

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ED S2I : SCIENCES ET INGÉNIERIE POUR L'INFORMATION

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Laboratoire XLIM-C2S2

Thèse N° 70_2013

Thèse

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

Thomas Anfray

Le 17 décembre 2013

Étude et simulation des potentialités du Dual Electroabsorption Modulated Laser (D-EML) pour la montée en débit dans les futurs réseaux d'accès optique

Thèse dirigée par Christelle Aupetit-Berthelemot

JURY :

Mme Catherine Algani	Professeur, CNAM, Paris	Rapporteur
Mr Pascal Besnard	Professeur, FOTON, Lannion	Rapporteur
Mr Didier Erasme	Professeur, Institut MINES-TELECOM, Paris	Président
Mr Philippe Chanclou	Ingénieur, Orange Labs, Lannion	Examineur
Mme Christelle Aupetit-Berthelemot	Professeur, Xlim, Limoges	Examineur
Mr Yannis Le Guennec	Maître de Conférences, INP-Grenoble	Examineur
Mr Christophe Kazmierski	Ingénieur, III-V Labs, Marcoussis	Invité
Mr Guy Aubin	Ingénieur, LPN, Marcoussis	Invité

Je ne pense jamais au futur. Il vient bien assez tôt.

Albert Einstein.

Remerciements

Avant de présenter les travaux que j'ai effectués pendant ces trois années de thèse, il apparaît opportun de commencer ce manuscrit par des remerciements à celles et ceux qui m'ont beaucoup appris et qui ont eu la gentillesse de faire de cette formation un moment très profitable.

Je remercie chaleureusement Christelle Aupetit-Berthelemot, ma directrice de thèse, qui m'a accompagné et soutenu dans mon travail malgré son emploi du temps chargé. Elle m'a prodigué ses conseils et son savoir afin que je puisse avancer dans mes recherches. J'ai réellement apprécié de travailler avec elle tant pour ses qualités humaines que scientifiques.

Je tiens également à remercier Philippe Chanclou, mon co-encadrant de thèse, qui m'a accueilli dans son laboratoire au sein de son unité afin que j'effectue des expérimentations. Cela m'a permis d'avoir accès à du matériel de pointe et de me former à les utiliser. J'ai appris énormément à son contact sur le réseau d'accès optique tant sur le plan théorique que pratique. Je garderai un très bon souvenir de sa convivialité et de sa bonne humeur quotidienne.

Un grand merci à Christophe Kazmierski qui m'a également accueilli dans son laboratoire pour que j'approfondisse mes connaissances sur la conception, la fabrication et la modélisation des sources optiques. Je lui suis reconnaissant du temps qu'il m'a accordé pour m'expliquer et parfois me réexpliquer les mécanismes complexes intrinsèques aux lasers et modulateurs semi-conducteurs.

J'adresse mes remerciements à Didier Erasme et Guy Aubin pour m'avoir fait partager leur savoir et pour leur collaboration dans le déroulement du projet à l'initiative de cette thèse. Merci d'avoir répondu à mes interrogations et de m'avoir fait profiter de votre expérience scientifique. J'associe à ces remerciements Khalil Kechaou pour son aide et le travail collaboratif dont il a fait preuve.

Je souhaite remercier toute l'équipe ESTE (Étude des Systèmes de Télécommunications) qui m'a gentiment accueilli durant ces trois années de thèse et notamment, Jean-Michel Dumas, Jean-Pierre Cances, Stéphanie Sahuguède, Vahid Meghdadi, Marie-Sandrine Denis et Anne Julien-Vergonjanne.

J'ai une pensée amicale pour tous les doctorants qui ont partagé mon quotidien et tout particulièrement Fréjus Sanya et Nabih Alaoui. Je remercie spécialement Nicolas Barbot pour sa curiosité scientifique, sa bonne humeur et sa culture encyclopédique des épisodes de South Park et Nicolas Picard pour son énergie débordante et sa propension valétudinaire à tenir des argumentations péremptoires parfois avec véhémence.

J'exprime toute ma reconnaissance aux personnes qui ont bien voulu évaluer mon travail, je pense notamment à Pascal Besnard et Catherine Algani mais aussi à tous les membres du jury de cette thèse.

Enfin je souhaite témoigner mon amour à mes parents et ma sœur qui m'ont soutenu et accompagné pendant toutes ces années d'études. Je vous remercie pour tout ce que vous avez fait pour moi.

Introduction générale

Depuis plus d'une dizaine d'années, la révolution de l'information numérique est à l'œuvre. Les réseaux de communication optique fibrés remplacent de plus en plus les réseaux actuels à base de cuivre pour fournir aux usagers d'avantage de services nécessitant de grandes bandes passantes et une grande fluidité. La mise en place des réseaux optiques fibrés a débuté dans les strates du réseau où l'agrégation est la plus grande, c'est-à-dire le réseau cœur et le réseau métropolitain. La mutualisation des infrastructures ainsi que les débits y sont importants ce qui justifie l'introduction de la fibre optique. C'est maintenant au tour du réseau d'accès cuivré, la dernière strate de réseau, d'être progressivement supplanté par des solutions à base de fibres optiques pour apporter aux clients, qu'ils soient particuliers ou professionnels, des services toujours plus nombreux via une unique passerelle d'accès. Parmi ces services, on peut citer par exemple, la diffusion de programmes télévisuels haute définition, la vidéo à la demande, le stockage d'information à distance, le Cloud Computing, le contrôle de machines distantes, la téléphonie, la visiophonie, les jeux en ligne, la télémédecine, etc. Autant, pour les réseaux cœur et métropolitain il est possible d'utiliser des technologies complexes et coûteuses pour assurer les débits nécessaires puisque ces infrastructures sont mutualisées entre de nombreux usagers, autant pour les réseaux d'accès l'aspect de réduction des coûts est primordial pour assurer un déploiement rentable pour les opérateurs et accessible pour les utilisateurs.

Différents organismes comme le FSAN (Full Service Access Network), l'ITU (International Telecommunication Union) et l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) s'occupent entre autres choses de pré-normaliser et de normaliser les technologies pour le réseau d'accès optique de demain. Actuellement ce sont les technologies G-PON (Gigabit Passive Optical Network) et 1G-EPON (Gigabit Ethernet Passive Optical Network) qui sont les plus déployées à travers le monde. Le G-PON a été massivement déployé en Europe. Il permet de partager, grâce à un multiplexage temporel, un débit maximum de 2,5 Gb/s en voie descendante (du central vers les clients) et de 1,25 Gb/s en voie montante (des clients vers le central) entre 16, 32 ou 64 clients (voire plus). Ces débits semblent déjà obsolètes au vu des études de marchés prévisionnelles et de la demande en bande passante grandissante consécutive à l'apparition entre autres de services vidéo haute définition. Les NG-PON (Next Generation PON) devront assurer la montée en débit dans le réseau d'accès pour supporter tous les nouveaux services en garantissant une compatibilité avec les technologies déjà déployées. Cette montée en débit doit se faire en deux étapes. La première permettra d'augmenter les débits descendants jusqu'à 10 Gb/s et les débits montants jusqu'à 2,5 Gb/s. Des démonstrateurs et des équipements commerciaux sont déjà disponibles. Pour la seconde étape on parle de débits encore plus importants, de l'ordre de 40 Gb/s pour le sens descendant et de 10 Gb/s à 25 Gb/s pour le sens montant afin de garantir un débit de 1 Gb/s par utilisateur à tout moment.

L'un des principaux freins à une montée en débit à moindre coût sur des distances typiques du réseau d'accès est le phénomène de dispersion chromatique induit par la fibre optique monomode. En effet, l'indice de réfraction du cœur de la fibre est différent pour chaque composante spectrale consti-

tuant le signal à transmettre si bien que chacune de ces composantes se propage à une vitesse différente des autres. Avec une fibre monomode standard pour les télécommunications, la dispersion est anormale, c'est-à-dire qu'elle va provoquer l'élargissement d'une impulsion optique lors de sa propagation. Si l'on considère un train d'impulsion optique, c'est-à-dire une séquence binaire composée de "0" et de "1" modulant l'intensité optique, alors l'étalement de chaque impulsion provoque des interférences entre symboles qui engendrent des erreurs dans les données reçues. Le phénomène de dispersion chromatique est amplifié par un autre phénomène, propre à la source optique cette fois, appelé chirp. Ce dernier caractérise la propension d'une source optique à voir sa fréquence optique instantanée modulée lors d'une modulation de son intensité lumineuse. La modulation de la fréquence optique instantanée induit un contenu spectral plus large et donc plus sensible au phénomène de dispersion dans la fibre optique.

Il existe différents moyens de contrecarrer les effets de la dispersion chromatique pour assurer des débits importants sur des distances conséquentes pour une qualité de service donnée. Des solutions portent sur le médium de transmission, c'est-à-dire la fibre optique, soit pour en réduire la dispersion chromatique, soit pour créer des fibres compensatrices. D'autres recherches portent par exemple sur des codes correcteurs d'erreurs pour relâcher une partie de la contrainte sur la qualité de service demandée. Des systèmes d'égalisation électroniques peuvent aussi être mis en place pour reformer les données après qu'elles aient subi les distorsions dues à la dispersion chromatique. Il est également possible de travailler sur les formats de modulation pour réduire leur sensibilité à la dispersion chromatique. Enfin, et c'est ce à quoi nous nous sommes intéressés, des recherches sont effectuées sur les sources optiques haut débit afin de contrôler leur chirp pour réduire les pénalités due à la dispersion chromatique ou même tirer avantage de cette dernière. C'est le cas par exemple des CML (Chirp Managed Laser) [1]-[5] ou des DST (Dispersion Supported Transmission) [6] [7] dont le fonctionnement sera décrit plus loin. Nous avons choisi de nous intéresser à une solution différente proposée dans [8] [9] et reprise plus tard dans [10] qui dissocie complètement modulation d'amplitude et de fréquence optique dans un composant tout intégré. Ce composant est un EML (Electroabsorption Modulated Laser) possédant deux accès indépendants de modulation, un pour le laser et l'autre pour le modulateur. Il a donc été naturellement renommé D-EML (Dual Electroabsorption Modulated Laser). Le laser est spécifiquement conçu pour avoir une forte efficacité de modulation en fréquence alors que le modulateur électro-absorbant assure la fonction de modulation de l'intensité optique. Avec un tel composant il est possible de générer une modulation OSSB (Optical Single Side Band) qui est moins sensible aux effets de la dispersion chromatique.

Le travail de cette thèse a consisté à modéliser le D-EML afin d'effectuer des simulations systèmes permettant d'anticiper les performances qu'il est possible d'atteindre avec un tel composant. Ce manuscrit de thèse est organisé en cinq chapitres. Le premier explique les raisons qui poussent les opérateurs et les équipementiers à trouver de nouvelles technologies pour les réseaux de communication optique du futur. Il est aussi question de présenter le panorama des réseaux d'accès optiques d'aujourd'hui et de demain et de mettre en évidence certains problèmes technologiques et quelques solutions liés à la montée en débit dans ces réseaux. Nous nous intéresserons tout particulièrement au chirp et à la dispersion chromatique. Le deuxième chapitre porte sur le D-EML. Une description du composant ainsi que de son principe de fonctionnement y est faite. Il décrit également les différents modèles de D-EML développés pour les simulations systèmes. Le troisième chapitre résume les simulations systèmes effectuées pour un format de modulation binaire OOK-NRZ (On-Off Keying-Non-Return to

Zero). Les résultats sont donnés pour les différents modèles de D-EML présentés dans le chapitre 2. Le quatrième chapitre rapporte les résultats de simulation pour la modulation multiporteuses et multi-niveaux qu'est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Enfin le cinquième chapitre est consacré à la description d'un modèle orienté composant de la nouvelle génération de D-EML qui n'a été disponible qu'en fin de thèse

Le travail de thèse relaté dans ce manuscrit a été effectué dans le cadre du projet MODULE (Source optique intégrée à modulation duale pour réseaux locaux et métropolitains) financé par l'Agence Nationale de la Recherche. Ce projet a regroupé trois partenaires académiques, Xlim, Télécom ParisTech et le LPN (Laboratoire de Phonique et de Nanostructures), ainsi que deux partenaires industriels, III-V Lab et Orange Labs autour d'un travail commun sur trois ans.

Sommaire

Remerciements.....	5
Introduction générale	7
Sommaire	11
Chapitre 1. Contexte et motivations	15
1 Le réseau d'accès optique	16
1.1 Introduction	16
1.2 Architectures.....	17
1.3 Normalisations	19
1.4 Déploiement	22
1.5 Évolutions	23
1.6 Conclusion.....	27
2 La montée en débit	27
2.1 Introduction	27
2.2 Éléments de base sur le chirp dans les sources optiques	28
2.3 Éléments de base sur la propagation dans les fibres optiques.....	31
2.4 Interactions entre le chirp et la dispersion chromatique	35
2.5 Méthodes de compensation	41
2.6 Conclusion.....	44
3 Résumé du chapitre	44
Chapitre 2. Dual Electroabsorption Modulated Laser (D-EML)	47
1 Le composant	48
1.1 Introduction	48
1.2 Description du composant.....	48
1.3 Principe de fonctionnement	53
1.4 Conclusion.....	57
2 Les modèles de D-EML	58
2.1 Introduction	58
2.2 Modèle idéal	58
2.3 Modèle phénoménologique	59
2.4 Modèle Matlab	65
2.5 Modèle TLM	68
2.6 Conclusion.....	68
3 Résumé du chapitre	68
Chapitre 3. Modulation duale binaire (OOK-NRZ).....	71
1 Résultats de simulations avec le modèle idéal.....	71

1.1	Introduction	71
1.2	Cas étudiés et critères de performance	72
1.3	Résultats de simulation	74
1.4	Conclusion	83
2	Résultats de simulations avec le modèle phénoménologique	83
2.1	Introduction	83
2.2	Simulation d'une liaison idéale	84
2.3	Simulation d'une liaison réaliste	90
2.4	Simulation d'une liaison multi-utilisateurs	91
2.5	Conclusion	95
3	Résultats de simulations avec le modèle Matlab	96
3.1	Introduction	96
3.2	Intégration du modèle	96
3.3	Résultats de simulation	99
3.4	Conclusion	104
4	Résumé du chapitre	105
	Chapitre 4. Modulation duale multiporteuses (OFDM)	107
1	Orthogonal frequency division multiplexing	107
1.1	Introduction	107
1.2	Principe de fonctionnement	109
1.3	Conclusion	113
2	Résultats de simulations	114
2.1	Introduction	114
2.2	Méthodes de modulation	114
2.3	Étude harmonique et paramétrage des filtres d'émission	115
2.4	Résultats de transmissions en OFDM	117
2.5	Résultats de transmissions en DMT	129
2.6	Conclusion	132
3	Résumé du chapitre	132
	Chapitre 5. Modélisation orientée composant pour la troisième génération de D-EML	135
1	Modélisation	137
1.1	Introduction	137
1.2	Principe de base	137
1.3	Détails d'implémentation	139
1.4	Conclusion	150
2	Résultats de simulations	150
2.1	Introduction	150
2.2	Paramètres	150
2.3	Résultats de simulation	155
2.4	Conclusion	156
3	Résumé du chapitre	156
	Conclusion générale	159

Références.....	163
Principales publications	169
Table des figures.....	171
Table des tableaux.....	175
Table des acronymes.....	177
Annexe A. Résultats expérimentaux avec le D-EML.....	181
1 Modulation duale binaire (OOK-NRZ)	181
1.1 Résultats expérimentaux à 20 Gb/s	182
1.2 Résultats expérimentaux à 25 Gb/s	182
1.3 Résultats expérimentaux à 40 Gb/s	183
2 Modulation duale multiporteuses (DMT).....	185

Chapitre 1

Contexte et motivations

L'explosion des services multimédias liés à internet génère un trafic réseau de plus en plus important et il semble évident maintenant que les solutions actuellement déployées à base de cuivre ne pourront assurer les débits nécessaires. La Figure 1.1 montre les projections de Cisco concernant le trafic internet global par sous-segments et par zones géographiques jusqu'à 2017. Clairement, c'est l'évolution des services vidéos, comme par exemple la vidéo à la demande, la télévision haute définition et ultra-haute définition, la télévision 3D, etc., qui contribue en grande partie à l'augmentation du trafic internet. La multiplication des terminaux mobiles donnant aux utilisateurs une connexion ubiquitaire (n'importe où, n'importe quand) leur permettant de consulter des contenus riches (vidéos, mails, musiques, images, etc.) représente également une part importante dans l'augmentation des débits.

Les données de Cisco nous montrent également que c'est en Asie Pacifique, plus particulièrement en Chine et en Inde, que l'augmentation du trafic internet sera la plus forte dans les prochaines années. En effet, ces deux pays représentent un marché gigantesque pour les télécommunications compte tenu du

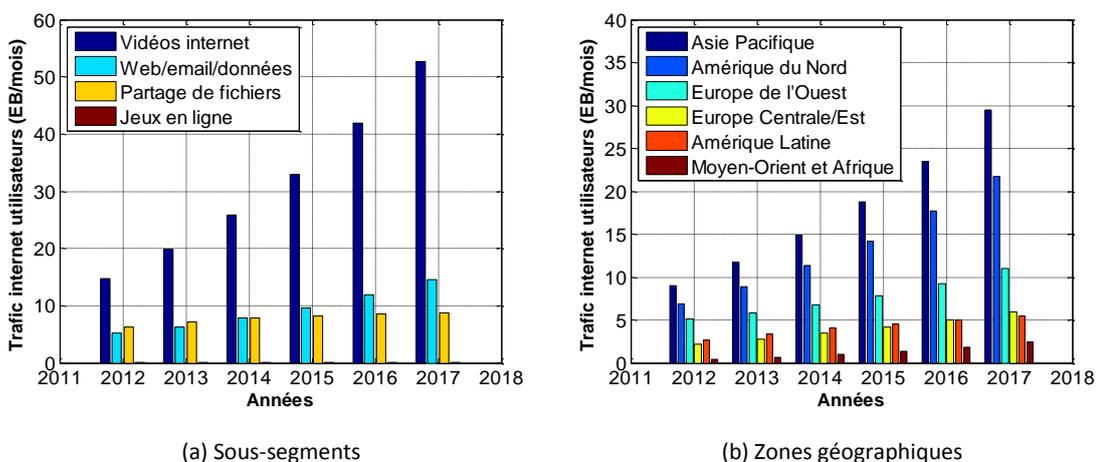


Figure 1.1. Projections de Cisco concernant le trafic internet global en exabytes/mois [11]

nombre d'habitant et du niveau de vie global qui tend à augmenter.

Pour satisfaire la future demande en débit, les opérateurs et les équipementiers se sont tournés, depuis le début des années 90, vers la normalisation de réseaux de communication utilisant la fibre optique. Ces derniers se sont implantés en premier lieu au niveau du cœur de réseau où le trafic est le plus important puis vers les réseaux métropolitains et désormais ils tendent à supplanter les réseaux à base de cuivre dans l'accès.

Ce premier chapitre présente le contexte dans lequel s'inscrit le travail effectué pendant cette thèse. Il permet notamment de décrire les réseaux d'accès optiques passifs, de montrer leurs avantages et leurs inconvénients ainsi que les principales évolutions qui interviendront dans les prochaines années. La dispersion chromatique de la fibre optique et le chirp des sources optiques sont aussi décrits afin de montrer au lecteur en quoi ils peuvent être un frein à la montée en débit dans le réseau d'accès optique. Quelques solutions technologiques sont également présentées pour contrecarrer les effets néfastes de la dispersion chromatique.

1 Le réseau d'accès optique

1.1 Introduction

Le cœur de réseau possède une structure maillée ou en anneau et permet d'interconnecter les grandes villes du monde. Il utilise en partie les liaisons fibrées ultra-haut débit transocéaniques. Les distances d'interconnexions varient entre la centaine de kilomètres et plus de mille kilomètres. Les débits de transmission de données sont supérieurs à 100 Gb/s. Le réseau métropolitain possède également une structure maillée ou en anneau et relie les grandes villes d'un même pays voir d'un pays adjacent proche. Les distances de liaison sont de l'ordre de la centaine de kilomètres et les débits de l'ordre de 100 Gb/s. Enfin, le réseau d'accès optique, possédant typiquement une architecture étoile, représente les derniers kilomètres entre le dernier central et les abonnés. La Figure 1.2 montre une vue schématique de l'organisation du réseau de communication optique.

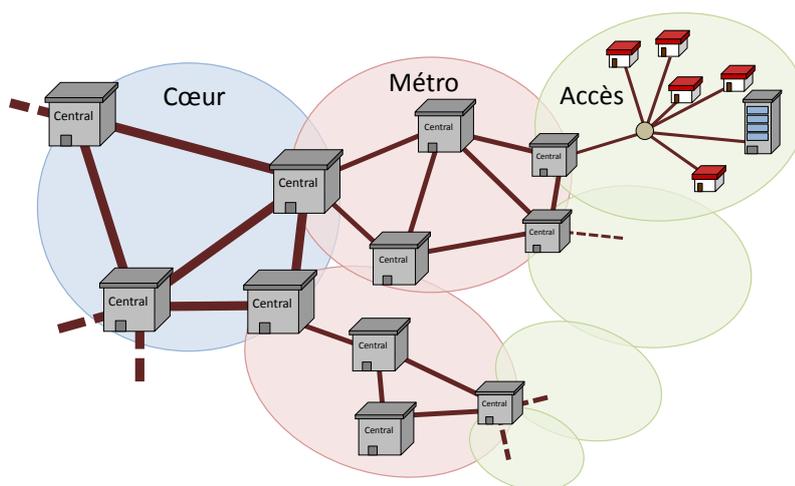


Figure 1.2. Hiérarchie des réseaux de communication optique

L'introduction de la fibre optique dans le réseau d'accès va permettre à la fois d'augmenter les zones de couverture et les débits. Aujourd'hui, avec les technologies xDSL (x Digital Subscriber Line) à base de cuivre, un débit de l'ordre de 100 Mb/s peut être amené jusqu'à 300 m (standard ITU-T G.993.2) alors que la fibre optique permet d'atteindre facilement des débits de 10 Gb/s sur des distances de plus de 60 km. La principale différence entre les conducteurs cuivrés et la fibre optique réside dans leur courbe respective de pertes linéiques en fonction de la fréquence du signal à transmettre. Pour les conducteurs cuivrés, les pertes atteignent facilement 100 dB pour 100 m à 2 GHz alors que pour la fibre optique, l'atténuation est quasi constante sur une grande bande de fréquences et égale à 0,2 dB/km.

Le réseau d'accès à base de fibre optique peut être actif, c'est-à-dire qu'au moins un dispositif nécessitant une alimentation en énergie est interposé entre le central et les abonnés. Ce peut être un répéteur pour compenser les pertes introduites par la distance, ou un dispositif d'aiguillage actif par exemple. Ce type de réseau est alors appelé AON (Active Optical Network). Dans le cas contraire, il est dit PON (Passive Optical Network) si aucun dispositif nécessitant une alimentation électrique n'est intercalé entre le central et les abonnés. Les PON ont su séduire les opérateurs et les équipementiers car ils représentent une solution moins coûteuse en termes de déploiement et de maintien. En effet, dans le cas des PON, les équipements sensibles (équipements pouvant nécessiter une maintenance) sont situés aux deux extrémités de la chaîne de transmission facilitant ainsi leur installation et leur remplacement. C'est ce type de réseau qui va nous intéresser plus particulièrement puisque c'est celui qui est actuellement déployé ou en cours de déploiement.

1.2 Architectures

Il existe plusieurs architectures possibles pour le réseau d'accès optique. La première consiste à relier chaque abonné au central avec une fibre optique. Il s'agit de l'architecture point-à-point. L'abonné bénéficie de la totalité de la bande passante offerte par la fibre optique et d'une sécurisation totale des données puisqu'il est le seul à les recevoir. Cependant le coût de déploiement est prohibitif puisqu'il est nécessaire d'installer autant de fibres optiques que de clients ce qui revient extrêmement cher et pose des problèmes de génie civil à chaque nouveau raccordement. La deuxième solution consiste à mutualiser une portion de fibre entre plusieurs clients. Il s'agit alors d'une architecture point-à-multipoints. Un premier tronçon de fibre amène les données de tous les utilisateurs jusqu'à un point d'éclatement d'où partent plusieurs fibres pour alimenter des clients aux alentours. Ce type d'architecture permet de réduire les coûts de déploiement et de maintenance mais impose de mettre en place un système de répartition pour adresser les différents utilisateurs. Nous y reviendrons un peu plus loin. Le deuxième inconvénient est que le débit par utilisateur est diminué puisque le médium de transport est partagé. La Figure 1.3 résume les deux architectures décrites précédemment.

