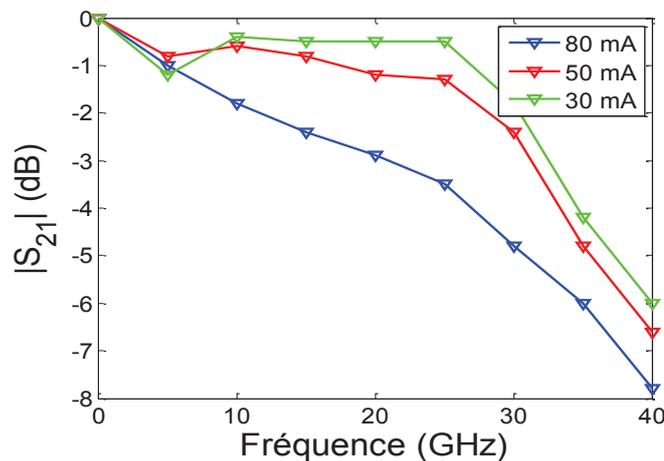


Figure 4.12: Réponse AM du modulateur EAM en fonction du courant de polarisation du laser DFB pour une tension appliquée de -2V

La bande passante du modulateur EAM présente une variation corrélée au courant de polarisation du laser DFB. Elle peut atteindre environ 35 GHz pour un courant de 30 mA.

4.1.4.b. Mesure du chirp petit-signal

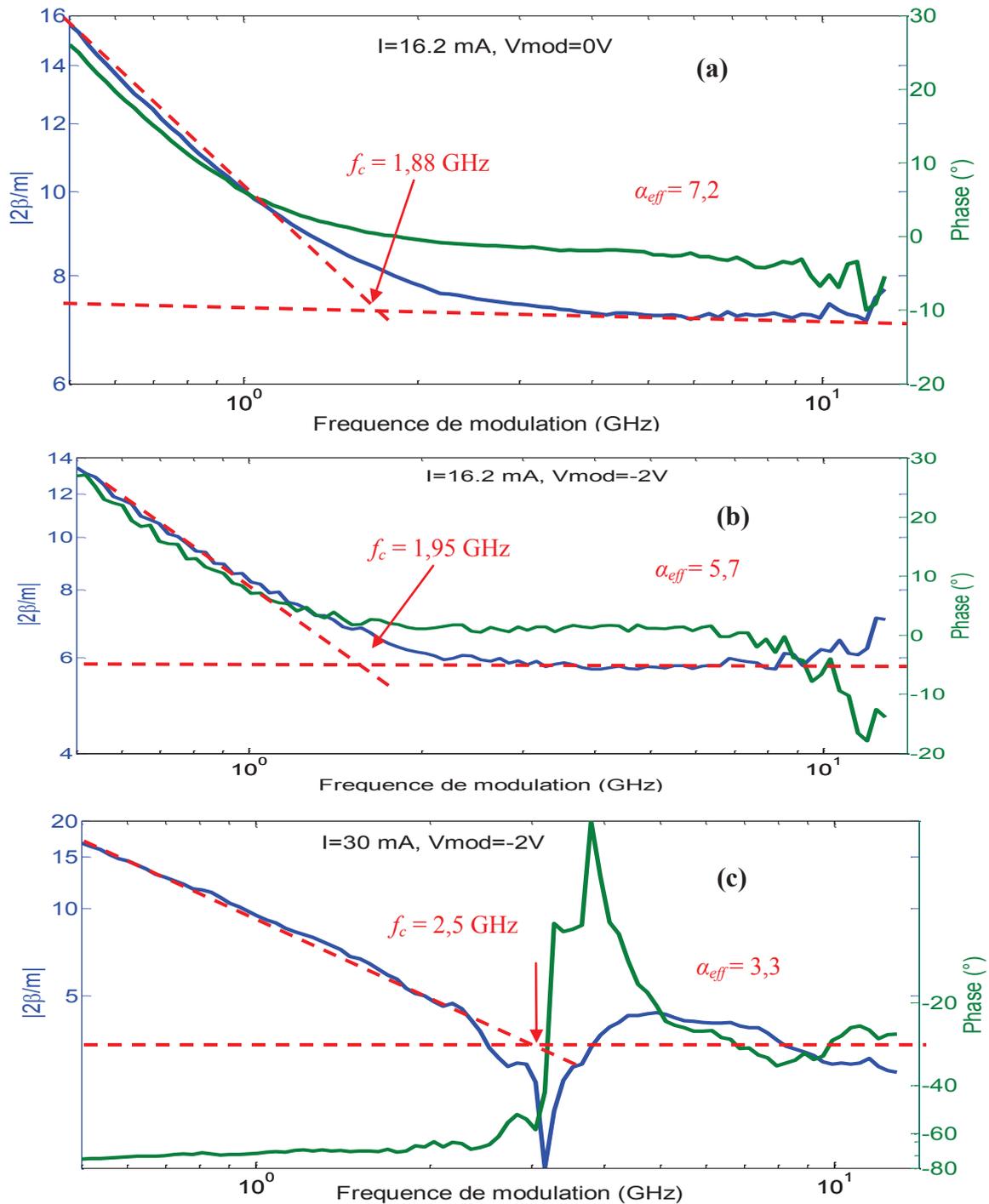


Figure 4.13: Evolution du rapport $2\tilde{\beta}/m$ (en module et en phase) mesuré par le VNA en fonction de la fréquence de modulation pour le laser DFB, (a) $I_{laser} = 16,2$ mA et $V_{mod} = 0$ V, (b) $I_{laser} = 16,2$ mA et $V_{mod} = -2$ V, (c) $I_{laser} = 30$ mA et $V_{mod} = -2$ V, Les figures sont représentées en échelle log-log

L'accès à la condition de génération des signaux SSB pour l'amélioration de la portée de transmission à haut débit est assez aisé avec le D-EML en comparaison aux CML utilisant un filtre optique passif. Il nécessite un indice de modulation FM élevé. Une étape préliminaire est consacrée à la caractérisation expérimentale de la réponse FM du laser DFB et de l'EAM

en régime petit-signal. Le montage expérimental a déjà été décrit dans le troisième chapitre (paragraphe 3.1.3).

La figure 4.13 montre l'évolution du rapport $2\tilde{\beta}/m$ (voir équation (1.75)) en module et phase du laser DFB en fonction de la fréquence de modulation pour deux courants et deux tensions de polarisation ($I_{laser} = 16,2$ mA et 30 mA ; $V_{mod} = 0$ V et -2V). Les figures 4.13(a) et 4.13(b) montrent que les modulations AM et FM sont en phase pour les fréquences supérieures à 1 GHz. Pour des hautes fréquences ($f_m > 6$ GHz), le module de $2\tilde{\beta}/m$ (courbe bleue) tend asymptotiquement vers la valeur du facteur de couplage phase-amplitude α_H estimé à 5,7 pour $V_{mod} = -2$ V et à 7,2 pour $V_{mod} = 0$ V. Ces valeurs sont élevées puisque le laser est polarisé très proche du seuil. La légère perturbation de α_H en fonction de V_{mod} est due à l'effet de la température qui engendre le déplacement de la longueur d'onde d'émission.

En augmentant le courant de polarisation du laser ($I_{laser} = 30$ mA), l'effet du retour optique même minimal engendre des problèmes de mesures de chirp. La figure 4.13(c) montre que les modulations AM et FM ne sont plus en phase tandis que le facteur de couplage phase amplitude matériau diminue jusqu'à 3,3. La figure 4.14 montre la décroissance moins rapide de la réponse FM par rapport à la réponse AM du laser DFB pour $I_{laser} = 16,2$ mA et $V_{mod} = 0$ V.