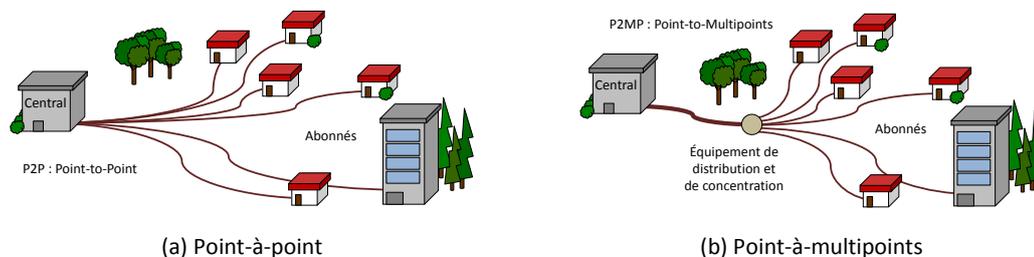


Figure 1.3. Les architectures des PON

C'est l'architecture point-à-multipoints qui est la plus couramment déployée pour des raisons évidentes de coûts. Des configurations hybrides (point-à-point et point-à-multipoints sur un même central) peuvent également être envisagées suivant les besoins. Par exemple une liaison point-à-point peut se greffer sur une architecture point-à-multipoints déjà en place pour connecter une grande entreprise qui souhaite bénéficier d'un débit important et de la sécurisation de ses données. En ce qui concerne le travail de cette thèse, nous nous intéresserons le plus souvent aux architectures point-à-multipoints.

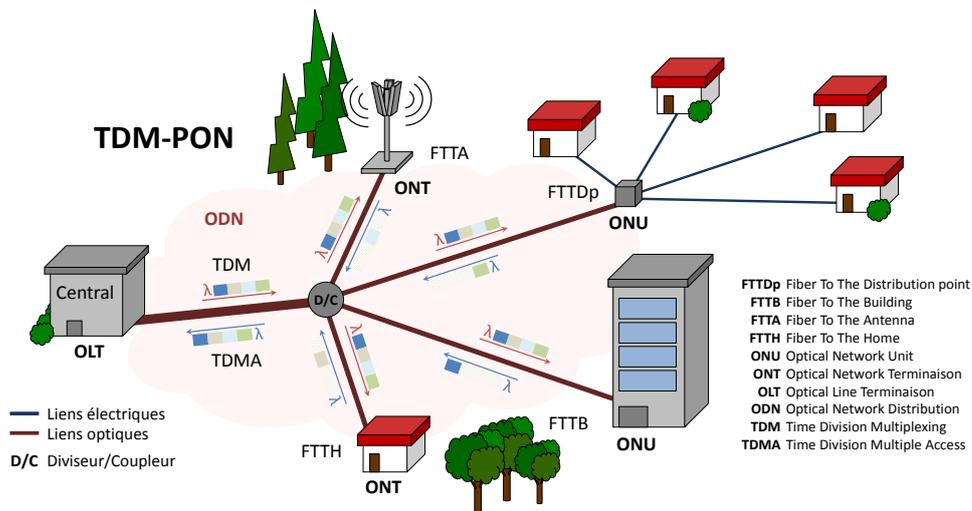


Figure 1.4. Terminologie du réseau d'accès optique passif

La Figure 1.4 permet de détailler la terminologie des réseaux PON. Le central contient l'équipement appelé OLT (Optical Line Termination) qui permet l'envoi et la réception des données vers et en provenance des clients au moyen d'un émetteur et d'un récepteur optique. Le point d'éclatement et de concentration est un diviseur/coupleur passif. L'élément optique placé en bout de réseau optique est soit appelé ONU (Optical Network Unit), s'il est partagé entre plusieurs clients, comme dans le cas du FTTB (Fiber To The Building) ou du FTTPd (Fiber To The Distribution point), soit ONT (Optical Network Termination), s'il est propre à un client, comme dans le cas du FTTH (Fiber To The Home). Le réseau de distribution optique appelé ODN (Optical Distribution Network) regroupe l'ensemble des infrastructures optiques, principalement les fibres optiques et les diviseurs/coupleurs, entre le central et les clients. Actuellement les PON sont basés sur un protocole de multiplexage temporel nommé TDM/TDMA (Time Division Multiplexing/Time Division Multiple Access). Cela signifie que chaque client reçoit les données de tous les autres clients et utilise une méthode de synchronisation temporelle pour extraire les données qui lui sont destinées. Dans l'autre sens, chaque client émet ses données dans un créneau temporel appelé *time slot* de façon à ne pas perturber l'émission des autres et le trafic est agrégé au niveau du nœud de concentration. Conventionnellement le sens descendant correspond à une transmission du central vers les abonnés et le sens montant à la transmission inverse. On peut dire que les TDM-PON possèdent une composante de multiplexage en longueur d'onde, appelé aussi WDM (Wavelength Division Multiplexing), puisque la longueur d'onde du signal dans le sens descendant n'est pas identique à celle utilisée pour le sens montant. Le budget optique est défini comme étant l'atténuation totale en dB entre l'émetteur optique du central ou du client et le récepteur optique du client ou du central respectivement.

Les longueurs d'onde pour le sens montant et le sens descendant, le budget optique, les débits, les protocoles de transmission, *etc.* font l'objet de normalisations pour créer des systèmes homogènes pouvant être déployés à large échelle.

1.3 Normalisations

Les réseaux d'accès optiques sont standardisés par deux grandes instances, l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) pour les systèmes principalement déployés en Asie et l'ITU (International Telecommunication Union) pour ceux déployés en Europe et aux USA. Le FSAN (Full Service Access Network) est un organisme de pré-normalisation qui travaille en partenariat avec l'ITU pour recueillir les besoins des opérateurs et analyser les solutions possibles. Il est piloté par des opérateurs de télécommunication (Orange, Nippon Telegraph and Telephone, British Telecom, Verizon, Deutsche Telekom, *etc.*) associés à des équipementiers (Huawei, NEC, Finisar, Mitsubishi, Alcatel-Lucent, *etc.*). La Figure 1.5 décrit le calendrier de normalisation et de déploiement qui a été suivi par l'ITU et l'IEEE jusqu'à maintenant et quelques prévisions pour les années futures.

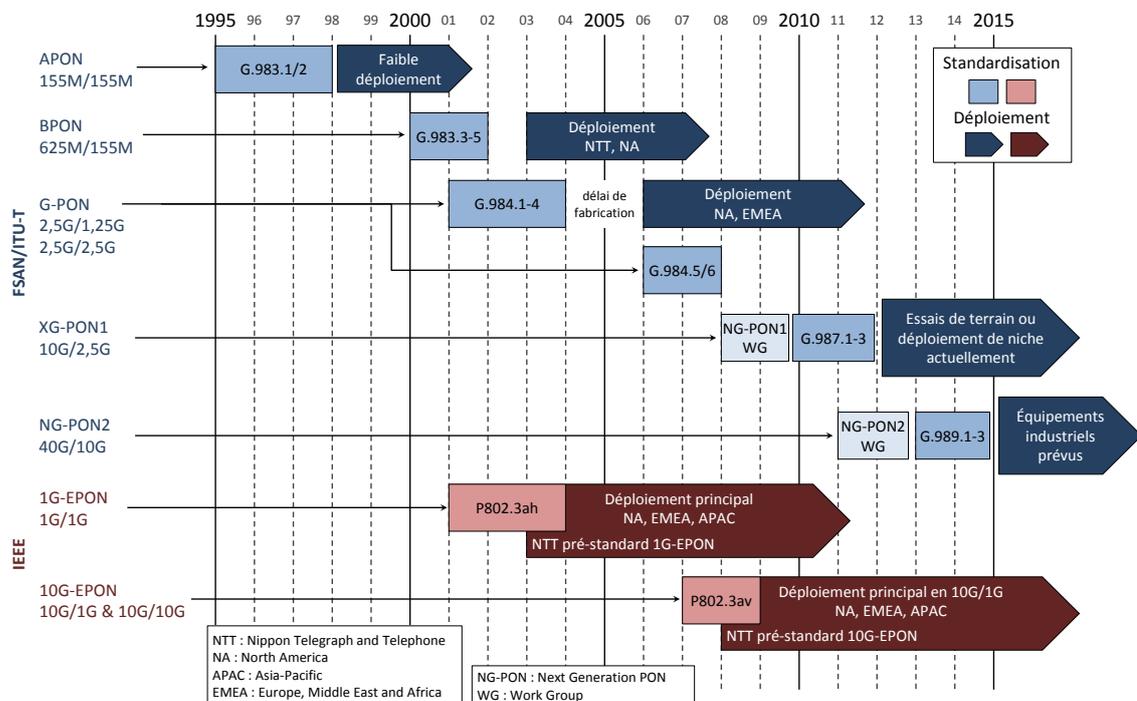


Figure 1.5. Les principales étapes de normalisation des PON [12]

Le tout premier PON à avoir été mis en service est l'APON nommé ainsi parce qu'il est basé sur le protocole ATM (Asynchronous Transfer Mode). Son déploiement est resté très faible et il a été rapidement amélioré en BPON (Broadband PON) permettant un débit asymétrique plus important. Ces deux PON correspondent à la norme ITU G.983 [13]. Le G-PON (Gigabit PON) constitue l'évolution du BPON pour offrir des débits plus importants et une meilleure sécurité [14]. Il est basé sur le protocole GEM (GPON Encapsulation Method), qui supporte à la fois l'Ethernet, l'ATM et le TDM, pour le transport de l'ensemble des services. Originellement le G-PON permettait des débits asymétriques de 2,5 Gb/s pour

le sens descendant et 1,25 Gb/s pour le sens montant sur des distances typiques de 20 km pour un taux de partage de 1:64. La longueur de 20 km correspond à la distance entre le central et le client le plus éloigné. L'évolution des normes (G.984.5 et G.984.6) a apporté quelques améliorations au G-PON notamment la possibilité d'un débit symétrique de 2,5 Gb/s et d'introduire un dispositif d'amplification en ligne, appelé RE (Reach Extender), afin d'atteindre des distances plus importantes, jusqu'à 60 km, ou des taux de partage plus importants, jusqu'à 1:128. Malgré ces améliorations et face à la demande croissante en débit, les opérateurs et les équipementiers ont impulsé la mise en place d'une nouvelle norme définissant le XG-PON1 (10 Gb/s-PON). La norme correspondante au XG-PON1 a été finalisée à la fin de l'année 2012 et permet des débits asymétriques de 10 Gb/s pour le sens descendant et 2,5 Gb/s pour le sens montant sur des distances similaires au G-PON étendu [15]. La compatibilité avec le G-PON actuellement déployé a été assurée pour le XG-PON1 par l'utilisation de longueurs d'onde différentes afin de réduire les coûts de déploiement de cette nouvelle version en réutilisant l'ODN existante.

Tableau 1.1. Principales caractéristiques du BPON, du G-PON et du XG-PON1

Réseau	BPON	G-PON	XG-PON1
Standard	IUT G.983	ITU G.984	ITU G.987
Débit (max)	Descendant : 622 Mb/s Montant : 155 Mb/s	Descendant : 2488 Mb/s Montant : 1244-2488 Mb/s	Descendant : 9952 Mb/s Montant : 2488 Mb/s
Protocole de trafic	ATM	GEM	XGEM
Nombre de clients (max)	32	128	256
Distance (max)	20 km	60 km	60 km
Longueurs d'onde	Descendant : 1480-1500 nm Vidéo analogique : 1550-1560 nm Montant : 1290-1330 nm	Descendant : 1480-1500 nm Vidéo analogique : 1550-1560 nm Montant : 1290-1330 nm	Descendant : 1575-1580 nm Vidéo analogique : 1550-1560 nm Montant : 1260-1280 nm
Budget optique	Classe A : 5-20 dB Classe B : 10-25 dB Classe C : 15-30 dB	Classe A : 5-20 dB Classe B : 10-25 dB Classe B+ : 13-28 dB Classe C : 15-30 dB Classe C+ : 17-32 dB	Classe N1 : 14-29 dB Classe N2 : 16-31 dB Classe E1 : 18-33 dB Classe E2 : 20-35 dB

Le Tableau 1.1 décrit les principales caractéristiques des PON normalisés par l'ITU. Les classes données dans ce tableau définissent les gammes de budgets optiques disponibles pour chaque norme. La Figure 1.6 montre l'allocation des bandes de longueurs d'onde pour le G-PON et le XG-PON1 permettant ainsi de mettre en évidence plus clairement la compatibilité entre les deux réseaux. Elle nous permet également d'introduire la notion de bandes optiques (O-E-S-C-L). Certains dispositifs optiques spécifient par ces lettres leur domaine de fonctionnement.

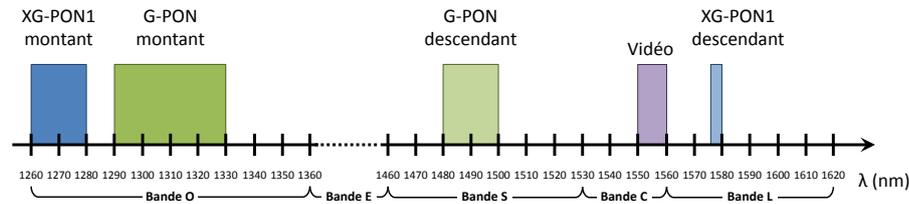


Figure 1.6. Allocations en longueur d'onde pour le G-PON et XG-PON1

Alternativement, l'IEEE a standardisé deux autres PON. Le premier, le 1G-EPON (1 Gb/s Ethernet PON), permet des débits symétriques de 1 Gb/s sur une distance maximale de 20 km pour un taux de partage de 1:16. Le protocole utilisé est l'Ethernet et est donc compatible avec toutes les applications basées sur IP. Contrairement au G-PON, le 1G-EPON n'utilise, a priori, pas de longueurs d'onde pour la vidéo analogique. Les flux vidéo, comme la voix, transitent donc par IP. La génération suivante, le 10G-EPON, permet des débits plus importants, soit symétriques 10 Gb/s, soit asymétriques 10 Gb/s pour le sens descendant et 1 Gb/s pour le sens montant. C'est cette dernière version qui a été principalement déployée. Le 1G-EPON et le 10G-EPON utilisent des codes correcteurs d'erreurs de type Reed-Solomon (RS) pour relâcher une partie des contraintes sur les composants [16], c'est-à-dire que plus d'erreurs sont admises dans la transmission puisqu'elles seront corrigées par la suite. En réalité, le code correcteur d'erreur est optionnel pour le 1G-EPON. Le Tableau 1.2 résume les principales caractéristiques physiques des PON normalisés par l'IEEE.

Tableau 1.2. Principales caractéristiques du 1G-EPON et du 10G-EPON

Réseau	1G-EPON	10G-EPON
Standard	IEEE 802.3ah	IEEE 802.3av
Débit (max)	Descendant : 1,25 Gb/s Montant : 1,25 Gb/s	Descendant : 10,31 Gb/s Montant : 1,25 Gb/s (PRX) - 10,31 Gb/s (PR)
Protocole de trafic	Ethernet	Ethernet
Nombre de clients (max)	16	16 (PR(X)10/20) - 32 (PR(X)30)
Distance (max)	20 km	10 km (PR(X)10) - 20 km (PR(X)20/30)
Longueurs d'onde	Descendant : 1480-1500 nm Montant : 1260-1360 nm	Descendant : 1575-1580 nm Montant : 1260-1360 nm (PRX) 1260-1280 nm (PR)
Budget optique	Classe PX10 : 5-20 dB Classe PX20 : 10-24 dB	Classe PRX10 : 5-20 dB Classe PRX20 : 10-24 dB Classe PRX30 : 15-29 dB Classe PR10 : 5-20 dB Classe PR20 : 10-24 dB Classe PR30 : 15-29 dB

Le 1G-EPON utilise un code en ligne 8b/10b qui ajoute 20% de redondance afin de permettre une meilleure récupération de l'horloge ce qui explique pourquoi le débit total est de l'ordre de 1,25 Gb/s

alors que le débit utile est de 1 Gb/s. Optionnellement, il utilise aussi un code correcteur d'erreur RS(255,239). L'évolution 10G-EPON permet de n'ajouter que 3% de redondance avec un code en ligne 64b/66b et utilise obligatoirement un code RS(255,223) qui apporte de meilleures performances en allouant 1 dB de gain supplémentaire par rapport à celui utilisé dans le 1G-EPON.

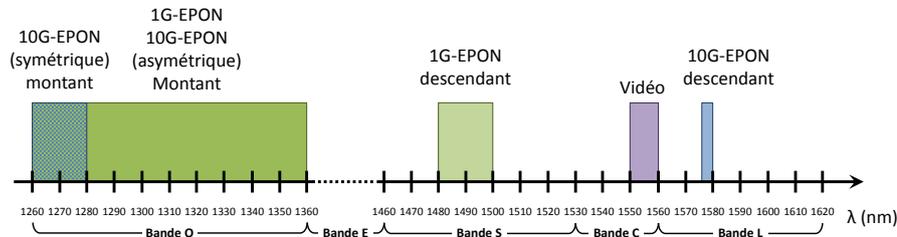


Figure 1.7. Allocation en longueur d'onde pour le 1G-EPON et le 10G-EPON

La Figure 1.7 montre le plan d'allocation en longueur d'onde qui a été choisi pour le 10G-EPON ainsi que celui déjà établi du 1G-EPON. Il est à noter que pour la voie montante, un plan de longueurs d'onde identique à la version 1G-EPON a été maintenu pour le 10G-EPON asymétrique. Par contre, dans le sens montant pour la version symétrique 10G-EPON, un choix différent a été fait sur un plan de longueurs d'onde plus restreint grâce aux évolutions technologiques.

1.4 Déploiement

Le déploiement du très haut débit utilisant des infrastructures à base de fibre optique se poursuit à travers le monde à des rythmes variables selon les pays. Pour certains pays, le niveau de couverture est très important comme par exemple au Japon ou en Corée du Sud où le nombre d'abonnés à la fibre optique dépasse celui des abonnés ADSL. Dans la plupart des cas, le déploiement commence dans les zones les plus peuplées et se propage plus ou moins lentement dans les campagnes. L'analyse des données concernant le déploiement des infrastructures fibrées montre que la France est très en retrait par rapport aux leaders mondiaux que sont la Corée du Sud et le Japon, mais aussi retard par rapport aux États-Unis [17].

Le plan de déploiement de la fibre optique, c'est-à-dire le choix de l'architecture et des standards, est différent en fonction des pays et des opérateurs implantés dans ces pays. La mise en œuvre de telle ou telle architecture ou de tel ou tel standard se fera en fonction de différents paramètres comme par exemple le taux d'urbanisation, la taille des zones à couvrir, la prédominance de maisons ou d'immeubles, la réglementation nationale, etc. Par exemple, British Telecom a fait le choix de déployer massivement dès 2010 des liaisons FTTP suivies de liens en VDSL2 (Very high speed Digital Subscriber Line 2) réutilisant l'infrastructure cuivrée existante. Au Japon, c'est la solution FTTH qui est la plus plébiscitée alors qu'en Chine, un investissement majeur a été fait dans le FTTB.

En France, les quatre opérateurs engagés dans le déploiement de réseaux d'accès très haut débit sont Numéricâble, Orange, SFR et Free. Numéricâble, avec ses 395 000 abonnés au très haut débit en 2011 [17], représente le leader français dans ce domaine. Cet opérateur a choisi une solution FTTB pour acheminer des débits importants jusqu'aux pieds des immeubles afin de réutiliser l'infrastructure à base de câbles coaxiaux déjà déployée à l'intérieur pour réduire les coûts de mise en service. Avec ce type

d'architecture, on estime à 4 500 000 le nombre de foyers raccordables [17]. Les trois autres opérateurs, Orange, SFR et Free déploient principalement des liaisons FTTH mais avec des topologies différentes, le point-à-multipoints passif pour Orange, le point-à-point passif pour Free et une configuration hybride pour SFR avec tout de même une préférence pour le point-à-multipoints passif. À l'été 2011, l'opérateur Orange comptabilisait quelques 73 000 clients raccordés au très haut débit, ce qui le plaçait en deuxième position juste après Numéricable. Il était suivi de près par SFR avec 51 000 clients et Free avec 28 000 abonnés [17]. Au total à l'été 2011, on estime à plus de 6 millions le nombre de clients raccordables au très haut débit en France toutes technologies confondues. Les opérateurs français auraient investi près de 1,6 milliard d'euros dans ces déploiements [17].

Le lecteur pourra se référer au rapport 2012 de l'Institut de l'Audiovisuel et des Télécommunications en Europe (IDATE) concernant l'accès au très haut débit [17] pour approfondir ses connaissances sur les statistiques et les aspects économiques du déploiement du très haut débit dans le monde.

1.5 Évolutions

Les études d'évolution de l'usage d'internet dans le domaine résidentiel et professionnel montrent que les débits élevés supportés par la fibre optique dans le réseau d'accès encouragent l'utilisation de services gourmands en bande passante, comme par exemple la télévision ou la visioconférence haute définition, mais aussi la simultanéité d'usage des différents services. La symétrie des flux montant et descendant ainsi que la diminution de la latence due à la disponibilité de débits plus importants sont des atouts technologiques amenés par la fibre optique qui permettent de répondre aux besoins des clients à court terme et qui donnent des pistes pour de nouveaux services à moyen terme. À long terme, de nouveaux services viendront enrichir l'offre de services déjà proposés.

Les offres commerciales pour le très haut débit, actuellement basées sur le G-PON, proposent 100 Mb/s au client en flux descendant et 10 Mb/s, ou 100 Mb/s en option, dans le sens montant. Pour proposer d'avantage et aller vers le ultra haut débit, les opérateurs et les équipementiers effectuent de nombreuses recherches pour trouver et normaliser les composants, les architectures et les protocoles du réseau d'accès de demain, dénommé NG-PON2 [18]. Dans une certaine mesure, il sera possible de retarder la mise en place du NG-PON2 en limitant le nombre de clients par PON sur les réseaux déjà déployés. La limitation du nombre de clients permet d'offrir plus de bande passante par abonné et donc de repousser effectivement la migration vers des systèmes de plus forte capacité. En contrepartie, cela peut nécessiter un investissement initial par client plus important.

La Figure 1.8 schématise la montée en débit au cours des années en fonction des différents types de réseaux existants ou futurs. Nous avons vu précédemment que les normalisations du XG-PON1 et du 10G-EPON sont terminées et que leurs déploiements sont amorcés ou sur le point de l'être. L'ITU et le FSAN envisageaient ils y a quelques temps une deuxième sous-étape de migration nommée XG-PON2 permettant entre autres d'augmenter le débit montant et d'offrir ainsi 10 Gb/s symétrique. Cette étape est pour l'instant mise en suspens. L'ensemble des réseaux XG-PON et 10G-EPON constitue la première étape de migration vers le ultra haut débit appelée NG-PON1. La seconde, NG-PON2, dont la pré-normalisation a déjà commencé, devrait voir le jour après 2015.

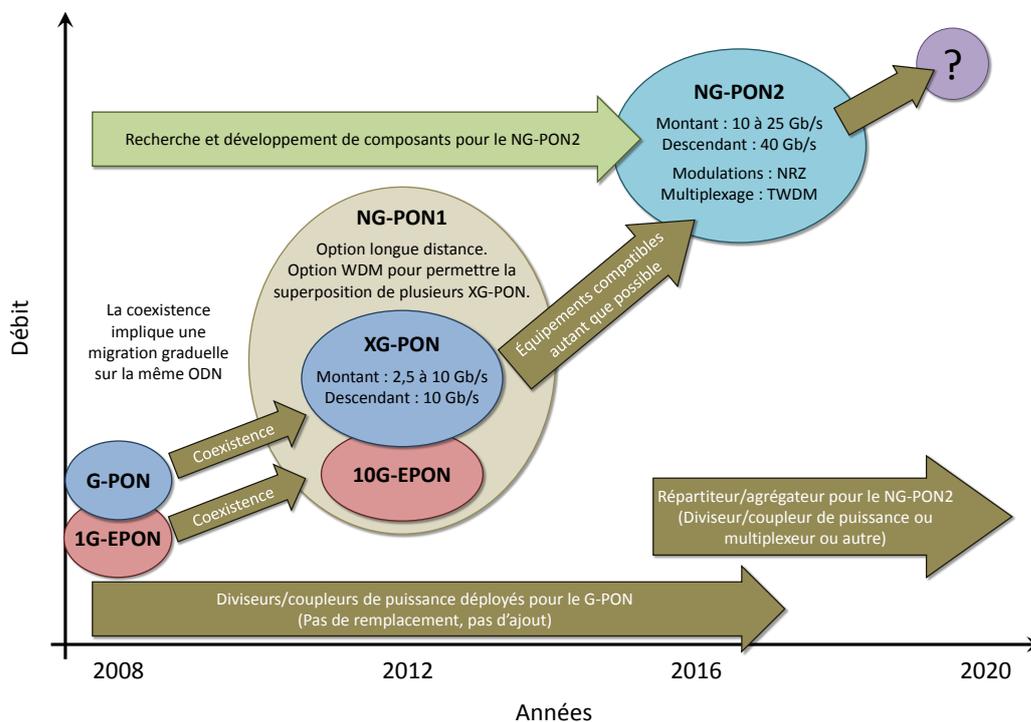


Figure 1.8. Évolution vers les technologies NG-PON [19]

Le NG-PON1 est caractérisé par sa capacité à réutiliser l'infrastructure déployée pour le G-PON et à coexister avec ce dernier pour réduire les coûts de mise en œuvre et permettre une transition sans perturber les clients déjà connectés via le G-PON. À contrario, le NG-PON2 prend en compte l'ensemble des solutions possibles en s'autorisant un remaniement complet des composants, des protocoles et des architectures, sans considération de coexistence obligatoire sur la même infrastructure que le G-PON et le XG-PON. D'après les pré-spécifications, le NG-PON2 devra offrir un débit dans le sens descendant de 40 Gb/s et de 10 Gb/s ou plus dans le sens montant. La portée nominale devrait être de 20 km et une distance maximale de 60 km sans répéteur est envisagée. Le NG-PON2 bénéficiera d'une sécurité renforcée et à terme devra permettre de proposer une offre symétrique 1 Gb/s par ONU.

Bien que les pré-spécifications en termes de performances soient assez bien définies, les moyens technologiques pour les atteindre restent encore flous. De nombreuses recherches sont menées sur tous les éléments constituant les réseaux (émetteurs, récepteurs, amplificateurs, fibres, modulation, codage, protocoles, etc.) pour trouver des solutions performantes et peu coûteuses. En matière de modulation, des technologies émergentes, comme l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), le DPSK (Differential Phase Shift Keying), le duo-binaire, les modulations multi-niveaux (ASK : Amplitude Shift Keying, DQPSK : Differential Quadrature Phase Shift Keying, etc.), etc. sont étudiées. Concernant le multiplexage, le TDM/TDMA reste privilégié mais on s'oriente beaucoup vers le WDM/WDMA (Wavelength Division Multiplexing/Wavelength Division Multiple Access) achromatique ou non ou encore vers des solutions hybrides associant les deux technologies (TWDM-PON).

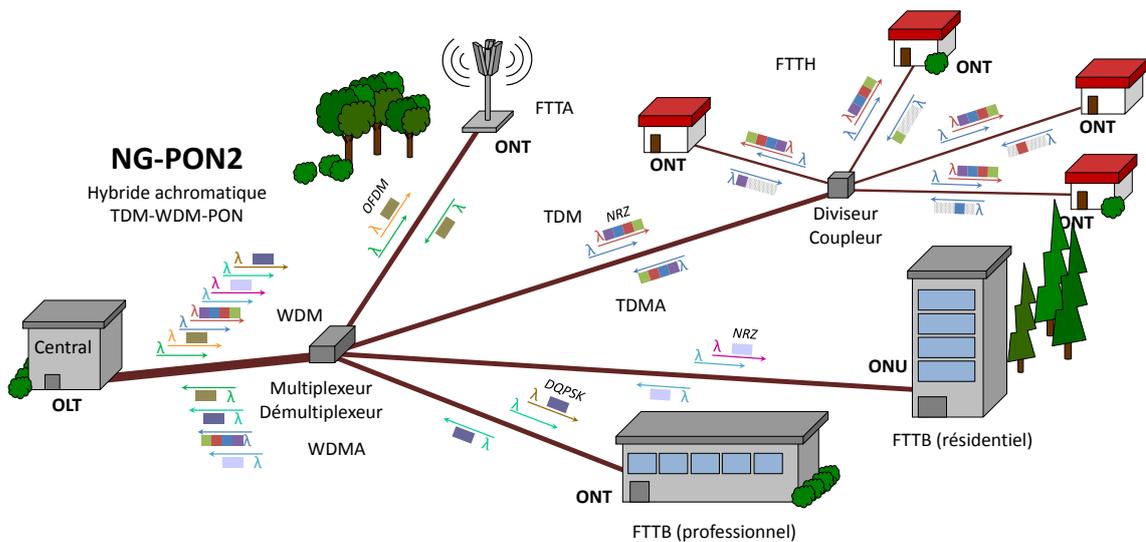
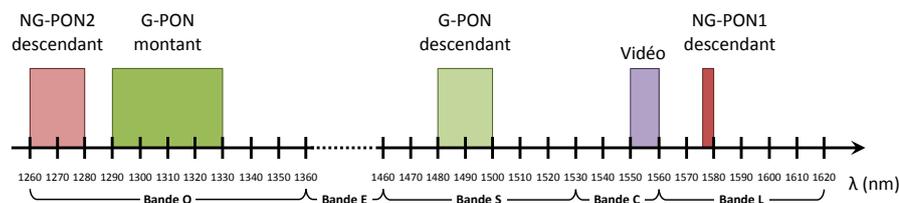


Figure 1.9. Exemple d'architecture pour le NG-PON2

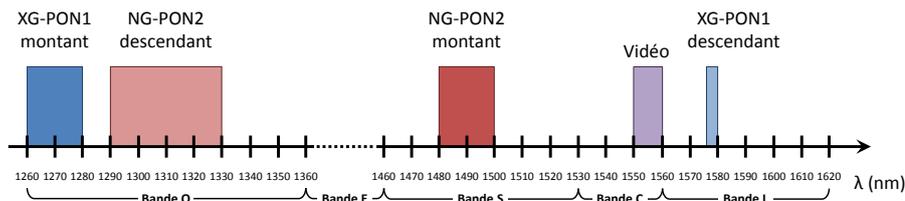
La Figure 1.9 présente un exemple d'architecture pour le NG-PON2. Il s'agit d'un réseau hybride achromatique TDM-WDM-PON. L'achromaticité implique que les ONU et les ONT ne possèdent pas de longueur d'onde de fonctionnement fixe. Ces derniers peuvent alors utiliser soit un laser accordable en longueur d'onde, soit aucun laser mais simplement un modulateur et un système réfléchissant, voir un amplificateur bas coût, comme c'est le cas dans l'architecture proposée. C'est alors le central qui envoie la longueur d'onde pour les données de retour. De cette manière le réseau acquiert une grande flexibilité puisque des longueurs d'onde peuvent être réattribuées sans changer les ONU et les ONT en fonction de l'évolution du réseau (ajout de nouveaux clients, réarrangement du plan de longueurs d'onde pour utiliser au mieux la capacité des cartes OLT, etc.). On appelle cela l'allocation en longueur d'onde dans un réseau agile. Cette allocation peut également être dynamique en remplaçant le multiplexeur par un diviseur/coupleur et en utilisant des filtres optiques accordables au niveau des ONU ou ONT (diffusion et sélection). Par exemple, si un même PON couvre une zone résidentielle et professionnelle, une partie des longueurs d'onde attribuée à la zone professionnelle en journée peut être réallouée à la zone résidentielle le soir lorsque les gens rentrent à leur domicile. Il devient plus facile de gérer les pics de consommation en fonction des heures de la journée. En contrepartie cela demande toute une logistique et des mécanismes de contrôle en amont. L'aspect WDM permet d'augmenter la capacité totale du PON en termes de débits et/ou de clients, sans pour autant nécessiter des composants ayant des bandes passantes importantes aux extrémités du réseau, comme cela aurait été le cas avec un système purement TDM, à performances égales. La composante TDM permet de conserver des coûts de déploiement plus faibles puisque c'est une technologie qui est maintenant bien maîtrisée. Dans cet exemple on envisage aussi des formats de modulation multiples sur un même PON. Pour ce qui est du FTTA on pourrait opter pour de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) pour simplifier au maximum les stations de base. Il s'agirait alors de système RoF (Radio over Fiber). On pourrait envisager une station de base minimaliste qui reçoit un signal optique de type OFDM (modulation utilisée en partie dans la 3G et la 4G pour les réseaux mobiles), le transforme en signal RF, l'amplifie et l'émet directement. Concernant le domaine résidentiel, en FTTH ou FTTB, il serait opportun de conserver un format de modulation simple comme le NRZ (Non Return to Zero) pour réduire les coûts car les terminaux ONU et ONT ris-

quent d'être nombreux. En revanche, pour le domaine professionnel, le marché n'étant pas le même, on pourrait envisager des ONT capables de modulations multi-niveaux, par exemple du DQPSK pour augmenter le débit en gardant la même occupation spectrale ou bien au contraire garder le même débit mais réduire l'occupation spectrale.

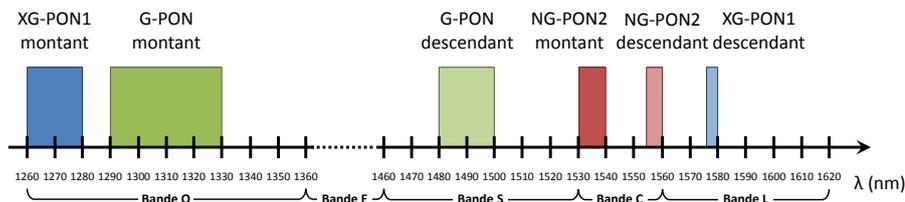
Malgré toutes les possibilités étudiées actuellement à travers le monde, les organismes de pré-normalisation et de normalisation semblent se tourner aujourd'hui vers une solution hybride TDM-WDM-PON avec une modulation NRZ. Pour atteindre les 40 Gb/s visés, il suffirait alors de multiplexer 4 longueurs d'onde XG-PON offrant déjà des débits de 10 Gb/s.



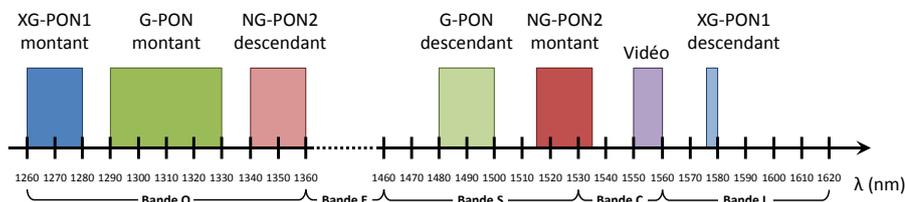
(a) Coexistence G-PON et NG-PON2



(b) Coexistence XG-PON1 et NG-PON2



(c) Coexistence G-PON, XG-PON1 et NG-PON2 sans vidéo analogique



(d) Coexistence G-PON, XG-PON1 et NG-PON2 avec vidéo analogique

Figure 1.10. Allocations en longueurs d'onde possibles pour le NG-PON2

La Figure 1.10 montre différents plans d'allocation en longueurs d'onde possibles pour le NG-PON2. Le cas (a) présente une coexistence entre le NG-PON2 et le G-PON en conservant les longueurs d'onde pour la vidéo analogique. Dans ce cas, les longueurs d'onde du XG-PON1 sont directement réallouées au NG-PON2 avec une inversion entre les flux montant et descendant (le sens montant se retrouve en bande L et le sens descendant en bande O). Cette évolution réutiliserait le multiplexage en longueur d'onde du XG-PON1 sans changer ni les multiplexeurs WDM1r, ni les WBF (Wavelength Blocking Filter). Le cas (b) décrit la coexistence possible entre le NG-PON2 et le XG-PON1 en gardant la bande pour la vidéo analogique. Cette fois-ci, c'est le G-PON qui est remplacé par le NG-PON2. Ici aussi, les bandes de longueurs d'onde pour les flux montant et descendant du NG-PON2 sont inter-changées. Le WDM1r et les WBF restent encore une fois inchangés facilitant la migration. Le cas (c) montre une cohabitation entre le G-PON, le XG-PON1 et le NG-PON2. Dans ce cas, la bande de longueurs d'onde allouée à la vidéo analogique est réattribuée pour le NG-PON2. Les bandes attribuées à la voie montante et descendante du NG-PON2 se trouvent toutes les deux en bande C. Les WBF restent inchangés et la conception du WDM1r pour ce scénario est possible. Enfin, le cas (d) illustre la coexistence potentielle entre le G-PON, le XG-PON1 et le NG-PON2 tout en gardant la bande de longueurs d'onde dédiée à la vidéo analogique. Les WBF n'ont pas besoin d'être modifiés et la conception du WDM1r est également possible pour ce cas.

1.6 Conclusion

Cette partie aura permis au lecteur d'avoir un bref aperçu sur le réseau d'accès optique passif afin de mieux comprendre les enjeux du travail qui est décrit par la suite. Le G-PON et le 1G-EPON continuent de se déployer à travers le monde alors que le XG-PON1 ainsi que le 10G-EPON commencent plus ou moins à être mis en service en attendant un remaniement plus profond de l'infrastructure opéré par le NG-PON2. Nous avons vu que les pré-spécifications des performances du NG-PON2 sont déjà plus ou moins établies mais le choix des moyens technologiques pour atteindre ces performances reste encore flou. Les recherches se poursuivent donc en amont sur tous les éléments constitutifs des PON pour trouver le meilleur compromis entre performances, respect environnemental, coût de déploiement et facilité d'entretien. Le travail de cette thèse s'inscrit typiquement dans ce domaine en examinant les possibilités offertes par une nouvelle source optique à des débits variant de 10 Gb/s jusqu'à 40 Gb/s (débits du NG-PON2) pour l'accès optique à une portée d'environ 60 km. Le choix du format de modulation étant encore libre, puisqu'aucune décision n'a été prise au niveau des organismes de pré-normalisation et de normalisation, une étude du classique NRZ à l'OFDM a été réalisée.

2 La montée en débit

2.1 Introduction

Nous l'avons abordé précédemment, le très haut débit permet de transmettre et de recevoir des volumes de données très importants et devrait donc favoriser les applications de type téléchargement, déport de volume important de données en ligne, transfert de fichiers haute définition ou encore la possibilité d'accéder à plusieurs types d'applications depuis un même accès. D'autre part, la faible latence, due en partie à la bande passante importante, permet le développement des applications temps réel et interactives, toutes ou parties, déportées en ligne. La montée en puissance des services vidéo

influence fortement l'évolution de la consommation de la bande passante dans l'accès. Les estimations de Cisco montrent qu'en 2017, la vidéo, sous toutes ses formes (télévision, vidéo à la demande, vidéo sur Internet et partage en Peer-to-Peer), représentera entre 80% et 90% du trafic IP global [11]. Mais au-delà de la simple augmentation de consommation des flux vidéo, il faut également considérer les différents services associés (vidéo à la demande, diffusion différée, visiophonie, etc.) qui enrichissent l'offre vidéo et qui vont générer un trafic différent (multicast ou unicast, flux à débit constant ou variable, en direct ou léger différé, etc.) ainsi que l'augmentation générale des débits liés aux futurs standards vidéos (TVHD, TVHD 3D, 4k Cinéma, 8k Super Hi-Vision).

Aujourd'hui il est techniquement possible de concevoir des liaisons très haut débit à 40 Gb/s et même bien plus, comme c'est le cas dans les réseaux métropolitain et cœur, mais le problème qui se pose pour l'accès est le coût encore prohibitif de ces installations. Pour des raisons économiques, les organismes de pré-normalisation et de normalisations semblent se tourner vers une solution hybride TWDM-PON. Ils comptent ainsi bénéficier des avantages des deux technologies alors que proposer une solution uniquement TDM ou WDM serait tout à fait envisageable mais poserait des problèmes en termes de coût. En effet, en ce qui concerne le TDM pur, il faudrait par exemple des composants ayant une grande bande passante et des dispositifs fonctionnant en mode burst à très grande vitesse. Dans le cas du WDM pur, il faudrait un grand nombre de longueurs d'onde pour atteindre le débit visé et les composants DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) sont encore onéreux.

Dans ce travail de thèse nous nous sommes principalement intéressés à deux problèmes intimement liés qui interviennent dans la montée en débit pour le cas des TDM-PON que sont le chirp des sources optiques et la dispersion chromatique dans la fibre optique.

2.2 Éléments de base sur le chirp dans les sources optiques

2.2.1 Couplage phase-amplitude

Les sources optiques utilisées en télécommunication présentent un phénomène de dérive en fréquence appelé chirp. Il s'agit de la variation parasite de la phase optique en sortie de la source qui induit une variation de la fréquence optique instantanée lors d'une modulation d'intensité. Dans la plupart des cas en télécommunication, cette modulation parasite de la fréquence optique pénalise les performances de la transmission à cause de ses interactions avec la dispersion chromatique dans la fibre. Alors que dans d'autre cas, on va chercher à tirer parti de ce phénomène pour au contraire améliorer les performances en transmission.

De manière générale, le chirp est la résultante d'une variation de l'indice de réfraction d'un milieu en fonction du champ électrique qui lui est appliqué. Ainsi, dans les lasers à semi-conducteurs, la variation du courant de polarisation opérée pour effectuer une modulation d'intensité entraîne une variation de la densité de porteurs dans la cavité qui modifie l'indice de réfraction induisant le phénomène de chirp. C'est ce que l'on appelle le couplage phase-amplitude. Dans les modulateurs à électro-absorption, le principe est le même, la variation de la tension de polarisation permettant modification de l'absorption entraîne le phénomène de chirp. Les relations de Kramers-Krönig mettent en évidence le lien qui existe entre spectre de gain pour les lasers ou d'absorption pour les EAM (Electro-Absorption Modulator) et le spectre d'électro-réfraction (changement de l'indice de réfraction) [20]. Une excellente description de

ces équations est faite dans [21]. Dans la suite, nous ne présenterons que les cas des lasers DFB (Distributed Feed Back) et des EAM.

2.2.2 Cas des lasers à semi-conducteurs

Le couplage phase-amplitude à l'origine du chirp est habituellement décrit par un paramètre sans dimension appelé indifféremment facteur d'élargissement spectral, facteur de couplage phase-amplitude ou encore facteur de Henry α_H . C'est C.H. Henry qui propose sa description pour la première fois dans les années 1980 [22]. Le facteur de Henry pour un laser à semi-conducteur dépend à la fois des paramètres de la cavité et des matériaux utilisés. En régime petit signal il est donné par :

$$\alpha_H(N) = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{\partial n(N)}{\partial g(N)} \quad (1)$$

λ est la longueur d'onde d'émission (m), ∂n la variation de l'indice de réfraction, ∂g la variation du gain linéique (m^{-1}) et N la densité de porteurs. Le signe négatif dans l'équation (1) permet de s'assurer que le facteur de couplage phase-amplitude reste toujours positif étant donné que l'indice de réfraction diminue avec l'augmentation de la densité de porteurs. Pour un laser DFB, le facteur de Henry varie le long de la cavité car la densité de porteurs n'est pas homogène du fait justement des inhomogénéités du matériau. On utilisera alors un facteur de couplage phase-amplitude moyen pour l'ensemble du laser. Pour la plupart des lasers DFB il est compris entre 2 et 10. Grâce au facteur de Henry, il est possible d'exprimer la variation de la fréquence optique instantanée en sortie du laser DFB [23] :

$$\nu(t) = \frac{\alpha_H}{4\pi} \frac{1}{P(t)} \frac{dP(t)}{dt} + A \cdot P(t) \quad (2)$$

$\nu(t)$ représente la fréquence optique instantanée en sortie du laser (Hz), α_H le facteur de Henry moyen, $P(t)$ la puissance optique en sortie du laser (W) et A le facteur de chirp adiabatique du laser (Hz/W). Ce dernier dépend des effets thermiques dans le laser, des recombinaisons spontanées, du temps de vie des porteurs dans la cavité, du facteur de confinement et du gain adiabatique du laser. La première partie de la somme dans l'équation (2) se rapporte au chirp transitoire tandis que la seconde partie concerne le chirp adiabatique.

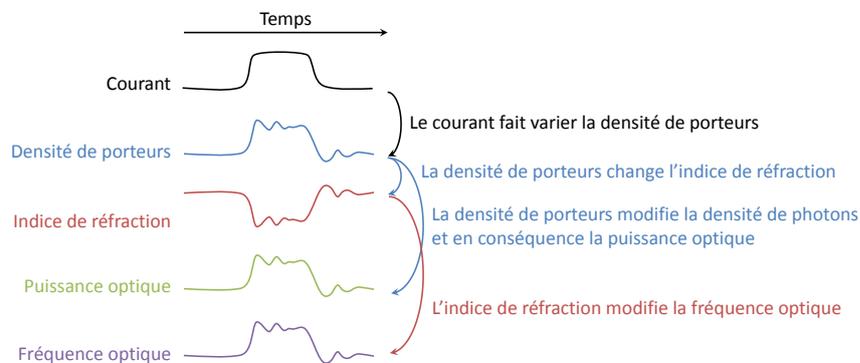


Figure 1.11. Représentation schématique du couplage phase-amplitude

La Figure 1.11 illustre de manière schématique le processus de variation de la fréquence optique. Le signal de commande, ici un courant pour un laser, modifie la densité de porteurs. Cela a pour conséquence privilégiée de changer la densité de photons dans la cavité et ainsi de produire une modulation d'intensité lumineuse. La deuxième conséquence de la variation de la densité de porteurs est le changement de l'indice de réfraction qui entraîne une modulation de fréquence optique parasite, le chirp.

2.2.3 Cas des modulateurs électroabsorbants

Le facteur de couplage phase-amplitude est également utilisé pour décrire le chirp dans les EAM. On notera cependant que dans le cas des EAM que le facteur de Henry varie en fonction de la longueur d'onde du signal optique incident et de la tension de polarisation de manière significative :

$$\alpha_H(\lambda, V) = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{\partial n(\lambda, V)}{\partial a(\lambda, V)} \quad (3)$$

λ est la longueur d'onde incidente (m), V la tension appliquée sur le modulateur (V), ∂n la variation de l'indice de réfraction et ∂a la variation d'absorption du modulateur (m^{-1}). De même que pour les lasers à semi-conducteurs, il est possible d'exprimer la variation de fréquence optique instantanée en sortie du modulateur électroabsorbant en fonction du facteur de Henry [24] :

$$\nu(t) = \frac{\alpha_H}{4\pi} \frac{1}{P(t)} \frac{dP(t)}{dt} + \nu_0(t) \quad (4)$$

$\nu_0(t)$ et $\nu(t)$ sont respectivement les fréquences optiques instantanées en entrée et en sortie du modulateur (Hz), α_H le facteur de Henry dépendant cette fois de la longueur d'onde incidente et de la tension de polarisation et $P(t)$ la puissance optique en sortie du modulateur électroabsorbant.

2.2.4 Illustration schématique du chirp

Dans les lasers à semi-conducteurs, le chirp est constitué d'une contribution transitoire et d'une contribution adiabatique. Dans les EAM, la contribution adiabatique est quasiment nulle car les porteurs sont rapidement évacués vers les électrodes du composant.