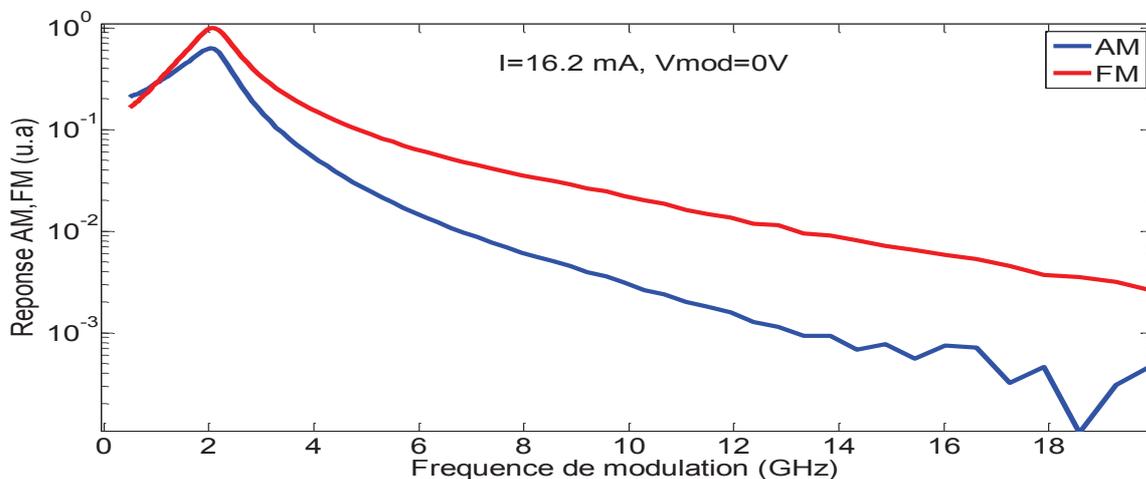


Figure 4.14: Réponse AM et FM du laser DFB mesurées par le VNA pour $I_{laser} = 16,2$ mA et $V_{mod} = 0$ V

La figure 4.15 montre l'évolution du coefficient de couplage phase-amplitude en régime petit-signal de l'EAM (paramètre de Henry α_H) en fonction de la tension appliquée comprise entre -3V et 0V. Les valeurs de α_H pour des tensions inférieures à -3V sont difficilement accessibles à cause de la faible puissance du signal en sortie du D-EML.

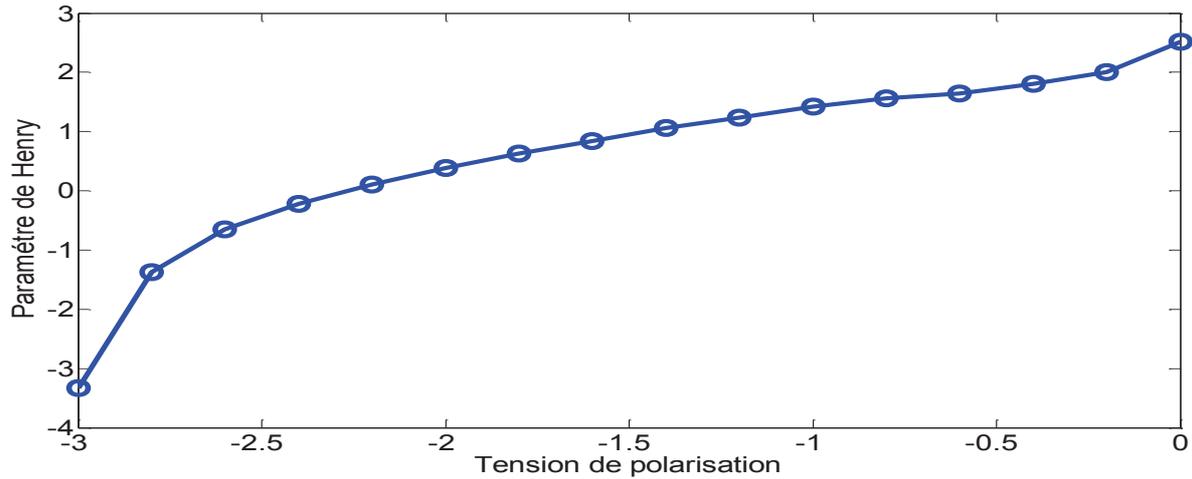


Figure 4.15: Evolution du coefficient de couplage phase-amplitude (paramètre de Henry α_H) en fonction de la tension appliquée au modulateur EAM

La figure 4.15 est en accord avec la théorie et montre un chirp nul pour une tension de l'ordre de -2,2V.

Ainsi, le point de fonctionnement du modulateur EAM placé sur une tension basse permet de bénéficier, d'une part, du chirp négatif et de minimiser, d'autre part, le taux de retour optique sur la section laser. Par ailleurs, diminuer le courant de polarisation du laser DFB permet d'augmenter son efficacité de modulation FM.

4.1.4.c. Mesure du chirp grand-signal

La caractérisation du chirp du laser DFB a aussi été effectuée en régime grand-signal à débit faible (1 Gb/s) pour un courant de modulation (pic à pic) I_{pp} de l'ordre de 10 mA_{pp} autour d'un point de fonctionnement variable et une tension appliquée sur l'EAM de l'ordre de 0V pour obtenir un maximum de puissance et visualiser ses composantes adiabatique et transitoire (figure 4.16).

Les mesures montrent la diminution du chirp adiabatique engendrée par l'augmentation du courant de polarisation du laser. Le chirp passe de 2,25 GHz pour un courant de 50 mA à 1 GHz pour un courant de 110 mA. Compte tenu du fait que les oscillations de relaxation permettent d'avoir un chirp transitoire élevé, on peut penser que le chirp du laser pour un débit plus élevé est plus grand. La figure 4.16(a), le chirp présente un maximum d'excursion de l'ordre de 3,1 GHz sur le front montant de l'intensité.

Les mesures du chirp du D-EML permettront de déterminer les conditions d'optimisation de son point de fonctionnement. Bien que le chirp du D-EML soit élevé pour un faible courant de polarisation, sa valeur reste toujours faible si on la compare aux valeurs

requis par la condition de *Binder et Kohn* à haut débit qui nécessite par exemple un chirp de 20 GHz pour une modulation à 40 Gb/s lorsque le taux d'extinction AM entre les symboles est grand. Ceci nous amène à tester la modulation duale à des extinctions incomplètes pour lesquelles la condition de *Binder et Kohn* impose une plus faible modulation FM.

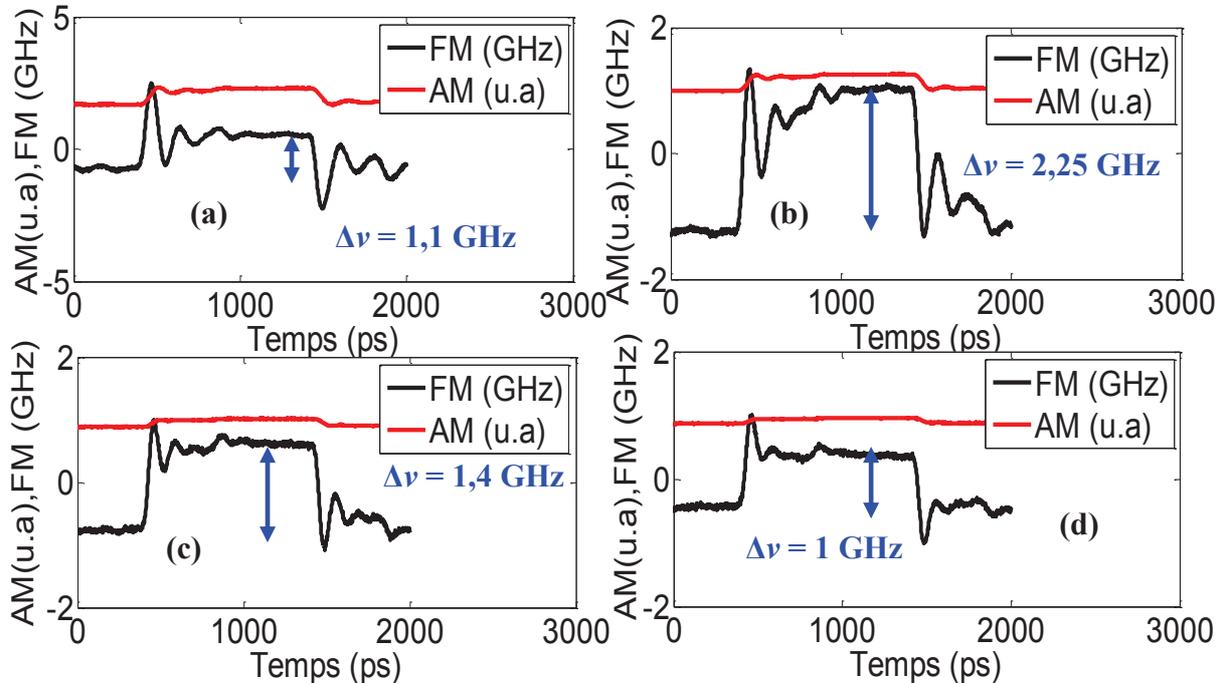


Figure 4.16: Réponses AM et FM du laser DFB mesurées en régime grand-signal à 1Gb/s, $I_{pp} = 10 \text{ mA}$, $V_{mod} = 0 \text{ V}$, (a) $I_{laser} = 40 \text{ mA}$, (b) $I_{laser} = 50 \text{ mA}$, (c) $I_{laser} = 80 \text{ mA}$ et (d) $I_{laser} = 110 \text{ mA}$.