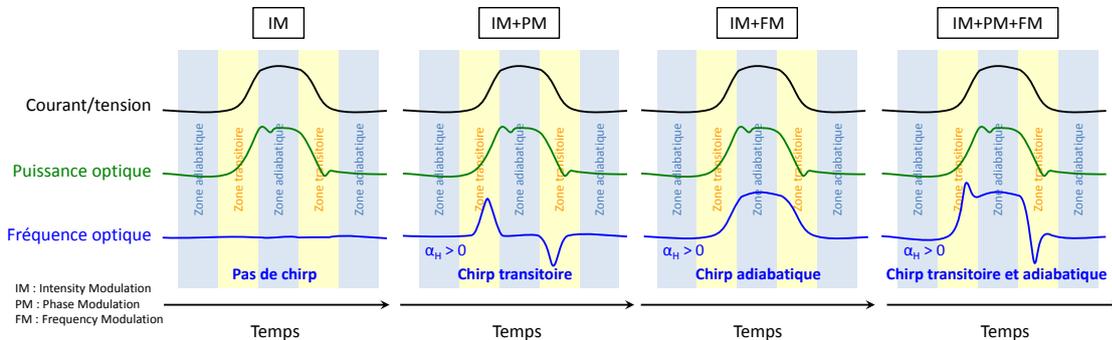


Figure 1.12. Schématisation des différentes contributions du chirp

La Figure 1.12 illustre schématiquement les différentes contributions du chirp. Le phénomène de chirp n'est pas pénalisant en lui-même, mais il le devient en présence de la dispersion chromatique dans la fibre optique car il engendre un élargissement spectral lors d'une modulation.

2.3 Éléments de base sur la propagation dans les fibres optiques

2.3.1 Hypothèses et équation non-linéaire de Schrödinger

La propagation de la lumière dans les fibres optiques peut être décrite grâce aux équations de Maxwell en considérant un milieu de transmission cylindrique avec les conditions aux limites appropriées. On peut alors montrer que la fibre optique supporte un certain nombre de modes guidés, chacun caractérisé par une constante de propagation spécifique, ainsi que d'autres modes non guidés. Nous ne nous intéressons qu'aux modes guidés et nous faisons l'approximation de considérer une fibre monomode, c'est-à-dire qu'elle ne permet la transmission que d'un seul mode optique. Cette approximation dépend principalement de deux caractéristiques inhérentes aux fibres, à savoir le diamètre du cœur et la différence d'indice entre le cœur et la gaine, et est assez facilement satisfaite pour la plupart des fibres commercialement disponibles sous l'appellation SSMF (Standard Single Mode Fiber). Avec cette approximation, la transmission de l'onde optique dans la fibre ne souffre pas de la dispersion modale, c'est-à-dire l'étalement temporel du signal sortant dû aux différentes vitesses de propagation des modes. D'autre part, pour une fibre optique monomode, le mode fondamental peut être décomposé en deux axes de polarisation. À cause de la biréfringence de la fibre, les deux axes de polarisation se propagent à des vitesses différentes entraînant un délai différentiel de groupe (DGD : Differential Group Delay) entre les deux composantes orthogonales. En d'autres termes, la biréfringence naturelle et aléatoire des fibres entraîne nécessairement une variation de la polarisation de l'onde optique. Le DGD est l'un des paramètres qui caractérise la dispersion de mode de polarisation (PMD : Polarization Mode Dispersion). Nous ne détaillerons pas plus ce phénomène car il reste négligeable devant les effets de la dispersion chromatique pour le segment auquel nous nous intéressons, à savoir le réseau d'accès.

En utilisant les approximations faites précédemment et en ne considérant que les variations lentes de l'enveloppe complexe du champ électromagnétique, il est possible de décrire la propagation d'une onde optique dans une fibre grâce à l'équation non-linéaire de Schrödinger [25] :

$$\frac{\partial \underline{E}(z,t)}{\partial z} = [\hat{\underline{D}} + \hat{\underline{N}}] \cdot \underline{E}(z,t) \quad (5)$$

$\underline{E}(z,t)$ est l'amplitude complexe du champ électrique variant lentement dans le temps se propageant dans la fibre suivant l'axe z , $\hat{\underline{D}}$ et $\hat{\underline{N}}$ sont respectivement les opérateurs complexes de dispersion (et atténuation) et de non-linéarité.

2.3.2 Opérateur de dispersion chromatique et atténuation

Avec la formulation choisie dans (5) on retrouve dans l'expression de $\hat{\underline{D}}$ les paramètres liés à la dispersion chromatique de premier et de second ordre notés respectivement β_2 ($s^2 \cdot m^{-1}$) et β_3 ($s^3 \cdot m^{-1}$) mais aussi le paramètre d'atténuation linéique α (m^{-1}).

$$\hat{D} = j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{3} \frac{\partial^3}{\partial t^3} - \frac{\alpha}{2} \quad (6)$$

L'atténuation linéique α (m^{-1}) est reliée au paramètre plus communément utilisé a (dB/m) par la formule suivante :

$$a = \alpha \cdot 10 \log(e) \quad (7)$$

Bien que l'atténuation linéique dans la fibre soit très faible comparée aux autres médiums de transmission comme le cuivre et les câbles coaxiaux, elle ne peut pas être négligée. L'atténuation dans une fibre optique est principalement composée de deux contributions, l'absorption du matériau (absorption dans l'ultraviolet et dans l'infrarouge, impuretés métalliques, ions OH⁻) et la diffusion de Rayleigh. Depuis l'invention de l'amplificateur à fibre dopée, et l'amélioration constante des propriétés d'absorption de la fibre optique, l'atténuation linéique n'est plus un élément pénalisant dans les transmissions par fibre optique. Actuellement, la propriété de la fibre qui pénalise le plus la montée en débit dans le réseau d'accès optique est la dispersion chromatique. Les paramètres relatifs à cette dispersion introduits dans (6) sont donnés par les formules suivantes :

$$\beta_2 = -\frac{\lambda^2}{2\pi c} D_\lambda \quad (8)$$

$$\beta_3 = \frac{\lambda^2}{(2\pi c)^2} (\lambda^2 S_\lambda + 2\lambda D_\lambda) \quad \text{Avec : } S_\lambda = \frac{dD_\lambda}{d\lambda} \quad (9)$$

λ est la longueur d'onde considérée (m), D_λ la dispersion chromatique généralement exprimée en ps/nm/km ($\text{s}\cdot\text{m}^{-2}$), c la vitesse de la lumière dans le vide ($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$) et S_λ la dérivée de la dispersion chromatique par rapport à la longueur d'onde ($\text{s}\cdot\text{m}^{-3}$).

La diffraction chromatique définit le phénomène de dépendance de l'indice de réfraction d'un milieu en fonction de la longueur d'onde. C'est ainsi qu'un prisme permet d'étaler spatialement un rayon lumineux incident car l'angle de réfraction, dépendant de l'indice de réfraction, varie en fonction de la longueur d'onde. Dans les fibres optiques, le phénomène ne s'observe plus spatialement mais temporellement et l'on parle alors de dispersion chromatique. Considérons le cas réel dans lequel une source optique émet une impulsion gaussienne. Celle-ci ne contient pas une longueur d'onde unique, mais une gamme de longueurs d'onde dont la largeur dépend de la pureté spectrale de la source optique. Toutes les longueurs d'onde contenues dans l'impulsion, que l'on représente généralement de manière imagée par le spectre de lumière visible s'étalant du rouge au bleu, se propagent à des vitesses différentes du fait qu'elles sont affectées par un indice de réfraction différent. La dispersion chromatique, qu'elle soit normale ou anormale, provoque l'élargissement temporel d'une impulsion polychromatique. On dit que la dispersion est normale si elle est négative et fait se propager plus vite les longueurs d'onde "rouges" par rapport aux "bleues". Dans le cas contraire, la dispersion est dite anormale lorsqu'elle est positive et engendre une propagation plus rapide des longueurs d'onde "bleues" par rapport aux "rouges" comme c'est le cas dans une fibre monomode standard. La Figure 1.13 résume ce principe.

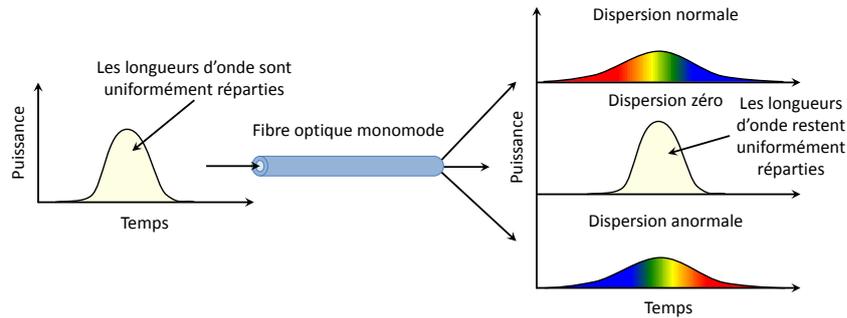


Figure 1.13. Effets de la dispersion chromatique sur une impulsion

La dispersion chromatique est en fait la somme de deux contributions, la dispersion de matériau et la dispersion de guide. La dispersion de matériau, due à la dépendance de l'indice des matériaux composant la fibre en fonction de la longueur d'onde, apporte la contribution la plus importante. La dispersion de guide, apportant une contribution plus faible, est due au fait que le champ électromagnétique n'est pas complètement confiné dans le cœur de la fibre. L'indice effectif vu par l'onde électromagnétique, regroupant celui du cœur et de la gaine, est également dépendant de la longueur d'onde. De manière plus mathématique, la dispersion chromatique est prise en compte au travers du premier et du second ordre de la dispersion de vitesse de groupe (GVD : Group Velocity Dispersion) comme nous l'avons montré dans (6).

2.3.3 Opérateur de non-linéarités

Lorsque la puissance optique dans la fibre devient importante, les effets non-linéaires ne sont plus négligeables et doivent alors être pris en compte au travers de l'opérateur de non-linéarité \hat{N} . Lorsque l'effet Raman n'est pas pris en considération, seul l'effet Kerr est modélisé et l'expression de \hat{N} est simplement donné par :

$$\hat{N} = -j\gamma |E(z,t)|^2 \quad \text{Avec : } \gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{eff}} \quad (10)$$

Cet opérateur dépend de l'indice non-linéaire n_2 ($\text{m}^2 \cdot \text{W}^{-1}$), de la section effective du cœur de la fibre A_{eff} (m^2) et de la longueur d'onde considérée λ (m). La modélisation de l'effet Kerr permet de prendre en compte l'auto-modulation de phase dépendante de l'intensité du champ électrique (SPM : Self-Phase Modulation) qui conduit à un élargissement spectral d'une impulsion optique. De plus, en cas de multiplexage en longueur d'onde dans la fibre, la phase non-linéaire introduite par l'effet Kerr dépendra non seulement de la puissance optique du canal considéré mais aussi des canaux adjacents. C'est ce que l'on appelle la modulation de phase croisée (XPM : Cross-Phase Modulation). Si trois canaux adjacents ou plus sont influencés par les effets non-linéaires de la fibre, alors les produits d'intermodulations des trois longueurs d'onde peuvent provoquer des transferts d'énergie entre eux et même des interférences entre canaux. Ce phénomène appelée mélange à quatre ondes (FWM : Four-Wave Mixing) est très pénalisant si les longueurs d'onde sont accordées en phase ce qui se produit le plus souvent autour de la longueur d'onde dont la dispersion chromatique est nulle. Le lecteur pourra se référer à [26] pour une analyse mathématique plus complète des effets non-linéaires dans les fibres optiques.

2.3.4 Normalisation des fibres optiques

La Figure 1.14 présente l'atténuation linéique et la dispersion chromatique dans les fibres optiques. Depuis l'invention de la fibre optique, ses performances ont été largement améliorées notamment en termes d'atténuation. Au cours du temps, trois fenêtres de longueurs d'onde ont été privilégiées pour les transmissions optiques guidées d'une part parce qu'elles présentaient les plus faibles pertes linéiques et d'autre part parce qu'elles coïncidaient avec les fenêtres d'émission de sources optiques efficaces, compactes et peu chers. La première fenêtre se situe aux alentours de 850 nm, la seconde autour de 1310 nm et la troisième autour de 1550 nm. Aujourd'hui, la première fenêtre n'est utilisée que pour les communications très courtes distances à bas coût car d'une part, les composants à ces longueurs d'onde sont peu chers et d'autre part, les pertes importantes limitent rapidement les distances de transmission. En dessous de 700 nm, c'est l'absorption des ultraviolets qui domine dans la silice et au-delà de 1700 nm c'est l'absorption de l'infrarouge qui est importante. Le pic d'absorption autour de 1400 nm, dû aux ions OH^- , a été significativement réduit ces dernières années.

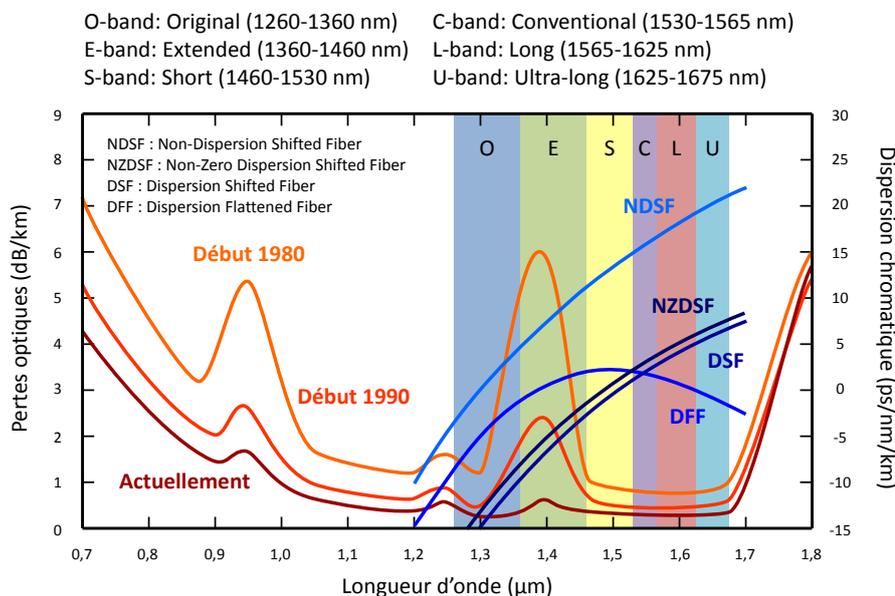


Figure 1.14. Atténuation linéique et dispersion chromatique dans la fibre optique

L'ITU a normalisé 5 types de fibres dans les recommandations de G.651 à G.655 [27]-[31]. Les plus utilisées de ces fibres présentent des pertes typiques variant de 0,4 dB/km à 0,2 dB/km respectivement pour 1310 nm et 1550 nm. En ce qui concerne la dispersion chromatique, de nombreuses fibres optiques ont été développées pour répondre à des applications spécifiques. La fibre monomode standard (NDSF : Non-Dispersion Shifted Fiber) (G.652) présente une dispersion nulle autour de 1310 nm et une dispersion de l'ordre de 17 ps/nm/km autour de 1550 nm. Pour résoudre les problèmes de dispersion dans la fenêtre à 1550 nm, la fibre à dispersion décalée (DSF : Dispersion Shifted Fiber) (G.653) a été mise au point. Celle-ci présente une dispersion nulle autour de 1550 nm. Bien que cette fibre élimine le problème de dispersion pour une communication utilisant une longueur d'onde unique, elle présente un inconvénient pour le WDM car cette technique de multiplexage est sujette au phénomène non linéaire

de FWM (Four Wave Mixing). Pour résoudre le problème, un autre type de fibre a été développé, la fibre à dispersion décalée dont le zéro n'est plus à 1550 nm mais à 1510 nm (NZDSF : Non-Zero Dispersion Shifted Fiber) (G.655). Ce sont les fibres G.652 et G.655 qui se partagent l'essentiel du marché pour l'ensemble des réseaux optiques.

La dispersion chromatique dans les fibres et le chirp dans les sources optiques sont deux paramètres qui interagissent entre eux et impact de façon importante le canal optique que l'on appelle parfois canal chirpé ou canal dispersif.

2.4 Interactions entre le chirp et la dispersion chromatique

2.4.1 Analyse temporelle

Il existe plusieurs façons d'analyser l'interaction qui existe entre le chirp et la dispersion chromatique. Une première solution consiste à étudier temporellement le signal optique avant et après propagation dans une certaine longueur de fibre. Pour mettre en évidence les contributions du chirp transitoire et du chirp adiabatique, nous utilisons dans la suite de cette partie un modèle de source optique idéal permettant de générer indépendamment du chirp transitoire ou adiabatique, positif ou négatif. En outre cette source est très pure spectralement puisqu'elle possède une largeur spectrale de quelques kHz. Le modèle de fibre optique utilisé est également idéal et ne prend en compte que la dispersion chromatique qui est anormale et de valeur 17 ps/nm/km à 1550 nm.

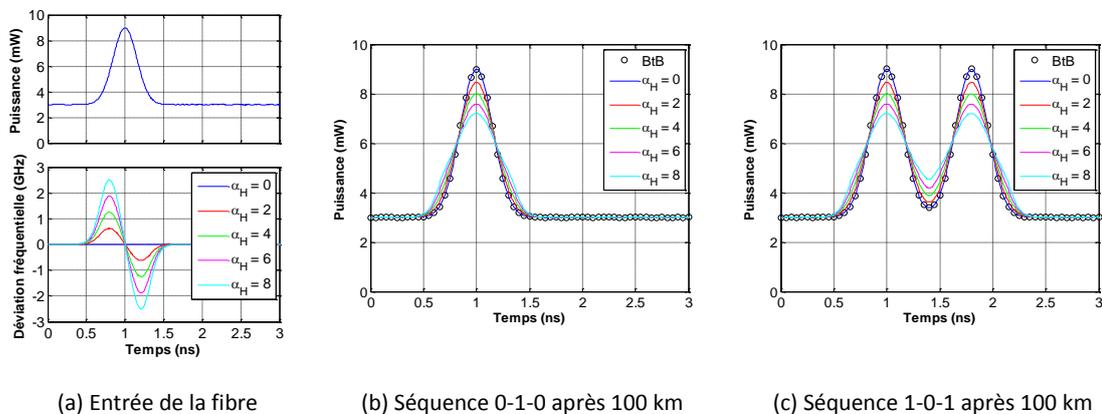


Figure 1.15. Impulsion gaussienne d'ordre 1 soumise à un chirp transitoire positif

La Figure 1.15 montre le cas de la propagation d'une impulsion ou d'une séquence d'impulsions optiques gaussiennes d'ordre 1 dans 100 km de fibre en considérant uniquement du chirp transitoire positif. Le chirp transitoire se manifeste sur la Figure 1.15(a) par une déviation tantôt positive, tantôt négative de la fréquence optique instantanée par rapport à la fréquence optique nominale du laser. Il s'agit plus précisément de la dérivée première de l'impulsion considérée à un facteur multiplicatif près. Pour un chirp transitoire positif comme c'est le cas ici, la déviation fréquentielle est positive sur les fronts montant des impulsions et négative sur les fronts descendants. Plus le facteur de Henry est grand, plus le chirp transitoire sera important et donc plus la déviation en fréquence deviendra importante. Une déviation en fréquence importante peut également être obtenue si le signal modulant la source

optique possède des transitoires extrêmement courts. L'effet résultant en sortie d'une fibre de 100 km est l'élargissement de l'impulsion lumineuse dans le temps pour des déviations fréquentielles relativement faibles. Dans le cas d'une séquence d'impulsions 1-0-1, qui peut intervenir dans la transmission d'informations, des interférences entre symboles peuvent alors apparaître à cause de l'étalement temporel des impulsions. Lorsque la déviation fréquentielle devient importante, l'impulsion optique est quasiment scindée en deux impulsions correspondantes à la transmission, à des vitesses différentes, des deux "paquets" de longueurs d'onde générés par le chirp transitoire (illustration non présentée).

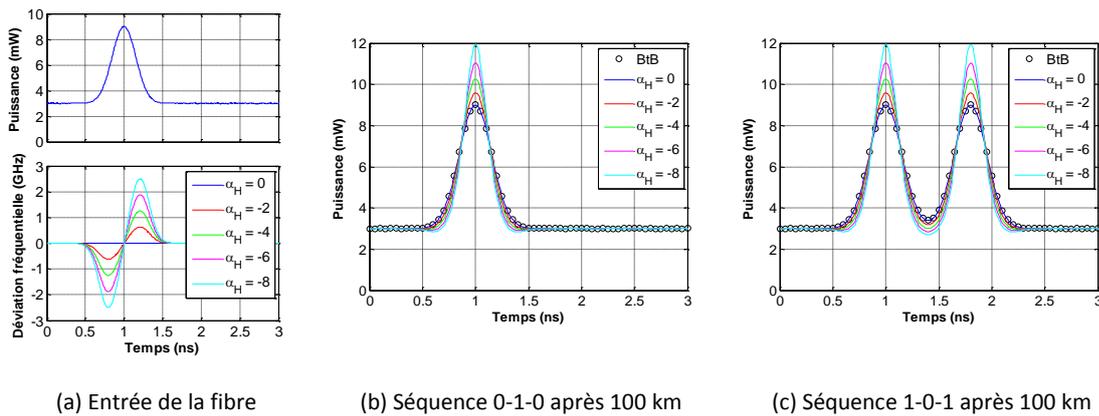


Figure 1.16. Impulsion gaussienne d'ordre 1 soumise à un chirp transitoire négatif

Dans le cas d'un chirp transitoire négatif, on assiste à une compression de l'impulsion plutôt qu'à son étalement comme en témoigne la Figure 1.16. Ce type de chirp peut se retrouver dans les EAM et les SOA (Semiconductor Optical Amplifier) suivant leur point de polarisation.

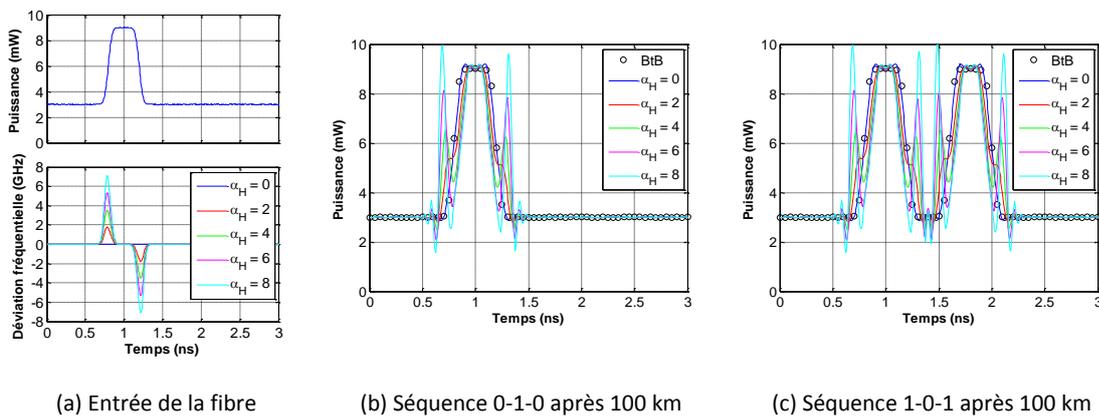


Figure 1.17. Impulsion rectangulaire filtrée soumise à un chirp transitoire positif

En télécommunications les formes d'onde utilisées tiennent plus d'impulsions rectangulaires filtrées que d'impulsions gaussiennes. La Figure 1.17 montre le cas de la propagation à travers 100 km de fibre d'une ou de plusieurs impulsions rectangulaires filtrées par un filtre passe-bas gaussien d'ordre 1. Dans le cas présenté, le temps de montée, valant 100 ps, est plus rapide que pour l'impulsion gaussienne. On

constate alors que pour ce type de signal modulant, la prédiction des effets du chirp combiné à la dispersion chromatique n'est plus triviale. L'impulsion subit lors de son passage dans la fibre des distorsions qui vont venir pénaliser la prise de décision en réception provoquant des interférences entre symboles. Le lecteur notera que les formes d'onde données dans les figures précédentes sont issues d'instruments de mesure virtuels possédant de grandes bandes passantes. Dans la réalité, la bande passante des instruments de mesure filtrerait en partie les distorsions rapides montrées sur la Figure 1.17(b) ou la Figure 1.17(c). L'impulsion rectangulaire filtrée semblerait alors étalée.

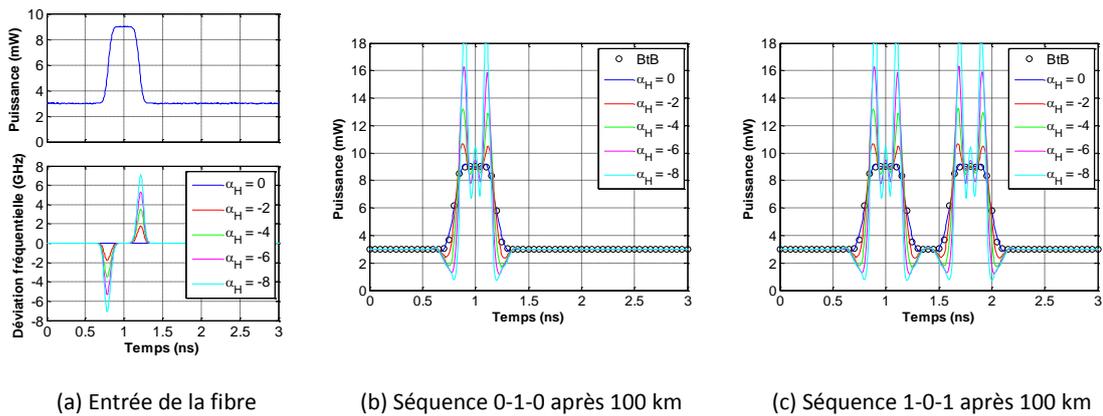


Figure 1.18. Impulsion rectangulaire filtrée soumise à un chirp transitoire négatif

Avec un chirp transitoire négatif, on retrouve sensiblement les mêmes résultats que pour une impulsion gaussienne d'ordre 1, à savoir une compression de l'impulsion. Ici la compression est moins évidente du fait de la grande bande passante de l'instrument de mesure. Avec un filtrage passe-bas, on retrouverait bien une impulsion compressée.

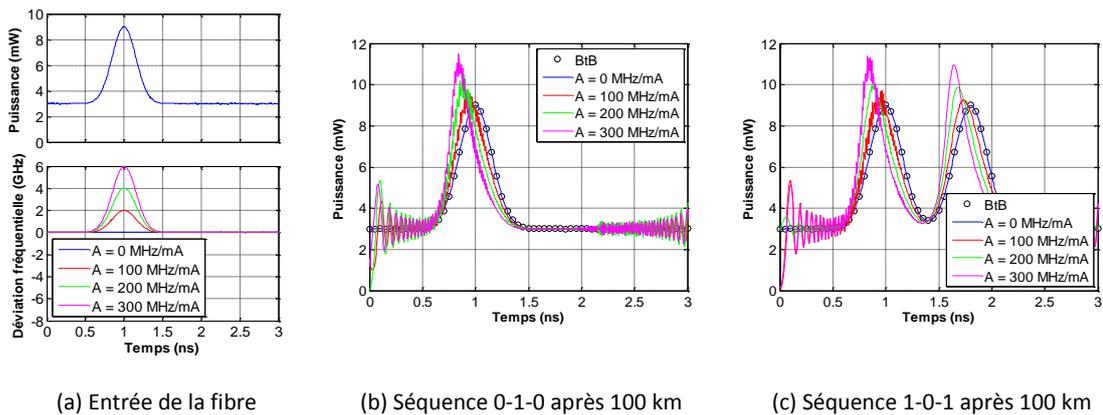


Figure 1.19. Impulsion gaussienne d'ordre 1 soumise à un chirp adiabatique positif

Avec une source optique idéale, il est tout à fait possible de dissocier la composante transitoire et adiabatique du chirp. C'est ce que nous avons fait pour analyser le comportement du chirp adiabatique

dans le cas d'impulsions gaussiennes d'ordre 1 et d'impulsions rectangulaires filtrées de la Figure 1.19 à la Figure 1.22.

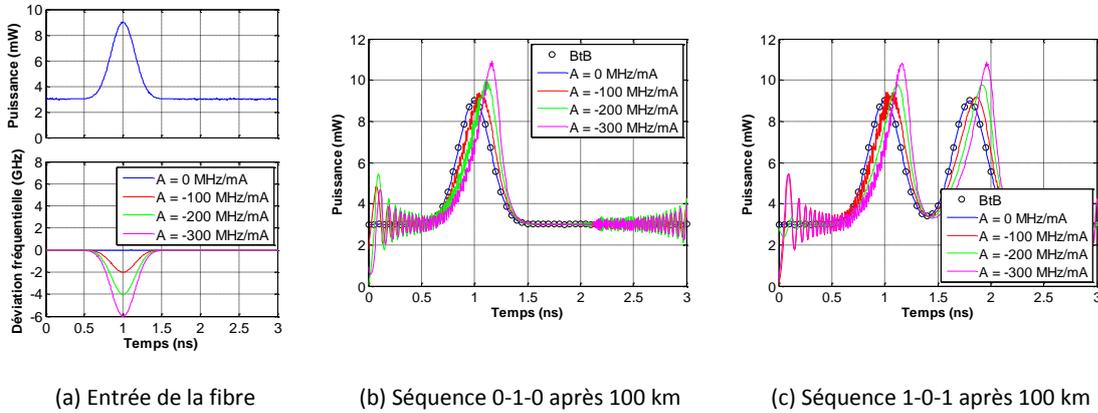


Figure 1.20. Impulsion gaussienne d'ordre 1 soumise à un chirp adiabatique négatif

Le chirp adiabatique est caractérisé par son efficacité FM (Frequency Modulation), c'est-à-dire la déviation fréquentielle qu'il produit par unité de courant. Le chirp adiabatique n'étant effectivement présent que dans les composants semi-conducteurs contrôlés en courant.

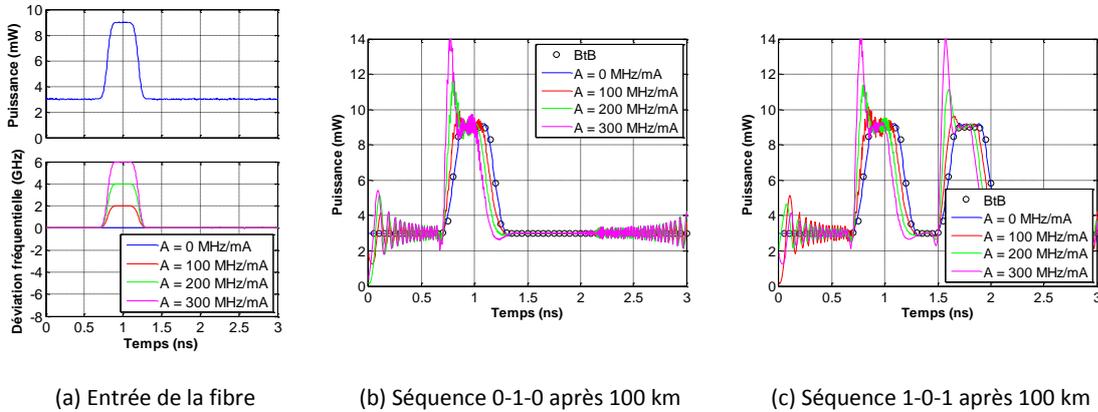


Figure 1.21. Impulsion rectangulaire filtrée soumise à un chirp adiabatique positif

Les figures présentées nous montrent que le chirp adiabatique positif est responsable, en sortie d'une certaine longueur de fibre, d'une compression du front montant de l'impulsion et d'un étalement du front descendant. Inversement, lorsque le chirp adiabatique est négatif, on assiste en sortie de fibre à un étalement du front montant et une compression du front descendant. Ce type de chirp est moins pénalisant pour les transmissions puisqu'il conserve en quelque sorte la dynamique du signal et ne provoque que peu d'interférences entre symboles.

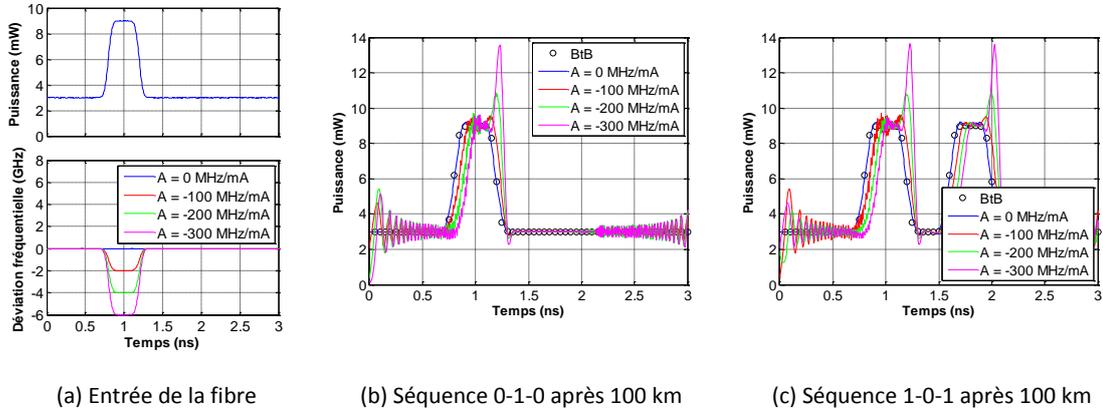


Figure 1.22. Impulsion rectangulaire filtrée soumise à un chirp adiabatique négatif

Les ondulations présentes sur le signal temporel en sortie de fibre sont des artéfacts de simulation liés à au calcul de propagation en présence de chirp adiabatique. Elles ne sont pas gênantes dans la mesure où elles n'interviennent qu'aux limites du signal. De même que pour l'analyse faite sur le chirp adiabatique, les instruments de mesure virtuels utilisés ici présentent une grande bande passante. Il faut donc tenir compte de cet élément pour l'analyse des résultats.

2.4.2 Analyse fréquentielle

Une autre manière d'analyser les effets du chirp est de considérer le canal complet dans le domaine fréquentiel. Dans le réseau d'accès optique, l'IM-DD (Intensity Modulation - Direct Detection) est une solution privilégiée car c'est la moins coûteuse à l'heure actuelle. L'analyse du canal IM-DD dispersif chirpé en régime petit signal a été très bien menée dans [32]. Nous ne rappellerons ici que les principaux résultats. Dans [32], l'auteur reprend une formulation de la littérature permettant de décrire la fonction de transfert d'un canal IM-DD dispersif, $H_{IMDD}(f)$ [33]-[35]. La formule est la suivante :

$$H_{IMDD}(f) = |\cos(\theta) - \sin(\theta)H_{IM \leftrightarrow PM}(f)| \quad (11)$$

Où $H_{IM \leftrightarrow PM}(f)$ est la fonction de transfert complexe en régime petit signal entre modulation d'intensité et de phase caractérisant le chirp de la source, f la fréquence électrique et θ un terme de phase se rapportant à la dispersion chromatique dans la fibre dont la formule est donnée par :

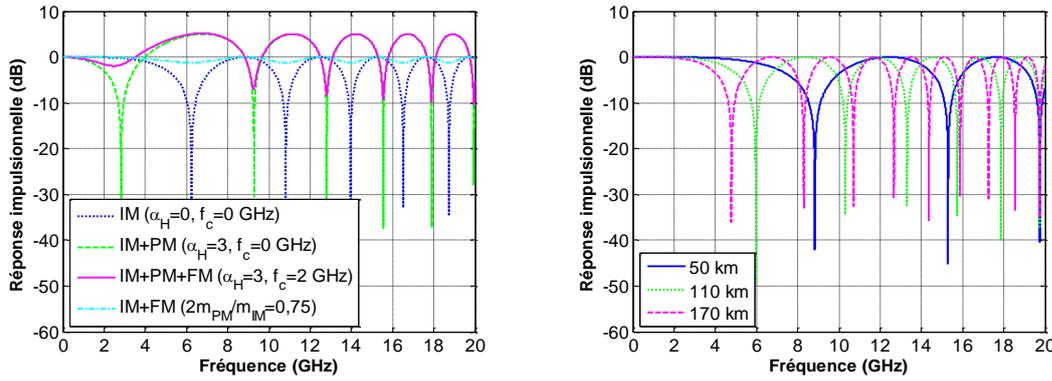
$$\theta = \frac{\pi L D \lambda_0^2 f^2}{c} \quad (12)$$

L est la longueur de la fibre monomode utilisée (m), D la dispersion chromatique de cette fibre ($s \cdot m^{-2}$), λ_0 la longueur d'onde nominale de la source optique utilisée (m) et c la vitesse de la lumière dans le vide ($m \cdot s^{-1}$). Il est montré dans [32] que la fonction $H_{IM \leftrightarrow PM}(f)$ peut prendre des formes différentes en fonction des composantes de modulation qui constituent le signal. On entend par composantes de modulation, les contributions IM (Intensity Modulation), PM (Phase Modulation) et FM (Frequency Modulation). Le Tableau 1.3 présente les diverses formes de $H_{IM \leftrightarrow PM}(f)$.

Tableau 1.3. Fonctions de transfert phase-amplitude pour le canal IM-DD

Fonction de transfert phase-amplitude	Composantes	Source optique typique
$H_{IM \leftrightarrow PM}(f) = 0$	IM	Mach Zehnder Modulator (MZM)
$H_{IM \leftrightarrow PM}(f) = \alpha_H$	IM+PM	Electroabsorption Modulated Laser (EML)
$H_{IM \leftrightarrow PM}(f) = \alpha_H \left(1 - j \frac{f_c}{f}\right)$	IM+PM+FM	Directly Modulated Laser (DML)
$H_{IM \leftrightarrow PM}(f) = 2j \frac{m_{PM}}{m_{IM}}$	IM+FM	Single Side Band (SSB) modulation si $m_{IM} = 2m_{PM}$

α_H représente le facteur de Henry, f_c la fréquence de coupure pour laquelle les effets du chirp transitoire deviennent plus importants que ceux du chirp adiabatique, m_{IM} l'indice de modulation en amplitude et m_{PM} l'indice de modulation en phase du signal modulant.



(a) Analyse en fonction des composantes à 100 km

(b) Analyse en fonction de la longueur de fibre en IM

Figure 1.23. Réponse impulsionnelle d'un canal IM-DD dispersif

La Figure 1.23(a) illustre les différentes formes que peut prendre la réponse impulsionnelle d'un canal IM-DD dispersif. Dans le cas d'une source optique ne possédant aucun chirp, le canal IM-DD dispersif présente une sélectivité en fréquence à cause des interférences destructives induites par la dispersion chromatique pour des modulations ODSB (Optical Double Side Band). Les positions fréquentielles des évanescences varient en fonction de la valeur de la dispersion chromatique ou plus communément de la longueur de la fibre utilisée selon la formule :

$$\omega_k = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{c \left(n + \frac{1}{2}\right)}{LD}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (13)$$

λ_0 est la longueur d'onde de la source optique (m), c la vitesse de la lumière dans le vide (m/s), L la longueur de fibre considérée (m), D la dispersion chromatique (s/m^2) et n l'indice de l'évanouissement

considéré. Si l'on rajoute du chirp transitoire, les positions des évanescences deviennent également fonction de ce chirp transitoire. On note de plus un gain qui apparaît sur les lobes hormis le premier. Si l'on rajoute du chirp adiabatique à ce modèle, on s'aperçoit que les évanouissements sont atténués et notamment le premier. En disposant d'un analyseur scalaire de réseaux, il est possible d'obtenir la réponse impulsionnelle d'un véritable canal IM-DD dispersif constitué d'une source optique, d'un tronçon de fibre et d'un récepteur optique. De nombreuses mesures sont reportées dans [32] et le modèle rappelé brièvement dans cette partie peut permettre de déterminer certaines caractéristiques des composants comme par exemple le facteur de Henry en régime petit signal d'un EAM, si toutefois la longueur de fibre et la dispersion de cette fibre sont bien connues.

La Figure 1.23(a) permet de constater les défauts du canal IM-DD dispersif. En effet, en fonction de la distance ou du chirp de la source les évanouissements fréquentiels peuvent tomber dans la bande de fréquences occupée par le signal modulant. Il en résulte des distorsions qui viennent dégrader les performances de la transmission. Un cas intéressant est présenté sur la Figure 1.23(a), il s'agit du cas IM+FM avec une relation qui lie l'indice de modulation en amplitude et en phase, la phase étant directement reliée à la fréquence par une relation d'intégration. Ce cas montre qu'il est possible de réduire, voire d'annuler, les évanouissements fréquentiels de la réponse impulsionnelle d'un canal IM-DD en utilisant une modulation OSSB (Optical Single Side Band) obtenue grâce à l'association, dans les bonnes proportions, d'une modulation d'amplitude et de fréquence optique. C'est sur ce point que se base l'ensemble des études et résultats de ce travail de thèse.

2.5 Méthodes de compensation

Pour compenser les effets de la dispersion chromatique et du chirp il existe plusieurs méthodes et on peut globalement les classer en deux grandes familles, les méthodes optiques et les méthodes électroniques. Certaines de ces méthodes sont déjà opérationnelles sur le terrain avec des dispositifs commerciaux disponibles alors que d'autres tentent encore de faire leurs preuves en laboratoire.

2.5.1 Méthodes électroniques

Une méthode consiste à ajouter du codage de canal à la transmission, c'est-à-dire un code correcteur d'erreur. Le principe est simple, il s'agit de prendre un paquet de bits d'informations et d'y adjoindre un paquet de bits de redondance (code systématique) ou bien de le remplacer par un nouveau paquet de bits contenant de la redondance (code non-systématique). Cette dernière est obtenue par combinaison linéaire des bits d'informations. L'ajout de la redondance réduit le débit d'informations utiles mais permet de corriger en réception une partie des erreurs provoquées par les distorsions du canal. Le rendement du code définit le rapport entre le nombre de bits du paquet avant codage (mot d'information) et après codage (mode de code). Le 10G-EPON utilise déjà le code correcteur d'erreur RS(255,223) et le XG-PON1 devrait également utiliser un code correcteur d'erreur, mais plutôt le RS(248,216), permettant ainsi de passer d'un taux d'erreur de 10^{-4} à 10^{-12} pour 10 Gb/s et de 10^{-3} à 10^{-12} pour 2,5 Gb/s.

Une autre méthode utilise l'égalisation électronique soit en réception soit en émission pour prédistordre le signal. Dans les deux cas, on fait appel à des filtres électroniques dont les coefficients s'ajustent grâce à des algorithmes de contrôle. Il existe différents types d'égaliseurs en fonction du rapport performances/complexité que l'on cherche à atteindre. On peut citer par exemple les CTF (Conti-

nuous Time Filters), ne compensant que la dispersion chromatique, qui sont très simples et consomment peu. Les FFE (Feed Forward Equalizer) et DFE (Decision Feedback Equalizer) permettent de corriger efficacement les interférences entre symboles provoquées par les trois types de dispersion, à savoir la dispersion modale, la dispersion chromatique et la dispersion de polarisation, et restent assez simple d'implémentation. Ce sont les plus répandus sur le marché. Enfin, on peut également citer les MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimator) qui apportent les meilleures performances en termes de correction de dispersion mais sont complexes et consomment beaucoup d'énergie. Tous ces égaliseurs font partie de la famille des EDC (Electronique Dispersion Compensation) [36]-[39].

Une autre solution consiste à séparer une grande distance à parcourir en tronçons plus petits et en ajoutant des répéteurs OEO (Optic-Electronic-Optic). Dans le réseau d'accès, la distance à parcourir peut par exemple être scindée en deux au niveau du point d'éclatement/concentration où le dispositif OEO serait alors placé. La conversion optique-électrique-optique permet la fonction 3R (Retiming, Reshaping and Reamplifying) qui combat à la fois les effets de toutes les dispersions mais aussi les diverses atténuations que le signal subit. L'inconvénient réside dans la complexification de l'ODN. Le réseau n'est plus passif et le point d'éclatement/concentration devient plus encombrant, complexe et consommateur d'énergie.

2.5.2 Méthodes optiques

Le choix de la fibre optique à utiliser dans un réseau optique est évidemment déjà un premier pas vers le contrôle des effets de la dispersion chromatique. Les recherches se poursuivent pour concevoir des fibres optiques aux propriétés particulièrement adaptées aux transmissions analogiques ou numériques haut débit. Parmi les fibres déjà normalisées et donc commercialement disponibles, on retrouve les NZDSF de la norme G.655 qui sont utilisées principalement en bande C et L et qui permettent de réduire la dispersion chromatique à 4,5 ps/nm/km à 1550 nm [31]. Une autre solution consiste à utiliser la fibre standard G.652 et à placer un bloc de DCF (Dispersion Compensating Fiber) pour compenser la dispersion chromatique accumulée. Les DCF sont des fibres possédant une très forte dispersion négative, typiquement -40 ps/nm/km, pour des pertes classiques inférieures à 0,3 dB/km et permettant donc de compenser avec une assez petite longueur la dispersion générée par une fibre standard sur une distance plus longue. Les réseaux de Bragg (FBG : Fiber Bragg Grating) sont également très utilisés pour compenser la dispersion chromatique. Ce sont des fibres, de longueur typique de 10 cm à 15 cm, dans lesquelles on a inscrit un réseau de Bragg permettant de réfléchir progressivement les longueurs d'onde, c'est-à-dire que chaque fréquence optique est réfléchi à une longueur donnée. Il en résulte un déphasage différent pour chaque longueur d'onde et donc une correction de la dispersion chromatique. Cependant ces fibres ne sont pas adaptées pour le WDM par exemple puisqu'elles possèdent une bande passante assez faible de l'ordre de 0,1 nm à 5 nm.

La compensation de la dispersion chromatique peut également se faire avec des modules optiques qui utilisent différents principes. On peut citer l'exemple de la méthode MSSI (Middle Span Spectral Inversion) [40] dont le principe est basé sur l'utilisation d'un cristal non-linéaire placé vers le milieu de la distance à parcourir. Cet aspect représente par ailleurs un inconvénient puisqu'il s'agit de modifier l'ODN en insérant ces dispositifs en milieu de transmission. Le cristal permet d'effectuer une inversion spectrale du signal grâce à des non-linéarités de deuxième ordre (mélange à trois ondes). Ainsi, les longueurs d'onde basses deviennent hautes et inversement. De cette manière le second tronçon de fibre

standard agit finalement comme compensateur de la dispersion introduite par le premier tronçon. Cette méthode reste délicate à mettre en œuvre.

Certaines solutions tirent, au contraire, avantage des effets de la dispersion chromatique ou du chirp des sources optiques. C'est le cas par exemple des CML (Chirp Managed Laser) [1] [2]. Le principe de fonctionnement de tels lasers repose sur la gestion du chirp pour atteindre de plus grandes distances. Un CML est constitué d'un laser DFB modulé directement et d'un filtre optique périodique multi-cavités placé à sa sortie. De par sa conception, le laser DFB des CML possède un fort chirp adiabatique et les fréquences optiques correspondantes à la modulation d'un "0", respectivement d'un "1", coïncident avec le maximum, respectivement le minimum, d'absorption du filtre optique. De cette manière il est possible d'augmenter le taux d'extinction pour atteindre typiquement 10 dB. De plus, la modulation du laser DFB, qui s'apparente à une modulation de fréquence optique plutôt que d'amplitude optique, est gérée de telle manière à ce que la différence de phase en deux "1" séparés par un "0" soit de π . Ainsi, lors de la propagation dans la fibre optique, les séquences rapides 1-0-1, qui sont d'habitude le plus sujettes aux interférences entre symboles, acquièrent une certaine immunité. Ceci vient du fait que la fréquence du premier "1" est déphasée de π par rapport à la fréquence du second et lors du recouvrement des deux impulsions à cause de la dispersion chromatique, il se produit des interférences destructives qui réduisent l'interférence entre symboles. La Figure 1.24 illustre le principe de fonctionnement des CML. Ces lasers ont été développés par Finisar qui les commercialise désormais. Ils ont montré de très bonnes performances en laboratoire jusqu'à 40 Gb/s avec des architectures de composants plus ou moins complexe [3]-[5].