4.2. Evaluation théorique et expérimentale des performances de la modulation duale à haut débit

4.2.1. Augmentation de la portée à 10 Gb/s : Etat de l'art

Pour les longueurs d'onde porteuse autour de $1,5 \mu\text{m}$, la limite de la portée d'une transmission sur fibre monomode standard dont le coefficient de dispersion est de l'ordre de 17 ps/nm.km est, pour des signaux NRZ non chirpés à 10Gb/s, estimée à 100 km par simulation d'un modèle idéal de transmission, sans pertes, ni bruit, ni effets non linéaires ; elle est ramenée à environ 80 km dans un modèle plus réaliste [6]. En pratique, pour le cas des DML à 10 Gb/s, cette distance est fortement réduite (jusqu'à 10 km) à cause du chirp adiabatique et transitoire [7].

Dans le cas des modulateurs électro-optiques ou électro-absorbants (EAM), le chirp adiabatique est plus faible puisqu'il n'y a pas de modulation significative de la porteuse

optique. Ces composants permettent ainsi une portée de transmission plus longue par rapport aux DML.

Cependant, le chirp du signal peut avoir un impact positif sur la portée de transmission. Par exemple, si le chirp transitoire est bien ajusté, la dispersion peut aboutir à une compression des impulsions optiques dans la première partie de la transmission dans la fibre ce qui accroît la portée au-delà de 100 km (10 Gb/s NRZ). Cet effet a été l'objet des études sur l'amélioration de la distance de transmission avec les émetteurs à base d'*InP* dans les années 90.

Une autre façon intéressante d'exploiter le chirp des DML pour améliorer la distance de transmission est de tirer profit de leur capacité à moduler la fréquence (FM) de l'onde optique. L'objectif est d'obtenir une réduction de la largeur du spectre du signal transmis. Plusieurs démonstrations ont été faites en utilisant la conversion FM/AM à 10 Gb/s. Cette méthode repose sur un ajustement du chirp dans une situation de modulation simultanée d'amplitude et de fréquence. Une expérience publiée en 1993, a montré que la portée de transmission à 10 Gb/s peut atteindre 165 km en convertissant le signal FSK (Frequency Shift Keying) généré par un DML en un signal ASK (Amplitude Shift Keying) à l'aide d'un filtre passif [8].

Ce principe appliqué avec les CMLs (Chirp Managed Lasers) [9] est basé sur un laser modulé directement associé à un filtre optique externe fonctionnant comme un discriminateur FM/AM accordé précisément. Récemment, l'utilisation du CML a ainsi permis d'atteindre les portées de transmission impressionnantes de 300 km à 10Gb/s [10] et 20 km à 40Gb/s [11]. Cette technique utilise un filtre optique additionnel stabilisé et accordé précisément à la longueur d'onde de fonctionnement pour la conversion FM/AM (figure 4.17) et nécessite un contrôle précis de la température. Ce filtre additionnel rend donc complexe la technologie du CML.

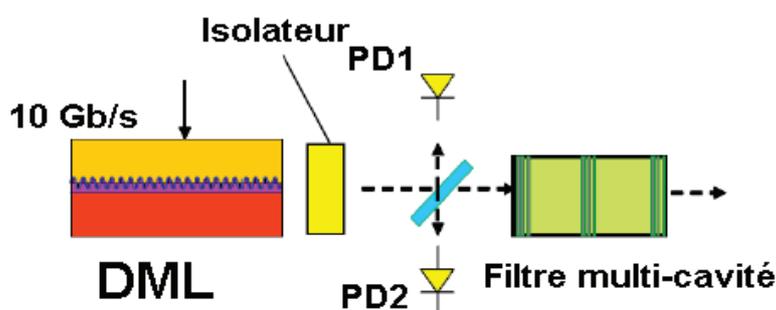


Figure 4.17: Schéma d'un CML rassemblant un laser DFB, deux photodiodes de contrôle de longueur d'onde, un isolateur et un filtre convertisseur FM/AM multi-cavité (Extrait de [10])

Les deux exemples ci-dessus illustrent qu'il n'y a pas une solution qui prédomine, aujourd'hui pour améliorer la distance de transmission au-delà de la limite imposée par la dispersion garantissant la simplicité, le coût réduit et l'évolution vers de plus hauts débits.

Ainsi, le simple contrôle du chirp d'un EML permet aussi d'atteindre une distance de transmission de 96 km à 10 Gb/s sans recours aux techniques de filtrage par l'ajustement adéquat du point de fonctionnement de l'EAM [12]. Les EAM/EML permettent d'accéder à une bande passante supérieure à 60GHz [13] qui les place comme de bons composants pour la modulation des signaux analogiques dans les applications de radio-sur-fibre. Les EML sont produits à faible coût en tant que dispositifs standard pour le 10 Gb/s EPON (Ethernet Passive Optical Network).

Par ailleurs, la modulation duale représente une solution très prometteuse par l'utilisation d'un laser et d'un modulateur intégrés dans le même boîtier (EML). Cette technique simple qui ne nécessite pas le filtre optique externe utilisé avec les CML, consiste en une modulation simultanée du laser et du modulateur dans le but de réduire la largeur spectrale du signal transmis (Principe de *Binder et Kohn*). L'amélioration des performances de la transmission a déjà été prouvée. La modulation duale à 10 Gb/s a été utilisée pour étendre la portée de transmission jusqu'à 113 km [3]. L'évaluation des performances de la modulation duale à 10 Gb/s a été confirmée récemment par NTT en obtenant une portée de l'ordre de 180 km [4].

Dans ce contexte, nous essayons de montrer expérimentalement et en nous appuyant sur des résultats de simulation, de la compatibilité et de l'adaptabilité de la modulation duale aux hauts débits ainsi que sa capacité à l'amélioration de la portée de transmission.

4.2.2. Modélisation de la modulation des D-EML et simulation de transmissions à haut débit sur fibre optique

Dans cette partie, nous rapportons les résultats de simulation démontrant que le D-EML associé avec la détection directe, permet d'améliorer le débit et la portée de transmission sur une fibre SMF sans compensation de la dispersion. Nous commençons d'abord par présenter les résultats de simulation du chirp du D-EML issus du modèle décrit dans le deuxième chapitre et qui montrent sa contribution à l'amélioration de la portée à 10 Gb/s. Par la suite, nous exposons des résultats de simulation de système de transmission. Ces simulations ont été réalisées sur un logiciel commercial d'analyse par notre partenaire dans le contrat ANR-MODULE « *Xlim* » en particulier par le doctorant « *Thomas Anfray* » à

partir des caractéristiques des composants provenant de notre modèle ou des modèles de composants internes au logiciel. Les simulations présentées concernent l'évaluation des performances du D-EML pour les débits 20 Gb/s, 25 Gb/s et 40 Gb/s.

4.2.2.a. Etude par modélisation de la contribution du chirp des D-EML à l'augmentation de la portée

Pour mettre en évidence les apports de la modulation duale à 10 Gb/s en termes d'augmentation de la portée tels que démontrés expérimentalement [3,4], nous avons mis l'accent sur la répartition des amplitudes respectives de modulations entre le laser (FM) et le modulateur (AM).

Binder and Kohn [12] ont défini, dans le cas d'une modulation appliquée au laser seul, une condition entre la modulation de fréquence (FM) et d'amplitude (AM) permettant la réduction de la largeur du spectre du signal modulé par suppression d'une bande latérale. Cette condition est définie par l'équation (1.102). A fort indice de modulation d'intensité ($m_{IM} = 1$), cette condition correspond à un déphasage de π entre deux bits 1 séparés par un bit 0 ce qui correspond à une modulation duobinaire. Une interférence destructive se produit alors entre les bits 1 se chevauchant dans les bits 0 et permet d'ouvrir le diagramme d'œil ainsi que de réduire le taux d'erreur binaire (BER). L'application du principe de *Binder et Kohn* est rendu plus souple dans le cas des D-EML, en attribuant la modulation FM au laser DFB, et la modulation AM au modulateur EAM pour rendre indépendant leur contrôle respectif.

De plus, la modulation duale appliquée dans une configuration de modulation du laser avec le signal de données inversées et celle du modulateur EAM avec le signal de données, introduit des conditions favorables de pré-chirping avec un chirp négatif lors de la montée en puissance contribuant aussi à une amélioration de la portée de transmission au-delà de la limite imposée par la dispersion chromatique. L'ajustement du chirp transitoire de l'onde modulée en sortie du D-EML, par le contrôle du retard temporel entre la modulation AM et FM conduit à un chirp effectif négatif sur les fronts montants.

Le modèle développé dans le cadre de cette thèse permet de mettre en évidence la contribution des effets de la modulation duobinaire et du pré-chirping des D-EML à l'augmentation de la portée [3,4].