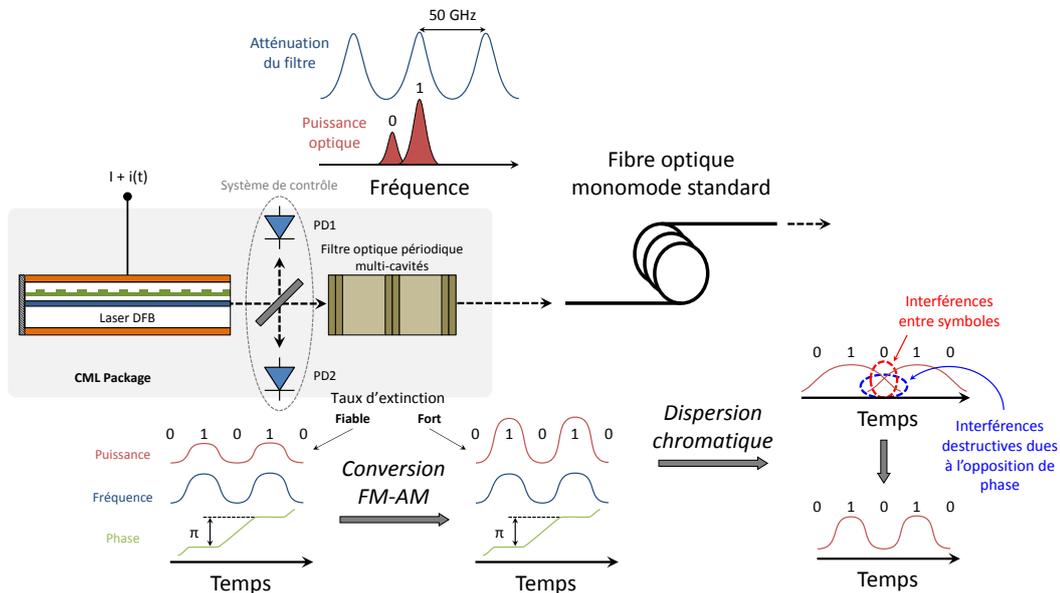


Figure 1.24. Principe de fonctionnement des CML

Au contraire des CML, une autre solution, appelée DST (Dispersion Supported Transmission) [6] [7], tirant également partie du chirp et de la dispersion chromatique, n'a pas trouvé d'application commerciale en dehors des laboratoires. Le principe mis en jeu est quelque peu semblable à celui des CML. Un

laser DFB possédant un fort chirp adiabatique est modulé directement pour produire une modulation de fréquence optique accompagnée d'une modulation résiduelle d'amplitude optique. Le signal est transmis dans la fibre optique. Avec un chirp adiabatique positif, les "1" auront une fréquence optique plus grande que les "0". La dispersion chromatique va donc d'avantage retarder les "0" que les "1". En sortie de la fibre, des pics de puissance optique vont être obtenus au niveau des transitions 0-1 et des creux au niveau des transitions 1-0. Une détection directe suivie d'un filtre passe-bas, typiquement de bande passante égale à 30% du débit voire moins, ou d'un intégrateur permet de retrouver les données envoyées. Le schéma de la Figure 1.25 permet d'illustrer ce principe.

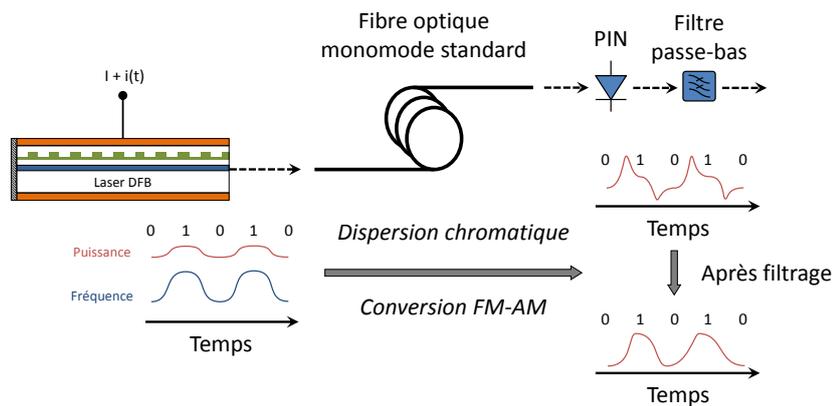


Figure 1.25. Principe de fonctionnement des DST

C'est dans ce cadre de sources optiques contrôlées en chirp que se situent les travaux de cette thèse. Dans le chapitre suivant, nous allons voir l'architecture et le principe de fonctionnement d'un composant, récemment développé, basé sur les travaux de Hoon Kim *et al.* [8] [9]. Nous verrons en quoi ce composant pourrait répondre à la problématique de montée en débit jusqu'à 40 Gb/s dans le réseau d'accès optique passif en satisfaisant des critères de coût, de simplicité et de performances.

2.6 Conclusion

Au travers de cette partie, nous avons pu entrevoir les raisons qui poussent les chercheurs, les opérateurs et les équipementiers à effectuer des recherches pour trouver de nouvelles solutions afin de permettre la montée en débit dans le réseau d'accès optique de demain. Nous avons également mis en avant les principaux problèmes techniques liés à cette montée en débit en rapport avec le travail effectué dans cette thèse, c'est-à-dire le contrôle du chirp et des effets de la dispersion chromatique.

3 Résumé du chapitre

Le réseau d'accès constitue le dernier segment de réseau permettant d'acheminer les informations jusqu'aux utilisateurs. Il s'étend du dernier central, propriété de l'opérateur, jusqu'aux terminaux installés chez les clients. Actuellement en Europe et dans le reste du monde, le réseau d'accès électrique est encore majoritairement basé sur la paire cuivrée ou sur le câble coaxial alors que les réseaux métropolitains et cœurs utilisent d'ores et déjà massivement la fibre optique. L'émergence de nouveaux services

toujours plus gourmands en bande passante, notamment les services vidéo et les services de partage de fichiers multimédias, crée un besoin chez les clients qui contraint les opérateurs à augmenter la capacité, c'est-à-dire le débit, de tous les segments du réseau. Les réseaux d'accès dans le monde sont en train de subir une migration importante. Progressivement les solutions électriques sont remplacées par des solutions utilisant la fibre optique pour augmenter les débits disponibles. Dans certains pays le nombre de clients raccordés par la fibre optique est plus important (Corée du Sud), ou deviendra plus important dans les prochaines années (Japon), que le nombre de clients raccordés par la paire cuivrée et le câble coaxial.

Dans ce chapitre nous avons décrit les principales normes (ITU et IEEE) relatives aux réseaux optiques actuellement déployés ou en cours de déploiement. Nous nous sommes plus particulièrement intéressés aux réseaux PON déployés notamment en France. Nous avons pu mettre en évidence que malgré la grande capacité de ces réseaux, les prévisions prévoient un trafic internet encore plus important dans le futur. Les opérateurs et les équipementiers cherchent donc de nouvelles solutions pour les réseaux d'accès optique de demain (NG-PON). Dans ce chapitre, nous avons également présenté deux des principaux facteurs limitant actuellement la montée en débit dans les futurs réseaux d'accès optique, à savoir le chirp des sources optiques et la dispersion chromatique dans la fibre optique. Le premier caractérise la propension d'une source à générer une modulation de fréquence optique parasite accompagnant la modulation d'intensité désirée. Le second définit la propriété des fibres optiques à disperser temporellement les composantes spectrales de l'onde optique qu'elles propagent. La combinaison des deux paramètres limite les débits atteignables dans les systèmes TDM-PON. Nous avons également vu qu'il existe des technologies qui se servent avantageusement de ces deux propriétés comme par exemple les DST et les CML. Il a également été présenté d'autres solutions permettant de contrecarrer les effets combinés de la dispersion chromatiques et du chirp. Le chapitre suivant est consacré à la description de la source optique qui fait l'objet de ce travail de thèse ainsi qu'à la description de son principe de fonctionnement.

Chapitre 2

Dual Electroabsorption Modulated Laser (D-EML)

À la fin du chapitre précédent, nous présentions des techniques permettant de contrecarrer, ou tout du moins, de minimiser les effets de la dispersion chromatique et du chirp sur les performances en transmission. Dans ce chapitre nous allons introduire une autre méthode associée directement au composant D-EML. Le premier objectif de ce chapitre est de décrire la source optique et son principe de fonctionnement qui sont au cœur de ce travail de thèse ainsi nous verrons en quoi ce composant pourrait répondre à la problématique de montée en débit jusqu'à 40 Gb/s pour les futurs réseaux d'accès optiques. Le second objectif est de présenter les différents modèles qui ont été mis en place pour décrire le comportement de cette source optique dans des simulations systèmes visant à déterminer les performances en transmission dans diverses configurations.

Lorsqu'un laser est modulé uniquement en amplitude, la porteuse optique est encadrée par les deux bandes du signal modulant et le spectre optique modulé est dit double bandes avec porteuse (ODSB-LC : Optical Double Side Band-Large Carrier). Ce spectre s'étale sur une bande de fréquences dont la largeur dépend du débit et de l'efficacité spectrale de la modulation. Lors de la propagation du signal modulé dans la fibre, les fréquences optiques le constituant vont être affectées par des retards différents à cause de la dispersion chromatique comme cela a été présenté dans le chapitre 1. Dans le cas d'un canal IM-DD dispersif, une opposition de phase peut apparaître entre les deux signaux électriques issus du battement de chacune des deux bandes latérales (USB : Upper Side Band et LSB : Lower Side Band) avec

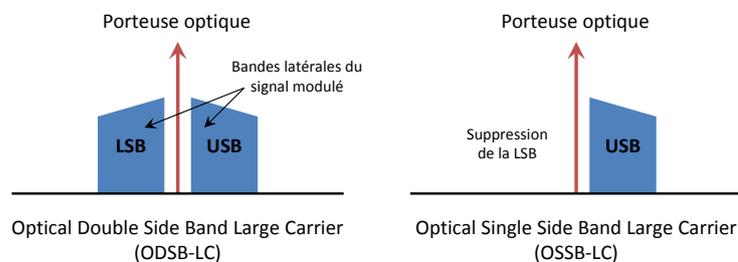


Figure 2.1. Représentation schématique des spectres optiques ODSB-LC et OSSB-LC

la porteuse provoquant les évanouissements fréquentiels que nous avons introduits dans la partie 2.4.2 du chapitre 1. En fonction de la bande occupée par le signal modulant et de la distance à parcourir, les performances en transmission risquent d'être dégradées. Pour remédier à ce problème, une solution simple consiste à supprimer une des deux bandes latérales du signal modulé. Le spectre optique obtenu est dit à bande latérale unique avec porteuse (OSSB-LC : Optical Single Side Band-Large Carrier) et possède une certaine immunité face aux effets de la dispersion chromatique.

Plusieurs moyens peuvent être employés pour obtenir un signal OSSB. L'idée la plus simple consiste à ajouter en sortie de la source ODSB un filtre optique centré sur l'une des deux bandes afin d'en abaisser la puissance. Cette technique implique donc l'utilisation d'un filtre optique d'ordre assez élevé pour supprimer correctement l'une des deux bandes latérales sans affecter la porteuse ou l'autre bande. Il en résulte un surcoût au niveau de l'émetteur. Une autre solution consiste à utiliser un DPMZM (Dual Parallel Mach-Zehnder Modulator) pour générer directement un signal OSSB [41]. L'inconvénient cette fois-ci est que ce composant est assez encombrant et utilise des tensions de contrôle élevées, typiquement 5 V. La solution que nous exposons dans ce chapitre consiste à conjuguer, dans les bonnes proportions, une modulation d'amplitude et de fréquence optique à l'aide d'un composant tout intégré pour générer un signal OSSB.

1 Le composant

1.1 Introduction

J. Binder et U. Kohn démontrèrent par la simulation qu'en conjuguant, dans les bonnes proportions, une modulation d'amplitude et de fréquence optique, il était possible de générer un signal OSSB pour une modulation OOK-NRZ (On-Off Keying-Non-Return to Zero) et de permettre ainsi l'augmentation des distances de transmission [42]. Le principe de génération du signal OSSB, connu depuis plusieurs années [43], repose sur l'association d'une modulation d'amplitude et de fréquence optique. Une condition existe entre l'indice de modulation en amplitude et en fréquence pour laquelle le signal produit est OSSB. Nous détaillerons cette condition dans la partie 1.3. Ces travaux de simulation ont été repris plus tard de manière expérimentale par Hoon Kim *et al.* [8] [9]. Un laser DFB assurait alors la modulation de fréquence optique et un EAM gérait la modulation d'intensité optique. De très bonnes performances en transmission jusqu'à 175 km ont été obtenues pour un débit de 10 Gb/s. Juan Petit *et al.* ont également effectué des travaux dans la même direction quelques années plus tard mais cette fois-ci avec un composant monolithiquement intégré [10]. Ce dernier est en fait un EML (Electroabsorption Modulated Laser), composé d'un laser DFB et d'un EAM intégrés sur une même puce, dont la particularité est d'être doté de deux accès de modulation, un pour le laser et un pour le modulateur. Le composant a alors été rebaptisé D-EML (Dual Electroabsorption Modulated Laser). C'est ce composant et ses évolutions qui sont au centre de ce travail de thèse.

1.2 Description du composant

Un laser est constitué d'un milieu à gain et d'un système de contre-réaction, aussi appelé cavité résonnante, permettant d'entretenir les oscillations d'une ou de plusieurs longueurs d'onde. Pour obtenir de la lumière par émission stimulée il faut apporter de l'énergie au laser sous forme électrique ou optique pour effectuer l'inversion de population. C'est ce que l'on appelle le pompage. Les électrons pas-

sent ainsi de la bande de valence E_v à la bande de conduction E_c . Lorsqu'un photon incident d'énergie $h\nu$ vient désexciter un électron, deux photons résultants d'énergie $h\nu$ sont alors produits entraînant une réaction en chaîne. La Figure 2.2 présente la structure de bande d'un laser et le processus d'émission stimulée. Pour que celle-ci ait lieu, il faut néanmoins satisfaire la condition de Bernard-Durauffourg [44] :

$$E_g < h\nu < E_{fc} - E_{fv} \quad (1)$$

Où E_g est l'énergie de la bande interdite et E_{fc} et E_{fv} sont les énergies des quasi-niveaux de Fermi relatifs à la bande de conduction et à la bande de valence. La lumière alors émise par le laser est cohérente, c'est-à-dire que les photons possèdent la même longueur d'onde, la même direction et la même phase. En réalité un laser n'est jamais parfaitement monochromatique et c'est sa largeur de raie qui définit sa pureté spectrale.

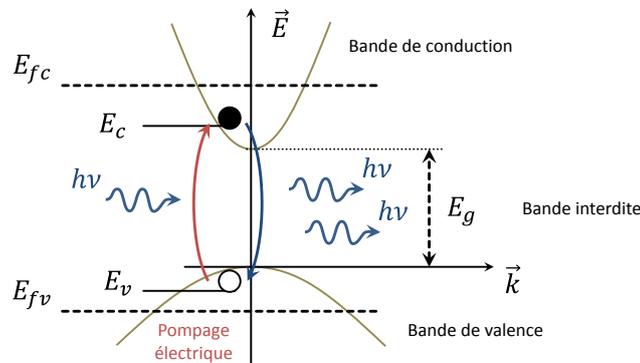


Figure 2.2. Structure de bande d'un laser et processus d'émission stimulée

Un laser à semi-conducteurs est un laser solide formé d'une jonction PN polarisée en directe. Les matériaux à gain sont généralement des composés binaires, ternaires ou quaternaires formés avec des éléments des colonnes III et V du tableau périodique de Mendeleïev. Ces éléments sont particulièrement adaptés aux systèmes de télécommunication par fibre optique puisque leurs transitions optiques sont dans le domaine $1,3 \mu\text{m} - 1,5 \mu\text{m}$. La couche active du laser est entourée de deux couches de confinement optique possédant des indices de réfraction plus faibles, des bandes interdites plus grandes et des dopages opposés. L'interface entre la couche active et une couche de confinement représente une hétérojonction électrique. On dit alors que l'hétérojonction PN confine à la fois les électrons et les photons. Le confinement transverse de la lumière est effectué grâce à la différence d'indice de réfraction entre les régions avec ou sans gain (guidage par l'indice). Une technique pour réaliser le confinement transverse de la lumière consiste à délimiter le milieu actif sous forme d'un ruban de section rectangulaire encerclé par un matériau de bande interdite plus grande et d'indice plus faible (laser à ruban enterré [20]). Le fait d'enterrer la couche active dans ce matériau, permet de confiner les électrons et les photons dans les deux dimensions. L'injection de porteurs dans la jonction est effectuée au moyen d'un courant.

Les techniques d'élaboration des couches semi-conductrices ont été largement améliorées ces dernières années et permettent désormais d'obtenir des épaisseurs de quelques nanomètres. Ces progrès technologiques ont donné naissance à de nouveaux types de lasers parmi lesquels on retrouve les lasers

à multi-puits quantiques (MQW : Multiple Quantum Wells). Un puits quantique est constitué d'un matériau de faible largeur de bande interdite et d'épaisseur nanométrique, entouré d'un matériau de bande interdite plus élevée. Les porteurs (électrons et trous) se trouvent confinés dans la région de faible bande interdite. L'épaisseur de cette région (quelques nanomètres) est choisie pour être de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde de de Broglie de ces porteurs dans le matériau massif. En conséquence, l'énergie cinétique pour le mouvement perpendiculaire aux couches devient quantifiée, c'est pourquoi on parle de lasers à puits quantiques. Les avantages liés à de telles structures sont nombreux. Il est possible de changer la longueur d'onde d'émission en changeant l'épaisseur de la région active, le rendement quantique est meilleur et la stabilité du dispositif en température est accrue. La Figure 2.3(a) montre le diagramme de bande et le processus d'émission stimulée intervenant dans un laser semi-conducteur à puits quantiques. L'inversion de population est réalisée par pompage électrique. Les électrons passent de l'état fondamental E_1 à l'état excité E_2 . Lorsqu'un photon d'énergie $h\nu > E_g$ vient désexciter un électron, deux photons d'énergie $h\nu$ identiques sont alors créés. La caractéristique de transfert typique d'un laser à semi-conducteur est représentée sur la Figure 2.3(b). Jusqu'au courant de seuil c'est l'émission spontanée qui domine et au-delà l'émission stimulée prend le relais.

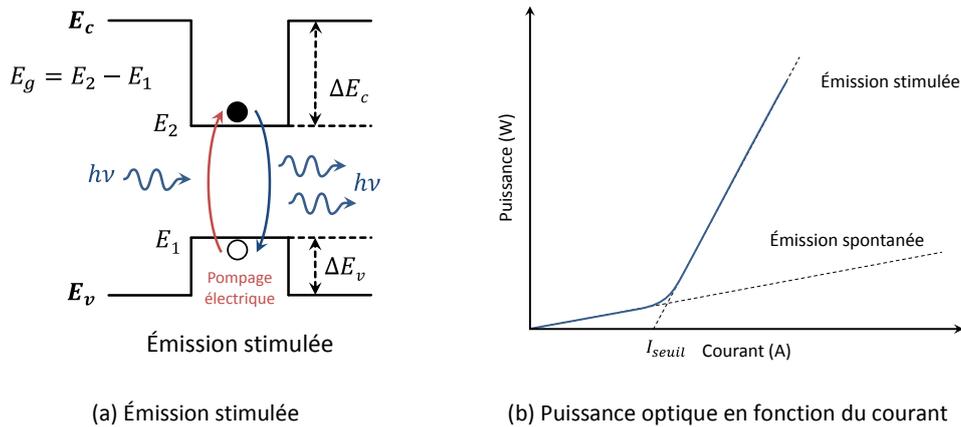


Figure 2.3. Illustration du principe d'émission stimulée dans les lasers à puits quantiques

Il est également possible d'exploiter le processus d'absorption stimulée dans les matériaux semi-conducteurs à puits quantiques lorsque ceux-ci sont polarisés en inverse afin de produire une modulation d'intensité lumineuse. Le composant utilisant cet effet est ainsi appelé modulateur électro-absorbant (EAM : Electro-Absorption Modulator) et se comporte un peu à la manière qu'une photodiode. Le matériau actif est transparent aux photons dont l'énergie $h\nu$ est inférieure à sa propre énergie de bande interdite E_g . Lorsqu'un champ électrique est appliqué à la jonction PN, l'énergie de bande interdite du matériau actif se décale vers les grandes longueurs d'onde entraînant de même le décalage du bord de la courbe d'absorption (Figure 2.4(b)). Le processus d'absorption stimulée, décrit par la Figure 2.4(a), montre l'absorption d'un photon par l'excitation d'un électron qui passe de la bande de valence E_v à la bande de conduction E_c . Les porteurs sont ensuite évacués hors de la jonction PN par le champ électrique sous la forme d'un photocourant. L'effet d'électro-absorption est plus important dans les matériaux à puits quantiques (QCSE : Quantum Confined Stark Effect) que dans les matériaux massifs (FKE : Franz-Keldysh Effect).

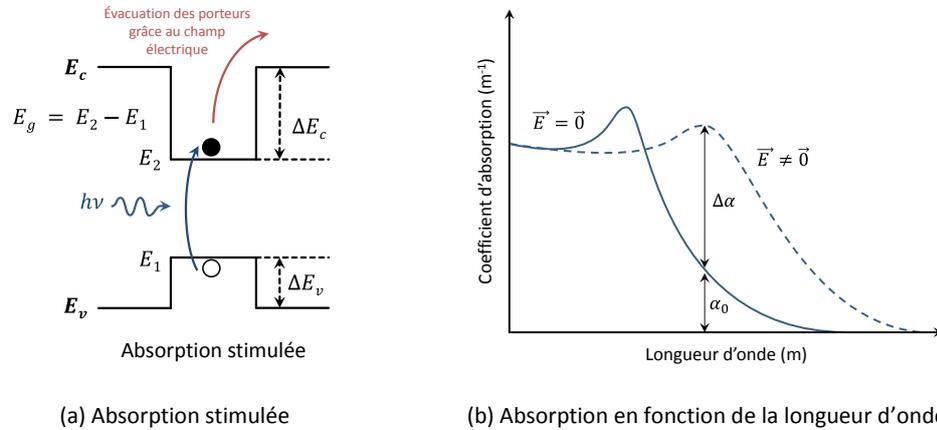


Figure 2.4. Illustration de l'absorption stimulée dans les modulateurs à puits quantiques

Les matériaux semi-conducteurs et en particulier ceux à base de puits quantiques sont très intéressants pour les télécommunications optiques fibrées. En effet ils sont compacts, robustes, peu chers à fabriquer et ils possèdent un fort pouvoir d'intégrabilité. Il est notamment possible de concevoir des EML (Electroabsorption Modulated Laser) en intégrant sur la même puce semi-conductrice un laser et un modulateur électro-absorbant. D'autres structures plus complexes peuvent alors être réalisées en intégrant diverses fonctions photoniques. Le composant considéré dans cette thèse est en fait un cas particulier d'EML.

Le D-EML que nous avons utilisé et modélisé est fabriqué par le laboratoire III-V Lab. C'est une source optique composée d'un laser DFB et d'un EAM monolithiquement intégrés émettant dans la bande C. À la différence des lasers Fabry-Perot multimodes pour lesquels la cavité laser est formée par deux facettes semi-réfléchissantes, les lasers DFB utilisent une contre-réaction distribuée permettant la sélection d'un seul mode principal (en théorie deux modes sont favorisés, mais en pratique la dissymétrie naturelle ou provoquée du composant fait qu'un mode domine dans la cavité). Cette contre-réaction est le plus souvent assurée par une variation périodique de l'indice de réfraction d'un ruban placé juste au-dessus du milieu à gain. Le réseau d'indice s'apparente alors à un réseau de Bragg (DBR : Distributed Bragg Reflector) qui impose des pertes intra-cavités différentes en fonction des modes dans la cavité, favorisant ainsi un mode au détriment des autres. Le laser DFB est donc très monochromatique. L'EAM utilise l'effet Stark confiné quantiquement pour absorber les photons et les convertir en photocourant permettant ainsi de moduler principalement l'intensité lumineuse.