Son utilisation est appliquée, dans un premier temps à une modulation de type NRZ par une même séquence de bits à 10 Gb/s (0100100) sur le laser DFB (figure 4.18) et sur l'EAM (figure 4.19) isolément. Le courant de polarisation du laser DFB choisi pour la

modélisation est de l'ordre de 37 mA et l'amplitude du courant de modulation I_{pp} est de 6 mA_{pp} (figure 4.18). La tension de polarisation du modulateur est de l'ordre de -2,7 V avec une excursion de 2 V_{pp} (figure 4.19).

Le point de fonctionnement du laser est optimisé de façon à ce que le chirp (figure 4.18) présente une excursion d'environ 5 GHz (i.e. chirp adiabatique de l'ordre de 0,83 GHz/mA), soit la fréquence horloge divisée par 2, pour satisfaire la « relation de *Binder et Kohn* », conduisant à la réduction du contenu spectral d'une bande latérale [14]. En conséquence, la phase du signal varie lentement pour atteindre un déphasage de $n \times \pi$ entre les deux bits 1 séparés par n bit 0. En conséquence, lorsqu'un seul 0 est intercalé entre deux 1, les parties montantes et descendantes des deux bit 1 qui se sont étendues sur le bit 0 du fait de la dispersion présentent un déphasage de π entre elles et interfèrent donc de façon destructive nettoyant ainsi le 0 de toute puissance optique non désirée. Cependant, l'existence du chirp positif lors de la montée en puissance conduit à une limitation de la portée de transmission à 10 Gb/s.

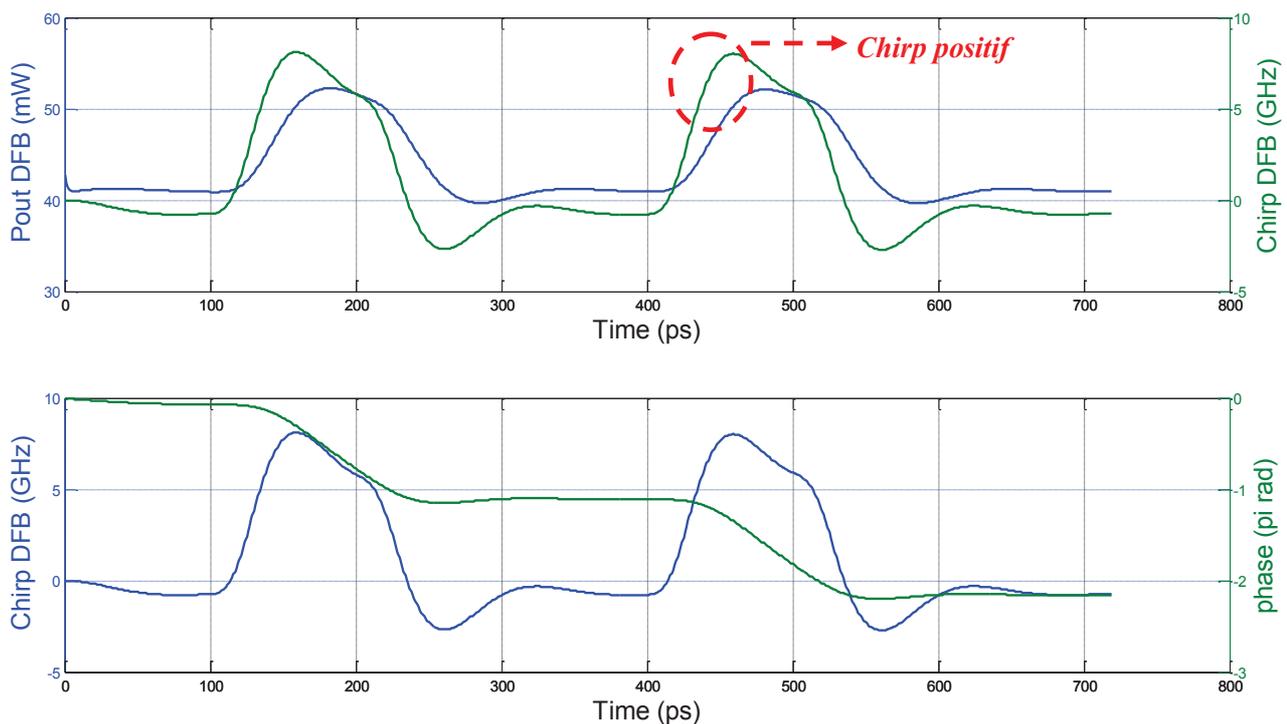


Figure 4.18: Réponse temporelle calculée en puissance de sortie, chirp et de phase d'un laser DFB modulé en fréquence à 10Gb/s, $I_{laser} = 37$ mA, $I_{pp} = 6$ mA_{pp}

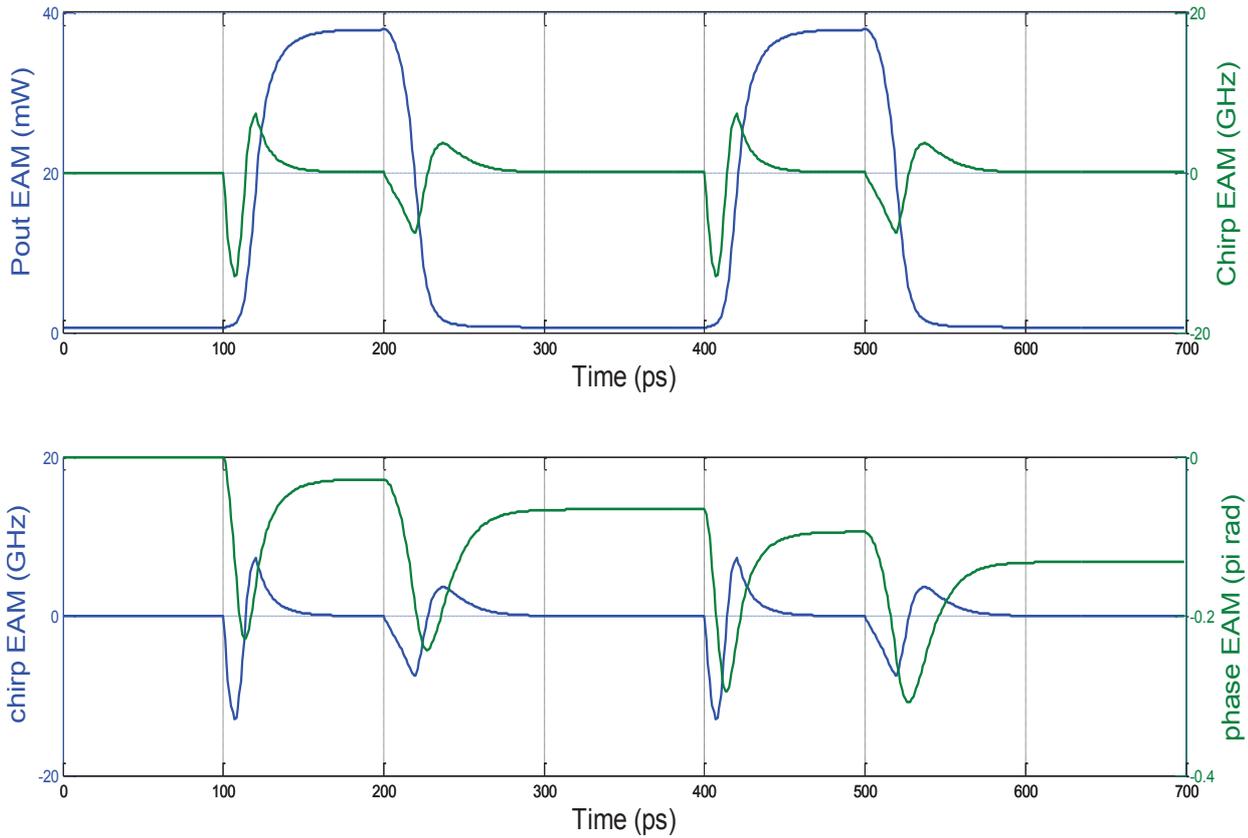


Figure 4.19: Réponse temporelle calculée en puissance de sortie, chirp et de phase d'un modulateur EAM à 10 Gb/s, $V_{mod} = -2,7V$, $V_{pp} = 2V_{pp}$

La figure 4.19 montre la réponse temporelle en puissance, en chirp et en phase de l'EAM. Cette situation correspond à un taux d'extinction de l'ordre de 18 dB ainsi qu'une variation très faible du déphasage de l'ordre de $0,03\pi$ entre les deux bits 1 séparés par un bit 0. L'absence de chirp adiabatique dans le fonctionnement de l'EAM permet de ne pas porter préjudice à la portée à 10 Gb/s.

Cependant, cette amélioration reste quand même limitée à cause de l'effet perturbateur du chirp transitoire en conjonction avec la dispersion chromatique. Pour mieux illustrer l'effet de la dispersion après propagation d'une distance de 80 km de fibre SMF, nous nous sommes intéressés à une séquence NRZ (00101000000101001000) à 10 Gb/s appliquée au modulateur EAM (figure 4.20). Nous assimilons la réponse de la fibre à celle d'un filtre passe-bas (équation (1.84)) qui prend en compte que la dispersion chromatique sans atténuation ni effets non linéaires. La figure 4.20(a) montre la réponse temporelle en intensité et en chirp du signal à la sortie de l'EAM pour un α_H positif. Sur la figure 4.20(b), le niveau d'intensité des bits 0 entourés par deux bits 1 situés à $t = 300$ ps et $t = 1100$ ps est augmenté après propagation. En effet, l'élargissement temporel des bits 1 induit par la dispersion conduit à l'addition de leurs

intensités puisqu'ils présentent un très faible déphasage crée par le chirp transitoire. Ceci engendre une perturbation de la courbure de l'intensité en favorisant l'ISI, dégrade les performances de transmission et donc limite la portée à 10 Gb/s.

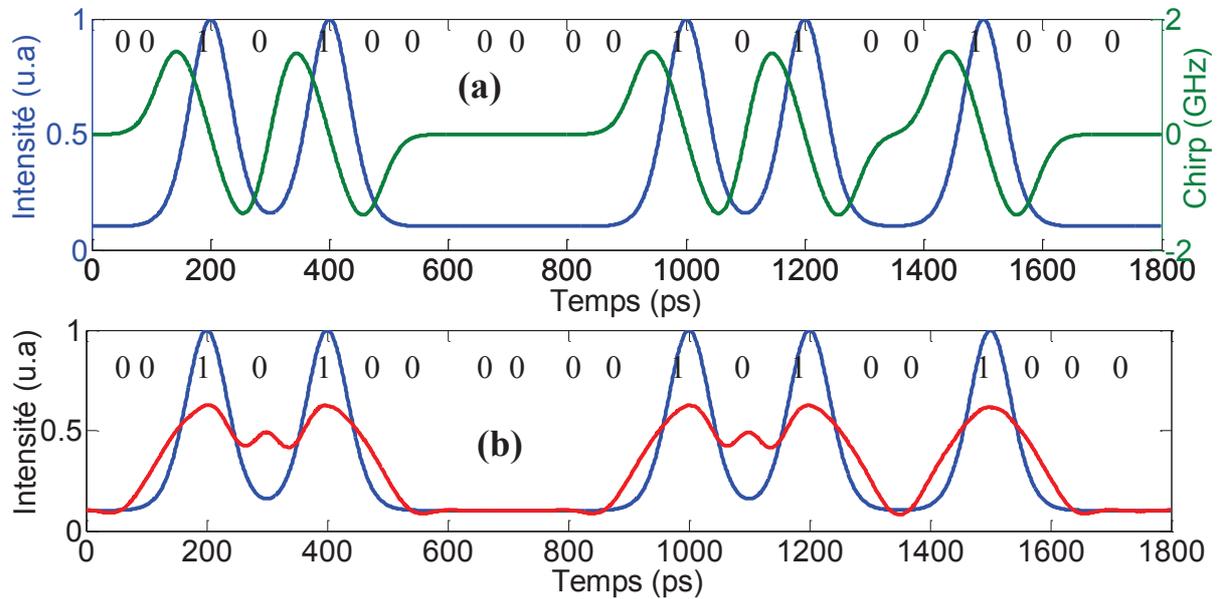


Figure 4.20: (a) Réponse temporelle en intensité et en chirp d'une séquence NRZ appliquée à l'EAM à 10 Gb/s avant propagation (b) Réponse temporelle en intensité d'une séquence NRZ appliquée à l'EAM à 10 Gb/s avant (bleue) et après (rouge) 80 km de propagation sur une fibre monomode standard ($D_\lambda = 17 \text{ ps/nm/km}$)

Dans un deuxième temps, la modélisation concerne la modulation simultanée du laser par la séquence inversée (1011011) et du modulateur par la séquence de données non inversée (0100100) en gardant les mêmes points de fonctionnement que ceux mentionnés dans les figures 4.18 et 4.19. Nous appliquons, de plus un décalage temporel de 20 ps entre les deux modulations pour minimiser l'effet du chirp transitoire du modulateur.

Avec la modulation duale (figure 4.21), la déviation en fréquence est gouvernée par le laser et la modulation d'amplitude par le modulateur. La modulation duale produit ainsi un signal ayant un chirp négatif lors de la montée et positif lors de la descente, ce qui dans le régime de propagation anormal des fibres optiques standards autour des longueurs d'onde de $1,5 \mu\text{m}$ retarde l'étalement temporel du signal dans la ligne de transmission.

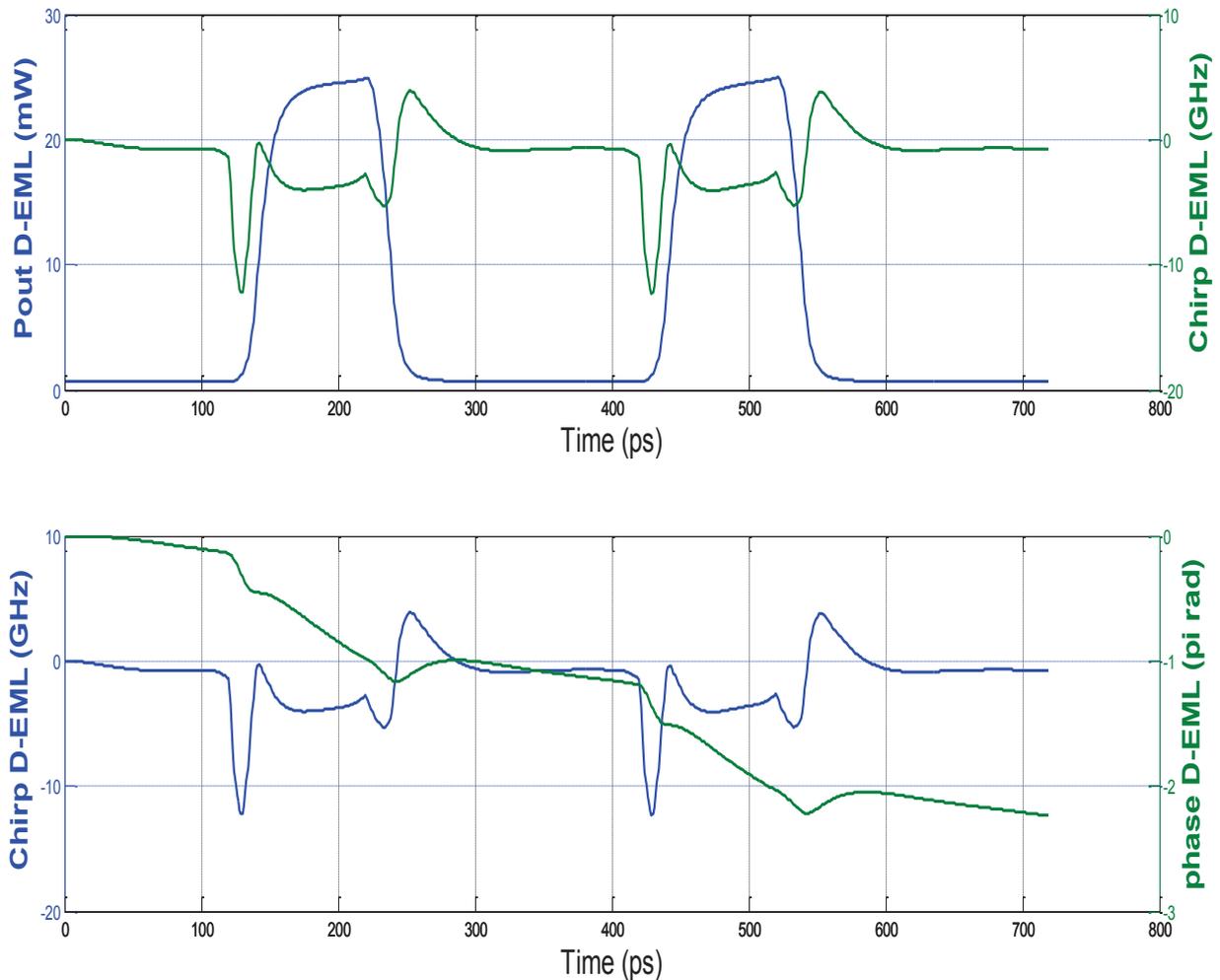


Figure 0.57: Réponse temporelle calculée en puissance de sortie, chirp et de phase du D-EML à 10Gb/s, $I_{laser} = 37 \text{ mA}$, $I_{pp} = 6 \text{ mA}_{pp}$, $V_{mod} = -2,7 \text{ V}$, $V_{pp} = 2 \text{ V}_{pp}$

La figure 4.22 illustre l'effet de la dispersion dans le cas de la modulation duale, à 10 Gb/s pour une portée de transmission de 180 km (même que celle démontrée expérimentalement dans [4]) et pour un fort indice de modulation d'intensité ($m_{IM} = 1$). Le point de fonctionnement du D-EML est tout d'abord volontairement non optimisé avec l'introduction d'un déphasage différent de π entre tous les bits à 1 consécutifs séparés par un seul bit à 0 (figure 4.22(a)). Ceci conduit à des niveaux d'intensité assez élevés pour les bits 0 après 180 km de propagation, suite à l'étalement temporel des bits 1, causé par la dispersion (figure 4.22(c)), et à une importante pénalité. L'optimisation du point de fonctionnement du D-EML dans le but de respecter la condition de *Binder* et *Kohn* (figure 4.22 (b)) permet de nettoyer les zéros optiques (figure 4.22(d)) et donc d'améliorer la qualité de transmission. Ceci est dû à l'effet de la modulation duobinaire et l'effet du pré-chirping.