La technologie de conception utilisée pour les sections laser et modulateur est basée sur des puits quantiques en matériau AlGaInAs choisi pour son facteur de confinement électronique important permettant de très bonnes propriétés d'électro-absorption et de faibles fuites de porteurs par effets thermiques. La même couche active est utilisée pour les sections laser et modulateur et les gaps de ces dernières sont obtenus par croissance sélective (SAG : Selective Area Growth). Le guide d'onde du composant est enterré sélectivement avec deux couches actives semi-isolantes d'InP dopées respectivement avec du Fe et du Ru. La structure enterrée semi-isolante assure une faible capacité parasite pour l'EAM et une faible résistance thermique pour le laser. Le dopage Fe apporte en effet une forte résistivité de la couche InP. Le dopage au Ru a été introduit pour prévenir les inter-diffusions Zn-Fe et fournir un seul

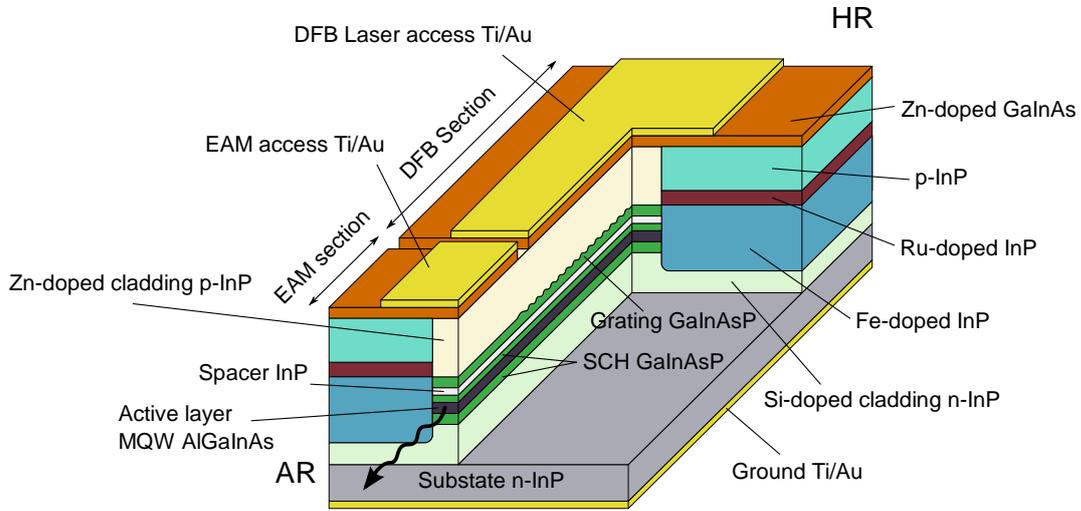


Figure 2.5. Vue schématique en coupe du D-EML

indice de confinement optique pour tout le guide d’onde. Le composant est complété par une couche dopée P standard permettant le confinement et le contact électrique de la structure. La couche dopée P est assez large et favorise ainsi une faible résistance en série pour les deux sections correspondantes au laser et au modulateur permettant ainsi d’augmenter la bande passante des composants. La Figure 2.5 illustre une vue en coupe du D-EML sur laquelle les différentes couches de fabrication sont légendées. La section EAM fait 75 μm de long et peut être modulée jusqu’à 40 GHz. La section laser mesure 470 μm de long et est conçue pour augmenter l’efficacité FM (chirp adiabatique) en comparaison des EML classiques. La bande passante AM du laser est aux alentours de 12 GHz alors que sa bande passante FM se situe plutôt vers 15 GHz.

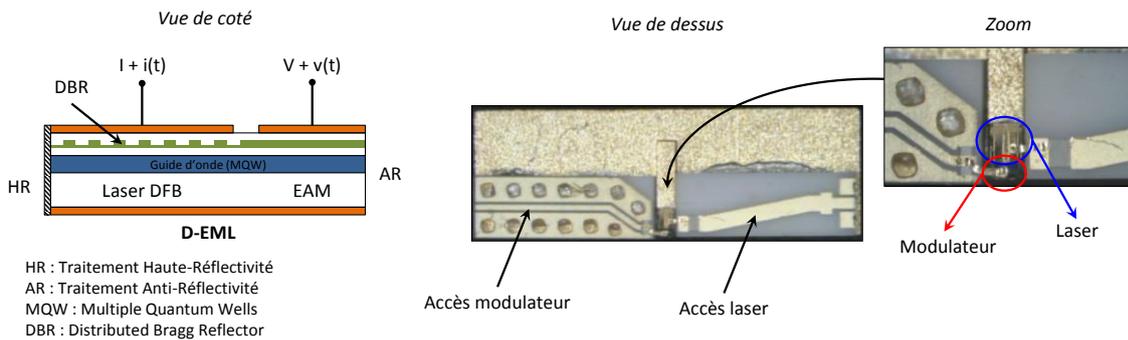


Figure 2.6. Schéma et photographies du D-EML

La Figure 2.6 montre un schéma de profil et deux photographies du D-EML. La puce d’expérimentation mesure 2 mm par 6 mm. La puissance de sortie couplée dans une fibre est d’environ 4 dBm. Les deux accès de modulation permettent de séparer, sur un composant tout intégré, la fonction de modulation de fréquence optique apportée par le laser et la fonction de modulation d’intensité op-

tique exécutée par le modulateur électroabsorbant. Un driver dual a également été développé par une autre équipe du laboratoire III-V Lab pour faciliter l'utilisation du D-EML. On pourrait envisager l'intégration du D-EML dans des boîtiers standard TO-CAN pour une éventuelle commercialisation.

Ce design de composant souffre néanmoins de quelques défauts qui ne lui sont, par ailleurs, pas spécifiques. Les chirps transitoires du laser et du modulateur (modulation de phase optique) viennent perturber le fonctionnement en modulation duale qui est basé sur l'association d'une modulation de fréquence optique (chirp adiabatique) et d'amplitude optique. La qualité du traitement anti-réfléctif au niveau de la facette de sortie du D-EML est limitée par des contraintes technologiques (la réflectivité minimum atteignable est d'environ 10^{-4}). Ceci entraîne un retour optique dans la cavité laser qui peut modifier la densité de photons et donc la densité de porteurs. La résultante est une variation de la fréquence d'émission du laser ce qui peut être assimilé à un chirp adiabatique [21]. Un autre inconvénient réside dans la position du plan de clivage sur le DBR au niveau de la facette HR (Haute Réflectivité). Ce plan coupe le réseau de manière aléatoire provoquant ainsi des phases aux facettes aléatoires altérant la position des modes du laser et influençant également le chirp [21].

1.3 Principe de fonctionnement

Nous avons expliqué dans les parties précédentes que l'intérêt du D-EML est d'associer dans un même composant un modulateur de fréquence optique et un modulateur d'amplitude optique permettant de générer un signal OSSB possédant une certaine immunité face aux effets de la dispersion chromatique de la fibre monomode. Nous allons maintenant détailler les équations montrant le principe de génération d'un signal SSB-LC à partir du couplage FM/AM pour le cas d'une modulation sinusoïdale et nous étendrons l'étude à des modulations binaires ou des modulations larges bandes.

Soit $S_{FM}(t)$ le signal résultant de la modulation en fréquence d'une porteuse de pulsation ω_p par un signal modulant sinusoïdal de pulsation ω_m :

$$S_{FM}(t) = Ae^{j\omega_p t} e^{j\beta \sin(\omega_m t)} \quad (2)$$

Où A est la puissance moyenne de la porteuse et β l'indice de modulation en fréquence. En écrivant le terme de modulation exponentiel de (2) en séries entières, on obtient :

$$S_{FM}(t) = Ae^{j\omega_p t} \left(1 + j\beta \sin(\omega_m t) - \frac{1}{2!} \beta^2 \sin^2(\omega_m t) - j \frac{1}{3!} \beta^3 \sin^3(\omega_m t) + \dots \right) \quad (3)$$

La bande occupée par le spectre du signal modulé en fréquence dépend de l'indice de modulation β et si cet indice est suffisamment faible, $\beta \ll 1$, alors on peut parler de modulation de fréquence en bande étroite (NBFM : Narrow Band Frequency Modulation). Notez que la NBFM est un exemple de modulation linéaire. Typiquement, $\beta < 0,2$ est pris comme condition suffisante pour se placer en condition de NBFM [43]. L'équation (3) devient alors :

$$S_{NBFM}(t) = Ae^{j\omega_p t} (1 + j\beta \sin(\omega_m t)) \quad (4)$$

On ne peut alors s'empêcher de faire le parallèle avec l'expression d'une modulation d'amplitude :

$$S_{AM}(t) = Ae^{j\omega_p t} (1 + m \cos(\omega_m t)) \quad (5)$$

m est l'indice de modulation en amplitude. La mise en évidence des différences entre la NBFM et l'AM est plus parlante en utilisant les représentations vectorielles des expressions (4) et (5) :

$$S_{NBFM}(t) = Ae^{j\omega_p t} \left(1 + \frac{1}{2} \beta e^{j\omega_m t} - \frac{1}{2} \beta e^{-j\omega_m t} \right) \quad (6)$$

$$S_{AM}(t) = Ae^{j\omega_p t} \left(1 + \frac{1}{2} m e^{j\omega_m t} + \frac{1}{2} m e^{-j\omega_m t} \right) \quad (7)$$

Si l'on considère un même modulant pour la NBFM ($\beta \ll 1$) et pour l'AM et que l'on combine ces deux modulations en respectant la condition $\beta = m$ alors il est possible d'obtenir un signal SSB-LC :

$$\begin{aligned} S_{AM+NBFM}(t) &= Ae^{j\omega_p t} (1 + m \cos(\omega_m t))(1 + j\beta \sin(\omega_m t)) \\ &= Ae^{j\omega_p t} \left(1 + \frac{1}{2} \beta e^{j\omega_m t} - \frac{1}{2} \beta e^{-j\omega_m t} + \frac{1}{2} \beta e^{j\omega_m t} + \frac{1}{4} \beta^2 e^{j2\omega_m t} \dots \right. \\ &\quad \left. \dots - \frac{1}{4} \beta^2 e^{j(\omega_m - \omega_m)t} + \frac{1}{2} \beta e^{-j\omega_m t} + \frac{1}{4} \beta^2 e^{j(\omega_m - \omega_m)t} - \frac{1}{4} \beta^2 e^{-j2\omega_m t} \right) \\ &= Ae^{j\omega_p t} \left(1 + \beta e^{j\omega_m t} - \frac{1}{4} \beta^2 e^{-j2\omega_m t} + \frac{1}{4} \beta^2 e^{j2\omega_m t} \right) \\ &\approx Ae^{j\omega_p t} (1 + \beta e^{j\omega_m t}) \end{aligned} \quad (8)$$

La Figure 2.7 représente schématiquement, par analogie aux équations (6), (7) et (8), les modulations d'amplitude et de fréquence en bande étroite ainsi que la somme des deux permettant de générer un signal SSB-LC.

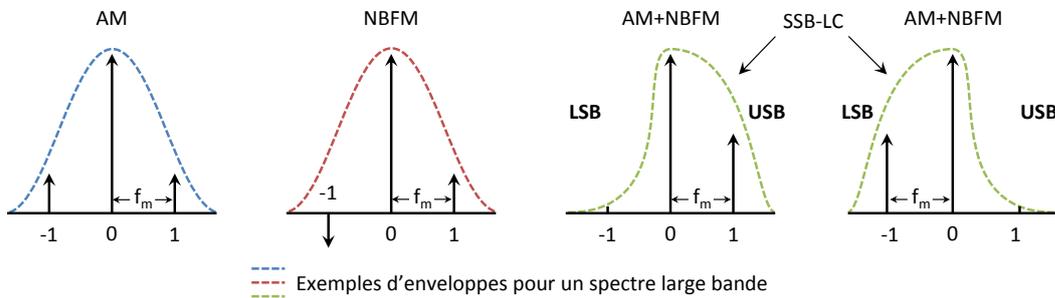


Figure 2.7. Représentation schématique de la génération d'un spectre SSB-LC

Si le modulant est le même pour la modulation de fréquence et d'amplitude, alors c'est la bande latérale inférieure (LSB : Lower Side Band) qui est supprimée comme dans l'exemple de l'expression (8) et de la Figure 2.7. En revanche, si les signaux modulants sont en opposition de phase alors c'est la bande latérale haute (USB : Upper Side Band) qui est cette fois-ci supprimée.

Les indices de modulation en fréquence β et en amplitude m peuvent être reliés à des grandeurs plus communes relatives à l'amplitude des signaux de puissance et de fréquence optique selon les relations (9) et (10) :

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{\Delta f_{pp}}{2f_m} \quad (9)$$

Δf est la déviation en fréquence pic, Δf_{pp} la déviation en fréquence pic-à-pic et f_m la fréquence du signal modulant.

$$m = \frac{m_{IM}}{2} \quad (10)$$

m_{IM} est l'indice de modulation en intensité. Ce dernier est directement lié aux grandeurs optiques mesurables que sont les puissances optiques :

$$m_{IM} = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{P_{\max} + P_{\min}} \quad (11)$$

P_{\max} et P_{\min} sont les puissances optiques maximales et minimales du signal optique modulé sinusoidalement. La condition pour obtenir un signal SSB-LC, $\beta = m$, peut donc être réécrite de la manière suivante :

$$\Delta f_{pp} = m_{IM} f_m \quad (12)$$

Si l'on considère non plus un signal sinusoidal mais maintenant un signal large bande défini sur $[f_{\min}; f_{\max}]$ alors, pour un indice de modulation en intensité m_{IM} fixé, la condition (12) doit être satisfaite pour chaque fréquence contenue dans le spectre du signal large bande :

$$\Delta f_{pp}(f) = m_{IM} f \quad \text{avec : } f \in [f_{\min}; f_{\max}] \quad (13)$$

Il existe toutefois une simplification proposée par J. Binder et U. Kohn [42] pour les applications de communications numériques utilisant une modulation OOK (On-Off Keying) et un codage binaire NRZ (Non Return to Zero).

Pour ce type de modulation, le spectre résultant est continu et l'on prend alors comme fréquence de référence pour satisfaire l'équation (12) la fréquence de modulation maximale ayant un contenu spectral significatif, à savoir :

$$f_m = \frac{B}{2} \quad (14)$$

B est le débit binaire de la transmission. L'indice de modulation en intensité peut alors être directement lié au taux d'extinction linéaire (ER : Extinction Ratio) déterminé par le rapport entre la puissance moyenne d'un "1" et d'un "0" :

$$m_{IM} = \frac{ER - 1}{ER + 1} \quad (15)$$

La condition (12) est alors approchée pour une modulation binaire par l'expression :

$$\Delta f_{pp} = \frac{B}{2} \frac{ER - 1}{ER + 1} \quad (16)$$

Si l'on considère un taux d'extinction très important alors l'indice de modulation en intensité tend vers 1 et la déviation en fréquence nécessaire pour satisfaire la condition (16) vaut $B/2$ c'est-à-dire la moitié du débit de transmission. De plus, si on calcule la différence de phase produite par la déviation fréquentielle intégrée sur un temps bit T pour une séquence 1-0-1, on obtient :

$$\Delta\varphi = 2\pi \int_0^T \Delta f_{pp} dt = 2\pi \frac{B}{2} T = \pi \quad (17)$$

On s'aperçoit que cette différence de phase vaut π et qu'on pourrait l'assimiler à une modulation duobinaire [45] [46] ou à la modulation produite par un CML [2]. Les interférences entre symboles provoquées par la dispersion chromatique au niveau des séquences 1-0-1 sont réduites par les interférences destructives générées à cause de la différence de phase de π conduisant ainsi à de bonnes performances en transmission même pour de grandes distances. Bien qu'un indice de modulation en intensité proche de 1 soit nécessairement associé à un déphasage de π pour une séquence 1-0-1 si l'on souhaite satisfaire la condition SSB, des indices de modulation plus faibles peuvent être utilisés et le déphase produit est alors inférieur à π . Cependant, nous verrons dans les résultats de simulation du chapitre 3 que les performances ne s'en trouvent pas dégradées pour autant, mais plutôt améliorées. La Figure 2.8 résume le principe de la modulation duale par une analyse temporelle.

L'analyse temporelle doit également être complétée par une analyse fréquentielle puisque la modulation produite est de l'OSSB. Dans le domaine fréquentiel, nous l'avons déjà abordé, la suppression d'une bande latérale permet de minimiser les évanouissements fréquentiels propres au canal IM-DD dispersif.

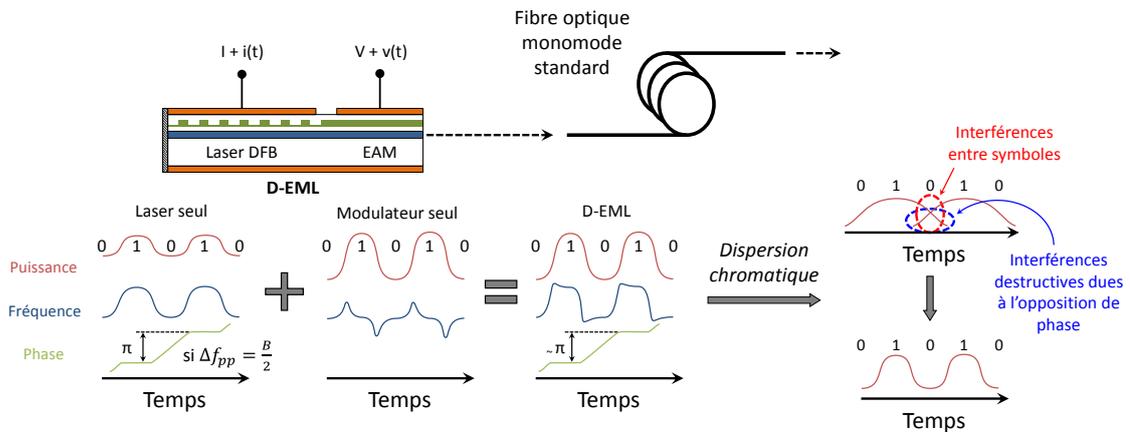


Figure 2.8. Principe de fonctionnement du D-EML

Il existe trois possibilités de modulation pour le D-EML. La première que nous appellerons *modulation simple* consiste à ne moduler que l'EAM et à polariser le laser avec un courant constant. Cette configuration classique d'un EML nous servira souvent de référence. La deuxième possibilité de modulation, appelée *modulation duale en phase*, consiste à moduler le laser et le modulateur par les mêmes données en phase. Cette configuration DATA/DATA permet de supprimer la bande latérale inférieure et confère le meilleur taux d'extinction possible. La troisième configuration envisagée est dénommée *modulation duale en opposition de phase*. Elle consiste à moduler le modulateur par les données à transmettre et le laser par les mêmes données mais inversées. Cette configuration $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$ permet de supprimer la bande latérale supérieure et offre un taux d'extinction plus faible que la configuration DATA/DATA car la modulation d'amplitude résiduelle du laser vient réduire la modulation d'amplitude principale produite par le modulateur.

1.4 Conclusion

Pour résumer, le D-EML, fruit d'un long travail de recherche et d'évolutions, est une source optique intégrant monolithiquement un laser DFB et un modulateur EA sur InP. Contrairement aux EML classiques, il possède deux accès de modulation indépendants pour le laser et le modulateur. Le laser DFB est conçu pour avoir une forte efficacité FM, c'est-à-dire un fort chirp adiabatique. Ce laser est donc utilisé comme un modulateur de fréquence optique. Le chirp transitoire, toujours présent, et la modulation d'amplitude résiduelle due à la variation de courant restent des éléments parasites au regard de l'application visée. Le modulateur EA, agit comme un modulateur d'intensité optique en absorbant la lumière. Il possède un chirp transitoire mais pas, ou quasiment pas, de chirp adiabatique. Les effets de chirp du modulateur sont plutôt considérés comme des effets indésirables. Ainsi le D-EML intègre en un même composant un modulateur d'amplitude et de fréquence optique qui peuvent être contrôlés séparément. L'application visée dans ces travaux est la génération d'un signal OSSB plus immunisé face aux effets du canal IM-DD dispersif qu'un signal ODSB, ce qui doit permettre d'augmenter les distances de propagation sans utilisation de systèmes de compensation de dispersion. Trois schémas de modulation ont été envisagés, la modulation simple, la modulation duale en phase et la modulation duale en opposition de phase. Une partie du travail de cette thèse a consisté à modéliser le D-EML grâce à des résultats expérimentaux pour pouvoir effectuer des simulations systèmes complètes. La méthodologie rete-

nue a été, dans un premier temps, de confronter les résultats de simulation à ceux obtenus expérimentalement pour valider le modèle. Puis des simulations plus poussées ont été menées pour obtenir les limites en termes de distances et de débits atteignables avec le D-EML. La partie suivante est consacrée à la description des modèles.

2 Les modèles de D-EML

2.1 Introduction

Il peut exister plusieurs méthodes pour modéliser un même élément (composant, canal, système, etc.) en fonction des phénomènes que l'on souhaite observer. Par exemple, un modèle phénoménologique d'un composant permettra un prototypage rapide afin d'observer les possibilités qu'il offre dans un système complet, alors qu'un modèle orienté composant prendra en compte tous les paramètres physiques de celui-ci pour modéliser au mieux son comportement, le rendant potentiellement inexploitable dans des simulations système du fait de sa plus grande complexité. Ce qu'il faut bien garder en tête c'est la portée et l'utilisation du modèle, c'est-à-dire ce qui permet d'en définir les limites. Par exemple, un modèle simple pourra être utilisé dans certaines conditions alors qu'il faudra utiliser un modèle plus complexe pour d'autres conditions.

Plusieurs modèles de D-EML ont été réalisés soit par nous-même soit par nos partenaires collaboratifs au sein du projet ANR-MODULE. Nous avons réalisé à l'aide du logiciel VPItransmissionMaker™ un modèle idéal et un modèle phénoménologique (appelés tout naturellement dans la suite de ce manuscrit *modèle idéal* et *modèle phénoménologique*) ainsi qu'un modèle orienté composant cette fois-ci à l'aide de VPIcomponentMaker™. Notre partenaire académique Télécom ParisTech a développé un modèle plutôt orienté composant avec Matlab™.

2.2 Modèle idéal

En premier lieu, un *modèle idéal* de D-EML a été réalisé pour vérifier la possibilité de générer un signal OSSB grâce à la combinaison appropriée d'une modulation d'amplitude et de fréquence optique. Ce modèle a également permis de retrouver des résultats établis dans [42]. Le modèle idéal est simplement composé de trois blocs, un laser à émission continue, un modulateur de fréquence optique idéal et un modulateur d'amplitude optique idéal. La Figure 2.9 présente cette architecture simple.

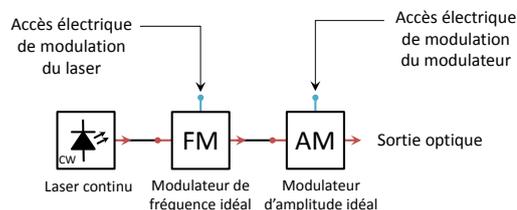


Figure 2.9. Schéma du modèle idéal de D-EML

Le laser à émission continue est polarisé rectilignement et possède une phase initiale nulle. La largeur de raie du laser Δf (FWHM : Full Width at Half Maximum) est modélisée par un bruit blanc gaus-

sien de variance $2\pi\Delta f$ dont la réalisation $\omega(t)$ module en fréquence la raie idéale du laser à la fréquence f_c . L'expression du champ à la sortie de ce laser $E_{CW}(t)$ est donnée par :

$$E_{CW}(t) = \sqrt{P} e^{j2\pi f_c t} e^{j \int_0^t \omega(\tau) d\tau} \quad (18)$$

P est la puissance moyenne optique émise par le laser. Le champ sortant du laser à émission continue est ensuite modulé en fréquence par les données $d_{FM}(t)$ arrivant sur l'entrée de modulation électrique du laser pour donner le champ en sortie du modulateur de fréquence optique noté $E_{FM}(t)$:

$$E_{FM}(t) = E_{CW}(t) e^{j2\pi \int_0^t \Delta f_{pp} (d_{FM}(\tau) - 0,5) d\tau} \quad (19)$$

Δf_{pp} est la déviation en fréquence pic-à-pic et la condition $0 \leq d_{FM}(t) \leq 1$ doit être respectée. Ce même champ est ensuite modulé en amplitude par les données $d_{AM}(t)$ entrant sur l'accès de modulation électrique du modulateur pour donner le champ en sortie du D-EML noté $E_{D-EML}(t)$:

$$E_{D-EML}(t) = E_{FM}(t) \cdot \sqrt{(1-m) + m \cdot d_{AM}(t)} \quad (20)$$

m représente l'indice de modulation en intensité qui prend ici une définition différente de ce que nous avons vu précédemment. Avec cette définition et le fait que $0 \leq d_{AM}(t) \leq 1$, la fonction de transfert du modulateur est également comprise entre 0 et 1 ce qui s'apparente bien à un modulateur électroabsorbant idéal.