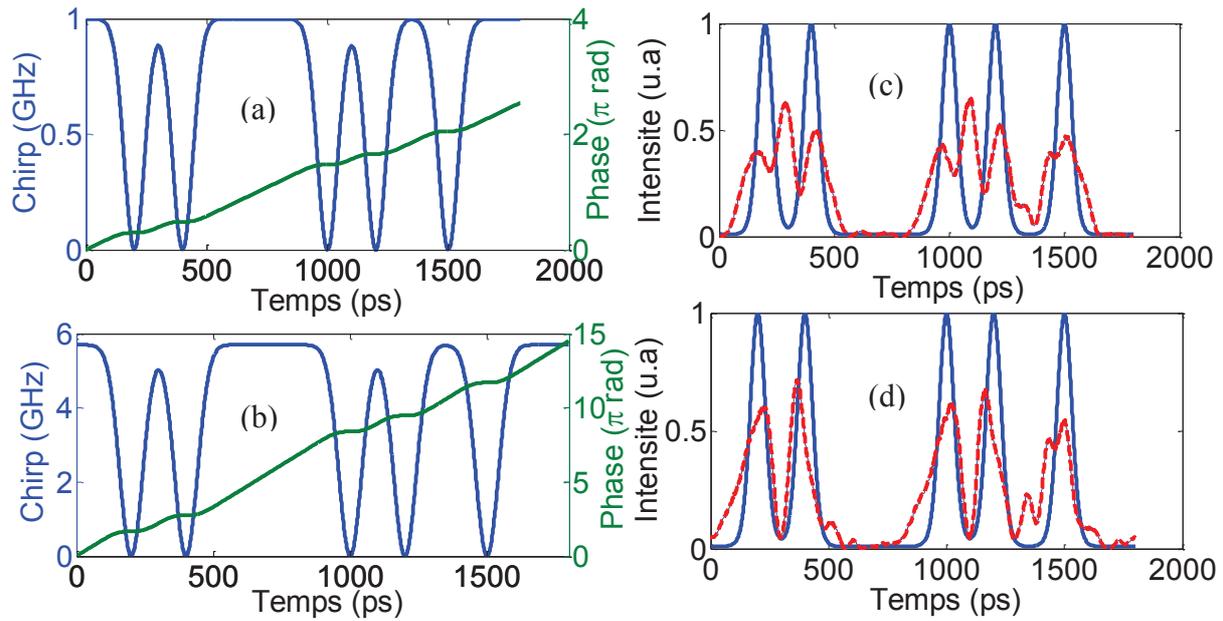


Figure 4.22: Réponse temporelle calculée en chirp et en phase d'un D-EML à 10 Gb/s sans (a) et avec (b) optimisation du point de fonctionnement (le laser est modulé par une séquence NRZ 11010111111010110111 et le modulateur par 00101000000101001000). Réponse temporelle en intensité du D-EML à 10 Gb/s avant (bleue) et après (rouge) 180 km de propagation sur une fibre monomode standard ($D_\lambda = 17$ ps/nm/km) sans (c) et avec (d) optimisation du point de fonctionnement, $m_{IM} = 1$.

La diminution des niveaux d'intensité des bits 0 ainsi que l'amélioration des performances de transmission (œil plus ouvert et faible BER) peut être obtenues pour des indices de modulation d'intensité moins élevés m_{IM} (figure 4.23) en gardant le même déphasage de π entre les bits « 1 » séparés par un seul bit « 0 » (modulation duobinaire).

Aux hauts débits, l'accès à la condition de *Binder et Kohn* à m_{IM} moins élevé est plus souple puisque cela demande une excursion en fréquence plus faible par rapport au cas où $m_{IM} = 1$. Après 180 km de propagation, l'effet du déphasage $m_{IM} \times \pi$ entre chaque deux bits 1 séparés par un bit de 0 (équation (1.103)) ainsi que l'effet du pré-chirping permettent de combattre la dispersion chromatique en assurant une bonne excursion en intensité entre les niveaux 0 et 1 permettant l'ouverture de l'œil et la diminution du BER (figure 4.24).

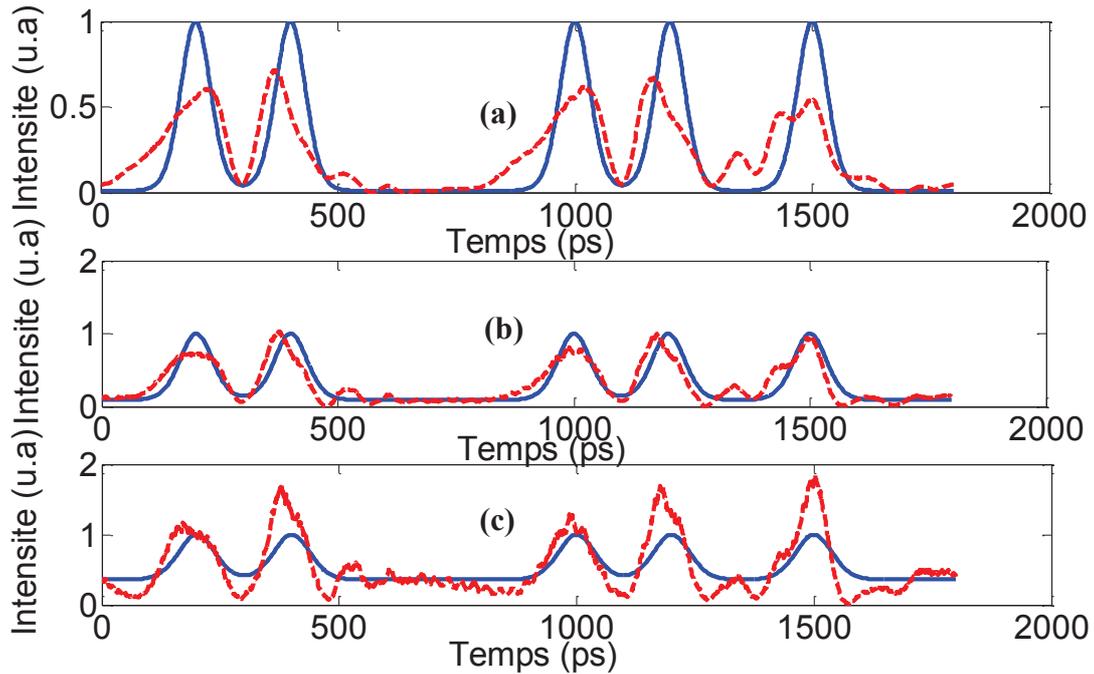


Figure 4.23: Réponse temporelle en intensité du D-EML à 10 Gb/s avant (bleue) et après (rouge) 180 km de propagation sur une fibre monomode standard ($D_\lambda=17$ ps/nm/km) pour $m_{IM} = 1$ (a), $m_{IM} = 0,7$ (b) et $m_{IM} = 0,4$ (c), le déphasage entre deux bits 1 séparés par un bit de 0 est toujours égal à π ,

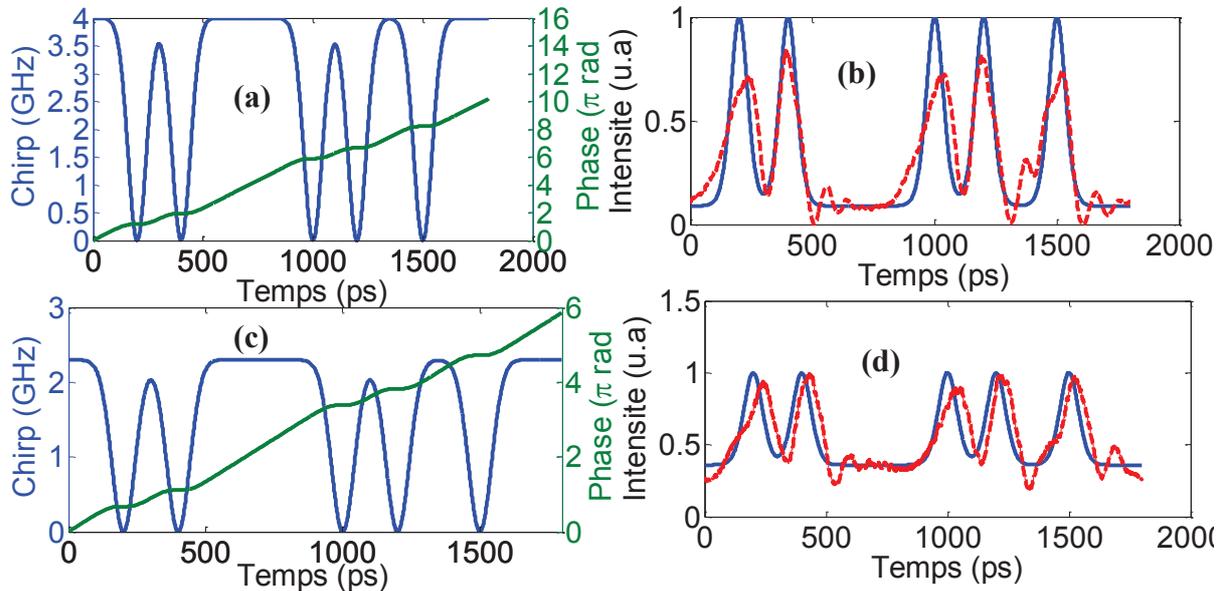


Figure 4.24: Réponse temporelle calculée en chirp et en phase d'un D-EML à 10 Gb/s pour $m_{IM} = 0,7$ (a) et $m_{IM} = 0,4$ (c), Réponse temporelle en intensité du D-EML à 10 Gb/s avant (bleue) et après (rouge) 180 km de propagation sur une fibre monomode standard ($D_\lambda=17$ ps/nm/km) pour $m_{IM} = 0,7$ (b) et $m_{IM} = 0,4$ (d), le déphasage entre deux bits 1 séparés par un bit de 0 est toujours égal à $m_{IM} \times \pi$

4.2.2.b. Résultats des simulations de la modulation duale à haut débit effectués par Thomas Anfray à Xlim

i. Le taux d'erreur binaire (BER)

L'évaluation de l'effet de la modulation duale dans un système de transmission est caractérisée par le taux d'erreur binaire (BER). Le BER est défini par le rapport du nombre de bits erronés sur le nombre de bits émis. L'erreur se produit lorsque la réception d'un bit ne correspond pas à la valeur du bit envoyé. Généralement, nous représentons l'évolution du BER en fonction de la puissance optique reçue par le récepteur.

L'évolution du BER d'un système typique est représentée sur la figure 4.25. La courbe bleue correspond au cas où l'émetteur et le récepteur sont reliés directement par un tronçon de fibre de longueur négligeable et un atténuateur variable qui permet d'ajuster la puissance reçue (BtoB : Back-to-Back). Les courbes rouge et verte correspondent à une transmission sur deux distances différentes de fibre réelle. Le BER croît quand la puissance optique du signal reçu diminue, c'est-à-dire avec la réduction du rapport signal sur bruit.

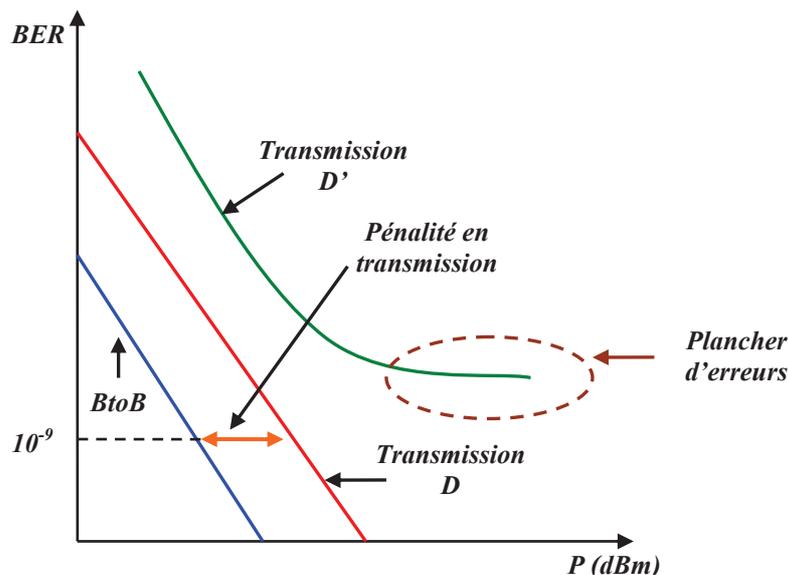


Figure 4.25: Allure schématique de l'évolution du BER en fonction de la puissance optique reçue

Pour certaines distances de transmission (courbe verte), la courbe du BER présente une valeur limite qui s'appelle *plancher d'erreurs* (BER floor) au dessous de laquelle le BER ne peut pas diminuer quelle que soit la puissance reçue.

Pour évaluer la qualité de transmission, nous nous intéressons à la sensibilité qui correspond à la puissance reçue par le récepteur nécessaire pour avoir un BER de 10^{-9} mais aussi à la pénalité en transmission définie par le rapport de puissances reçues relatives aux cas

avec et sans propagation pour un BER fixé. La pénalité en transmission représente l'écart de puissance reçue par la photodiode permettant d'obtenir un BER donné, par rapport à une référence donnée (en général, le BtoB, c'est à dire sans propagation).

ii. Résultats de simulation

Les simulations de ce paragraphe ont été faites par notre partenaire « *Xlim* », en étroite collaboration. Les cas étudiés ont été sélectionnés, afin de vérifier les assertions de l'article de *Binder et Kohn* [14] et pour confirmer nos propres résultats expérimentaux exposés dans le paragraphe suivant. L'optimisation du point de fonctionnement du composant pour l'amélioration de la portée de transmission à haut débit consiste à gérer l'amplitude du taux d'extinction en puissance (ER) associée à l'excursion en fréquence optique nécessaire pour la réduction du spectre du signal modulé (équation (1.102)). Pour cela, notre partenaire a utilisé un modèle basique du D-EML implémenté dans un système de simulation (VPI) en vue d'étudier quatre cas de modulation correspondant aux différents taux d'extinction étudiés par *Binder et Kohn* [14]. Le cas (a) est le cas de la pure AM avec un fort taux d'extinction en puissance ($ER > 20$ dB). Les cas (b), (c) et (d) sont les cas de modulation duale avec $ER > 20$ dB, $ER = 9,5$ dB et $ER = 6$ dB respectivement.

Les données numériques issues de l'application du modèle de D-EML correspondent à la forme de l'évolution temporelle du champ optique complexe lorsque le composant est soumis à une modulation par un signal binaire NRZ, et sont utilisées comme paramètres d'entrée à la simulation de la transmission dans une fibre optique de dispersion standard de l'ordre de 17 ps/nm/km. Le tableau 4 montre la portée de transmission correspondante à une pénalité de 2dB uniquement apportée par la dispersion, pour les quatre cas de modulation et pour des débits de 10 Gb/s, 20 Gb/s, 25 Gb/s et 40Gb/s.

Cas	10 Gb/s	20 Gb/s	25 Gb/s	40 Gb/s
(a)	100 km	23 km	16 km	6 km
(b)	110 km	25 km	18 km	7 km
(c)	200 km	46 km	32 km	12 km
(d)	250 km	45 km	40 km	16 km

Tableau 4: Portée de transmission en fonction du débit pour une pénalité de dispersion de 2 dB

On remarque dans le tableau 4 que la réduction du taux d'extinction (de (a) à (d)), augmente la portée maximale de transmission, à condition que la proportion FM/AM respecte la condition de *Binder et Kohn* mentionnée dans l'équation (1.102). Ces résultats sont

confirmés par la figure 4.26 qui représente le diagramme de l'œil en présence de la modulation duale à 10 et 20 Gb/s.

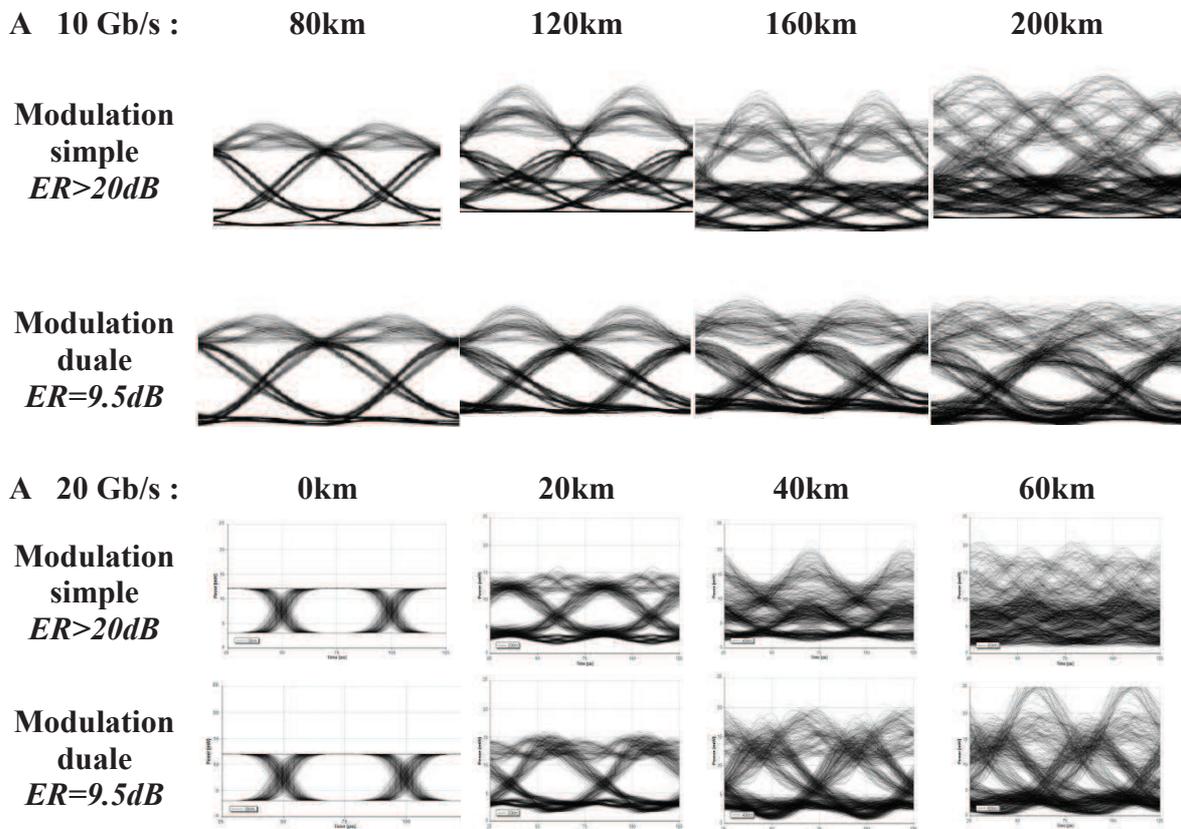


Figure 4.26: Fermeture de l'œil pour différentes distances de transmission pour le cas d'une modulation simple et duale à 10 Gb/s et 20 Gb/s

La figure 4.27 montre le BER simulé en fonction de la distance de transmission pour le cas des modulations simple et duale à différents débits. Dans cette nouvelle simulation, notre partenaire a cette fois pris en compte tous les effets non linéaires dans la fibre, l'atténuation outre et la dispersion chromatique.

Un amplificateur optique est placé juste avant la photodiode pour réduire l'impact de l'atténuation de la fibre SMF, uniquement pour les simulations à 10 Gb/s (figure 4.27(A)). La figure 4.27 montre la réduction de la portée de transmission induite par la dispersion chromatique de la fibre et l'amélioration de la portée obtenue par la modulation duale. Le BER de 10^{-3} indiqué par la ligne rouge sur le graphe correspond à la limite jusqu'à laquelle un code correcteur d'erreur (FEC : Forward Error Corrector) est utilisable dans l'architecture XG-PON (10 Gigabit Passive Optical Network) [15].

4.2. Evaluation théorique et expérimentale des performances des D-EML à haut débit

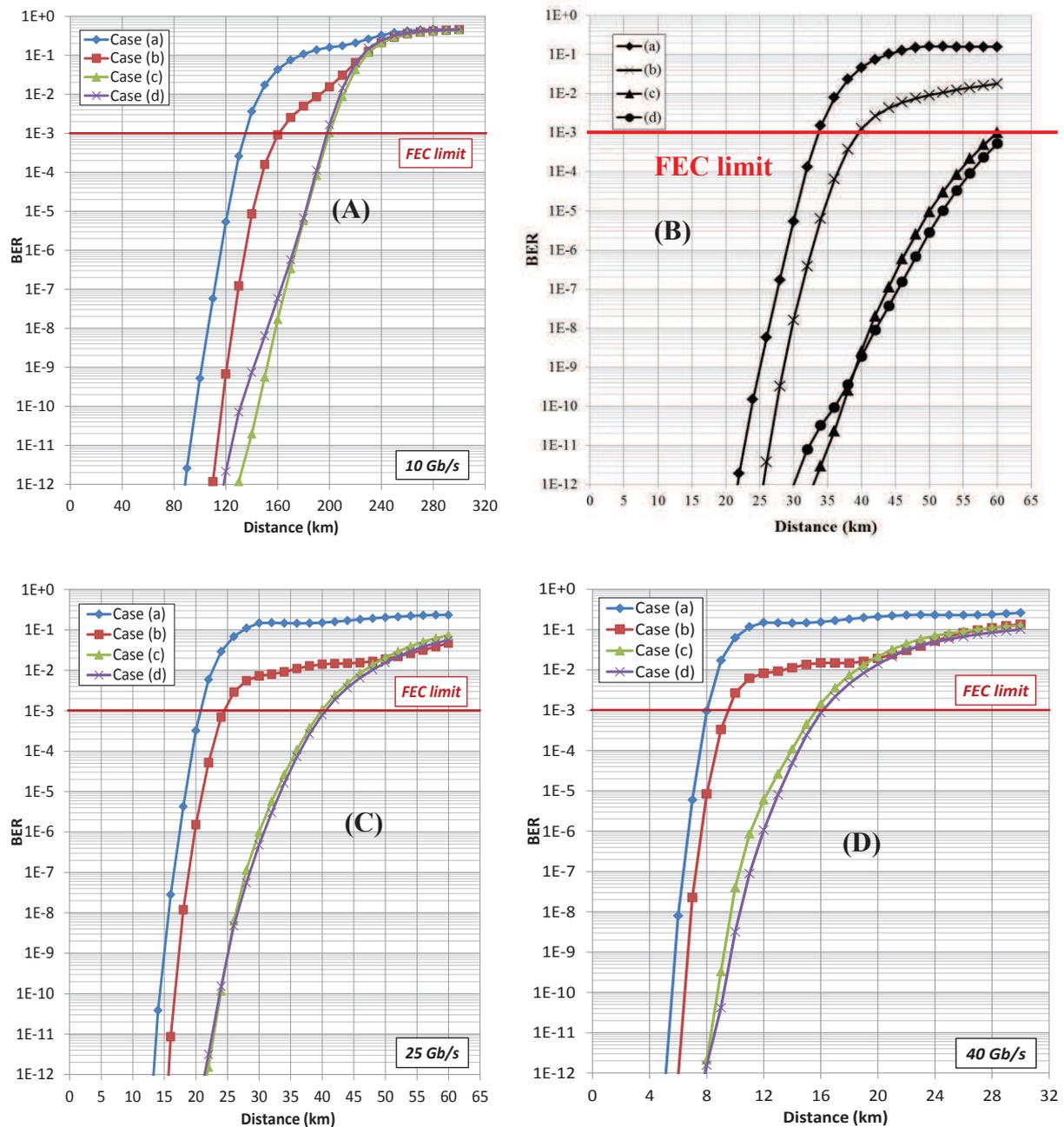


Figure 4.27: BER simulé en fonction de la distance de transmission pour tous les cas (a), (b), (c) et (d) à 10 Gb/s (A), 20 Gb/s (B), 25 Gb/s (C) et 40 Gb/s (D)

Pour un BER de 10^{-3} , la modulation duale à 10 Gb/s permet d'atteindre 200 km pour les cas (c) et (d) et à 20 Gb/s, 60 km (cas (c)) alors que la modulation simple (cas (a)) ne dépasse pas 33 km (figure 4.27(B)). A 25 Gb/s et 40 Gb/s (figure 4.27(C) et 4.27(D)), la modulation duale permet de doubler la portée de transmission par rapport à la modulation simple (cas (a)). A 40 Gb/s, la diminution de m_{IM} améliore la portée de transmission jusqu'à 10 km pour un BER de 10^{-9} et 16 km avec l'utilisation d'un FEC (figure 4.27(D)).