Tableau 2.1. Paramètres du modèle idéal de D-EML

Nom	Symbole	Valeur typique	Unité
EmissionFrequency	f_c	299792458/1,535 · 10 ⁻⁶	Hz
AveragePower	P	10 · 10 ⁻³	W
Linewidth	Δf	10 ⁶	Hz
FrequencyDeviation	Δf_{pp}	1 · 10 ¹²	Hz/A
ModulationIndex	m	1	-

Les paramètres accessibles dans ce modèle sont relativement restreints et sont regroupés dans le Tableau 2.1. Nous montrerons dans la suite de ce mémoire (chapitre 3) comment à partir de ce modèle simple nous avons pu valider le concept de modulation duale pour combattre les imperfections du canal optique filaire.

2.3 Modèle phénoménologique

En second lieu, un *modèle phénoménologique*, s'appuyant sur les données de caractérisation que l'on peut trouver typiquement dans les datasheets, a été réalisé en vue de se rapprocher du comportement réel du D-EML tout en gardant une approche simple pour des simulations systèmes rapides. C'est ce modèle qui a été le plus utilisé pour les simulations systèmes du fait de sa simplicité de fonctionne-

ment allié à un comportement très ressemblant à celui du composant réel. Notre forte préoccupation a été de maintenir en permanence ce modèle au plus près des composants fabriqués par III-V Lab.

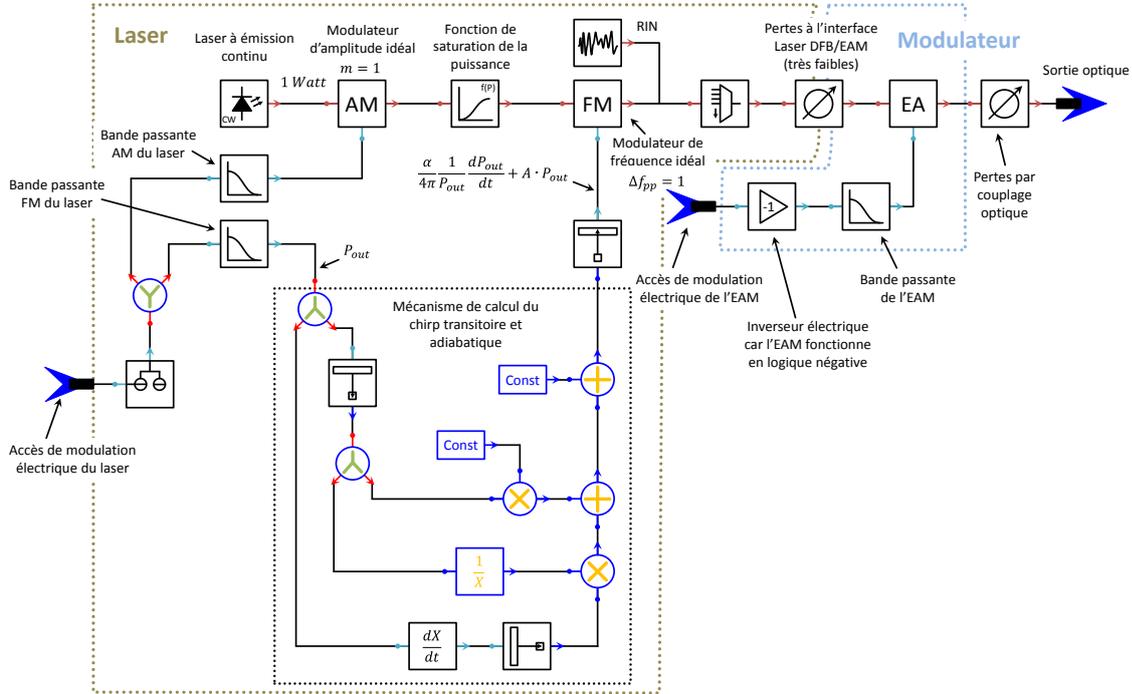


Figure 2.10. Schéma du modèle phénoménologique du D-EML

La Figure 2.10 montre un synoptique du modèle phénoménologique du D-EML. Ce modèle est composé de deux sections, l'une correspondante au laser et l'autre au modulateur. Le laser est modélisé en partant du même modèle à émission continu décrit dans la partie 2.2, d'un modulateur d'amplitude et d'un modulateur de fréquence, tous deux idéaux, pour décrire le comportement en amplitude et en phase. La fonction de transfert en puissance à la sortie du modulateur d'amplitude idéal est :

$$\begin{cases} P_{AM}(t) = \eta(I_{bias} - I_{th} + Gv(t)) & \text{si } I_{bias} + Gv(t) \geq I_{th} \\ P_{AM}(t) = 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (21)$$

G est la transconductance du driver (A/V), η le rendement de conversion du laser (W/A), I_{bias} le courant de polarisation du laser (A), I_{th} le courant de seuil du laser (A) et $v(t)$ le signal modulant (V). Une fonction non linéaire a été ajoutée en sortie du modulateur d'amplitude idéal pour tenir compte de la chute du gain du laser due à l'augmentation de la température pour les forts courants de polarisation.

L'expression de la puissance devient donc :

$$P_{NL} = \frac{P_{AM}}{1 + \left(\frac{P_{AM}}{P_{comp}}\right)^N} \quad \text{avec } N \in \mathbb{N}^* \quad (22)$$

P_{comp} représente la puissance de compression à -3 dB et N l'ordre de la saturation. Plus l'ordre de la fonction de saturation est élevé, plus la saturation est rapide et franche. Dans tous les cas, lorsque P_{AM} égale P_{comp} , la puissance de sortie P_{NL} est égale à la moitié de la puissance d'entrée P_{AM} . Si N vaut 1 et que P_{AM} tend vers l'infini, alors P_{NL} tend vers P_{comp} . Cette dernière est alors la puissance de saturation P_{sat} . En revanche, si N est différent 1 et que P_{AM} tend vers l'infini, alors P_{NL} tend vers zéro après avoir atteint une puissance maximale dont les coordonnées sont :

$$P_{AM_{max}} = \sqrt[N]{\frac{1}{N-1}} \cdot P_{comp} \quad \text{et} \quad P_{NL_{max}} = \frac{\sqrt[N]{\frac{1}{N-1}}}{1 + \frac{1}{N-1}} \cdot P_{comp} \quad \text{avec } N = 2,3,4,\dots \quad (23)$$

La Figure 2.11 présente l'aspect des courbes de puissance moyenne en fonction du courant sans saturation et avec différents ordres de saturation. La fonction de saturation implique de bien connaître les domaines de validité du modèle. En effet, si l'on polarise le laser au-delà de 160 mA alors pour le 6^{ème} ordre la puissance du laser risque d'être rapidement nulle. Ceci correspond assez bien à un comportement réel d'un laser. Au-delà d'un certain courant, la température est mal régulée, le gain chute et la puissance avec. Pour des courants encore plus importants, le composant est détérioré ou détruit. Par la suite, nous avons choisi d'utiliser une fonction d'ordre 2 pour simuler le comportement non linéaire du laser car elle permettait de se rapprocher au plus près d'une caractéristique expérimentale. Cette dernière est reportée sur la Figure 2.11 avec un facteur de 5,4 dB qui permet de prendre en compte les pertes par couplage optique entre le D-EML et la fibre micro-lentillée.

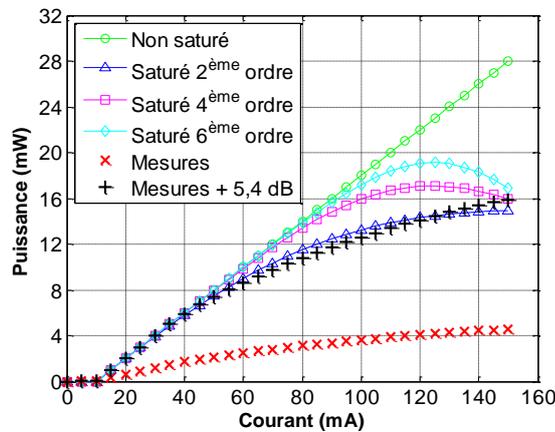


Figure 2.11. Courbes de puissance en fonction du courant pour différents ordres de saturation

Pour compléter la modélisation de la puissance en fonction du temps au sein du laser, le bruit représentant le RIN (Relative Intensity Noise) est ajouté avant d'appliquer des pertes localisées à l'interface laser/modulateur. La puissance devient donc :

$$P_{laser}(t) = \frac{1}{L} (P_{NL} + N(t)) \quad (24)$$

L est le facteur de pertes linéaires à l'interface laser/modulateur et $N(t)$ la réalisation du bruit blanc gaussien qui modélise le RIN. La densité spectrale bilatérale de ce bruit est définie de $-f_s/2$ à $f_s/2$, avec f_s la fréquence d'échantillonnage paramétrée dans le logiciel de simulation, et a pour valeur :

$$DSP_N = \frac{1}{2} P_{mes} \cdot 10^{\frac{R}{10}} \quad (25)$$

Où R est la valeur du RIN (dB/Hz) mesuré à la puissance P_{mes} (W).

Le comportement en fréquence du laser est défini comme dans la partie 2.2 par une fréquence centrale f_c et une certaine largeur de bande Δf . Cependant cette fois-ci le chirp est modélisé comme dans [23] à l'aide de l'expression :

$$\Delta \nu = A \cdot P_{AM} + \frac{\alpha_H}{4\pi} \cdot \frac{1}{P_{AM}} \cdot \frac{dP_{AM}}{dt} \quad (26)$$

$\Delta \nu$ est la déviation en fréquence en sortie du laser (Hz), A la constante de chirp adiabatique (Hz/W) et α_H le facteur de chirp transitoire ou facteur de Henry. Pour plus de simplicité nous avons défini, à partir du facteur de chirp adiabatique A , l'efficacité FM du laser, notée FME (Frequency Modulation Efficiency) et exprimée en GHz/mA, de la manière suivante :

$$A = \frac{FME}{\eta} \cdot 10^{12} \quad (27)$$

Les bandes passante AM et FM du laser sont modélisées par deux filtres électriques passe-bas indépendants de type Butterworth d'ordre 4. On pourra jouer sur ces paramètres au cours des simulations pour évaluer leur impact dans les performances. Les mesures expérimentales sur les D-EML ont fait état de bande passante AM d'environ 12 GHz et de bande passante FM jusqu'à 15 GHz.

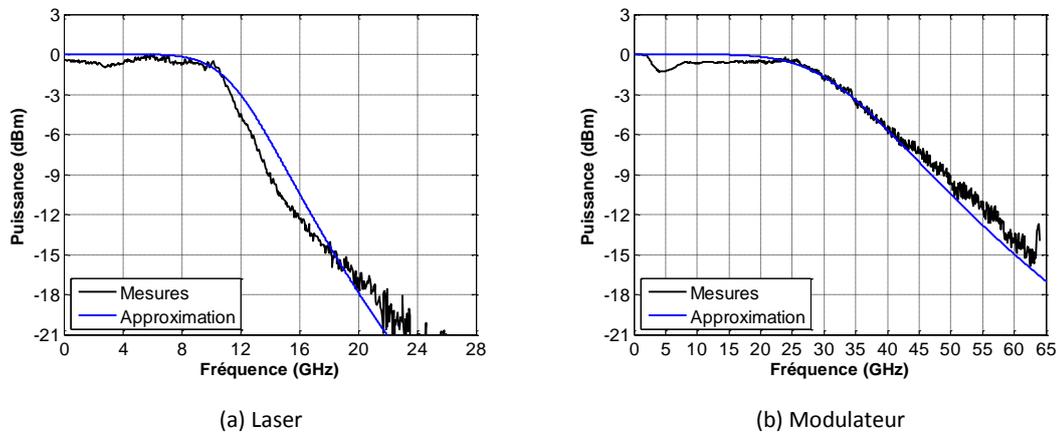


Figure 2.12. Modélisation des bandes passantes du laser et du modulateur

Le Tableau 2.2 regroupe les paramètres essentiels du modèle phénoménologique du laser utilisés pour les simulations système. Le paramètre f_{offset} est introduit pour faire en sorte que la déviation fréquentielle due au chirp adiabatique soit nulle au courant de polarisation considéré.

Tableau 2.2. Paramètres du modèle phénoménologique du laser

Nom	Symbole	Valeur typique	Unité
LaserBandwidthAM	BP_{AM}	$12 \cdot 10^9$	Hz
LaserBandwidthFM	BP_{FM}	$15 \cdot 10^9$	Hz
EmissionWavelength	λ	$1,535 \cdot 10^{-6}$	m
Linewidth	$\Delta\lambda$	$3 \cdot 10^{-12}$	m
FrequencyOffset	f_{offset}	$-FME \times (I_{bias} - I_{th})$	Hz
RIN	R	-160	dB/Hz
RINMeasPower	P_{mes}	0,05	W
CompressionPower	P_{comp}	$30 \cdot 10^{-3}$	W
BiasCurrent	I_{bias}	0,050	A
ThresholdCurrent	I_{th}	0,010	A
AlphaH	α_H	3	-
FrequencyModulationEfficiency	FME	$1 \cdot 10^{12}$	Hz/A
SlopeEfficiency	η	0,2	W/A
DriverTransconductance	G	1/50	A/V
InterfaceLosses	L_{dB}	0,4	dB

Après avoir décrit le modèle du laser du D-EML, nous allons nous intéresser au modèle du modulateur EA. La bande passante électrique de ce modulateur est considérée de la même manière que celle du laser, c'est-à-dire avec un filtre électrique passe-bas Butterworth d'ordre 3. La bande passante est cette fois-ci d'environ 34 GHz, en cohérence avec les résultats expérimentaux. Ce modèle de modulateur EA possède une fonction de transfert en phase et en magnitude dépendante de la tension appli-

quée mais indépendante de la longueur d'onde du signal incident. Soit $A_{in}(t)$ le signal en entrée du modulateur, le signal de sortie noté $A_{out}(t)$ est donné par :

$$A_{out}(t) = T(V(t)) \cdot A_{in}(t) \quad (28)$$

L'expression de la fonction de transfert du modulateur est la suivante :

$$T(V(t)) = |T(V(t))| e^{j\varphi(V(t))} \quad (29)$$

$V(t)$ est la tension image du signal modulant le modulateur EA. La fonction de transfert en puissance peut être exprimée en dB de la manière suivante :

$$T_{dB}(V(t)) = 10 \log |T(V(t))|^2 \quad (30)$$

L'absorption du modulateur est alors décrite par un polynôme :

$$T_{dB}(V(t)) = T_{dB,0} + T_{dB,1} \cdot V(t) + T_{dB,2} \cdot V^2(t) + T_{dB,3} \cdot V^3(t) + \dots \quad (31)$$

Les coefficients $T_{dB,0}, T_{dB,1}, T_{dB,2}, \dots$ peuvent être obtenus grâce au traitement de courbes de mesures obtenues à partir d'un D-EML réel. L'ordre du polynôme est défini par l'utilisateur. Le polynôme donné par (31) doit être défini positivement quel que soit $V(t)$. En conséquence, les valeurs négatives obtenues sont automatiquement écrêtées à zéro. La phase imposée par la fonction de transfert du modulateur est donnée par [24] :

$$\varphi(V(t)) = \frac{1}{2} \cdot \int_0^{V(t)} \frac{\alpha(V(t))}{|T(V(t))|^2} \cdot \frac{d|T(V(t))|^2}{dV(t)} dV(t) \quad (32)$$

$\alpha(V(t))$ est un polynôme décrivant le comportement du chirp transitoire du modulateur :

$$\alpha(V(t)) = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot V(t) + \alpha_2 \cdot V^2(t) + \alpha_3 \cdot V^3(t) + \dots \quad (33)$$

Où $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots$ sont les coefficients du polynôme qui peuvent également être déterminés à partir de courbes expérimentales.

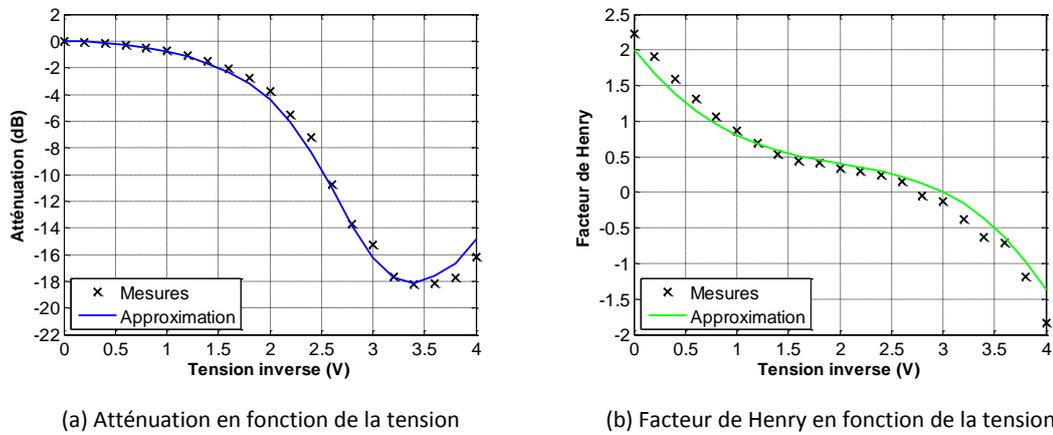


Figure 2.13. Exemple de caractéristiques statiques du modulateur EA

La Figure 2.13 donne un exemple de polynômes décrivant les caractéristiques statiques d'atténuation et de chirp du modulateur EA ainsi que les mesures expérimentales ayant servi à les déterminer. Le Tableau 2.3 récapitule les paramètres relatifs au modulateur EA du D-EML.

Tableau 2.3. Paramètres du modèle phénoménologique du modulateur

Nom	Symbole	Valeur typique	Unité
ModulatorBandwidth	BP_{AM}	$34 \cdot 10^9$	Hz
BiasVoltage	V_{bias}	2,0	V
AlphaFactorPolynomial	$\alpha(V(t))$	2.0001 -1.6403 -0.56477 3.4003 -4.935 4.0733 -2.0803 0.66513 -0.12963 0.014076 -0.00065249	-
TransmissionPolynomial	$T_{dB}(V(t))$	0 0.13406 -0.92237 -4.7316 18.332 -28.925 24.163 -11.538 3.1359 -0.44953 0.026343	-

2.4 Modèle Matlab

Un modèle orienté composant a été développé en langage MatlabTM (appelé *modèle Matlab* dans la suite du document) par Télécom ParisTech. La modélisation a surtout été concentrée sur la partie laser du D-EML afin de bien comprendre les phénomènes de dérive en fréquence, c'est-à-dire de chirp. Le modulateur électroabsorbant a alors été modélisé phénoménologiquement. Ce travail de modélisation est rapporté dans [21] et a donné lieu à un certain nombre de publications référencées dans [21]. Plusieurs étapes de modélisations ont été franchies et le modèle final est basé sur l'utilisation des TLM (Transmission Line Model) pour le laser DFB et sur une description phénoménologique pour le modulateur EA.

Dans le cadre du projet collaboratif ANR-MODULE, nous avons eu à implémenter ce modèle Matlab dans des simulations systèmes que nous avons développées avec le logiciel VPItransmissionMakerTM. Le processus d'intégration mis en œuvre, ou cosimulation, et les résultats obtenus sont détaillés dans le chapitre 3. Nous ne présentons dans cette partie que les caractéristiques statiques.

Le modèle Matlab du D-EML est vu par VPItransmissionMaker™ comme une boîte noire générant un champ optique. Le but de la cosimulation est d'encapsuler les échantillons temporels générés par le modèle Matlab en une structure interprétable par VPItransmissionMaker™ comme étant un signal optique. On renseigne dans le modèle Matlab un certain nombre de paramètres pour permettre le calcul des échantillons temporels de l'enveloppe complexe du champ optique. Les éléments à paramétrer sont les séquences de bits, les courant et tension de polarisation, les courant et tension pic-à-pic de modulation, le délai entre les deux voies de modulation, le pas temporel, le temps bit et enfin le temps de montée et descente des bits. Le Tableau 2.4 résume les paramètres accessibles dans le modèle Matlab. f_s et BR sont respectivement la fréquence d'échantillonnage (Hz) et le débit (b/s) paramétrées dans VPItransmissionMaker™.

Tableau 2.4. Paramètres du modèle Matlab

Nom	Symbole	Valeur typique	Unité
DataLaser	DL	0 1 0 1 0 1 1 1 0 ... 0 1 0	-
DataModulator	DM	0 1 0 1 0 1 1 1 0 ... 0 1 0	-
BiasCurrent	I_{bias}	$50 \cdot 10^{-3}$	A
BiasVoltage	V_{bias}	-3,0	V
ModulationCurrent	ΔI_{pp}	$8 \cdot 10^{-3}$	A
ModulationVoltage	ΔV_{pp}	1,50	V
Delay	τ	0	s
SampleTime	dt	$1/f_s$	s
BitTime	T_b	$1/BR$	s
RiseAndFallTime	T_{RF}	$0,25/BR$	s

Dans le cas d'une modulation DATA/DATA, les séquences binaires envoyées sur le laser et le modulateur sont identiques, alors que pour la modulation $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$, l'une est l'inverse de l'autre. Ce modèle Matlab ne prend pas en compte le RIN du laser, la gigue de phase et le bruit thermique du driver OOK-NRZ. Les caractéristiques statiques du modèle Matlab du D-EML peuvent être tracées grâce à une fonction supplémentaire.

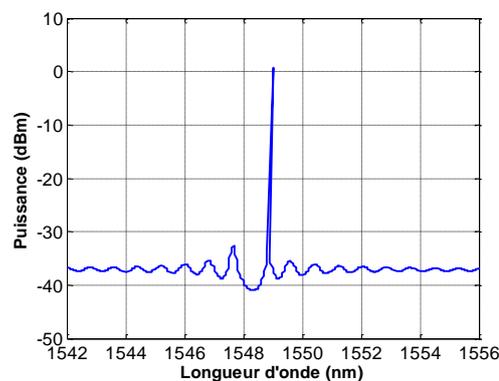


Figure 2.14. Spectre optique simulé en sortie du laser polarisé à 50 mA

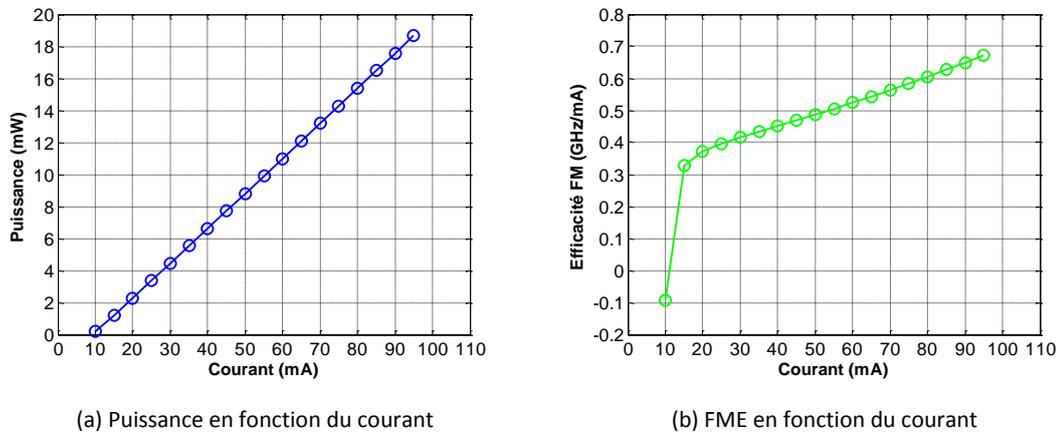


Figure 2.15. Caractéristiques statiques du laser du modèle Matlab du D-EML

La Figure 2.15 présente les caractéristiques statiques simulées du laser DFB. La caractéristique de puissance en fonction du courant du laser montre un courant seuil d'environ 8,5 mA. Le rendement de ce laser est proche de 22%. Le facteur de Henry moyen α_H donné par Télécom ParisTech est de 3,2. La longueur d'onde au seuil générée par le laser est d'environ 1549 nm. L'efficacité FM du laser varie de 400 MHz/mA à plus de 600 MHz/mA pour des courants de polarisation allant de 20 mA à 90 mA.

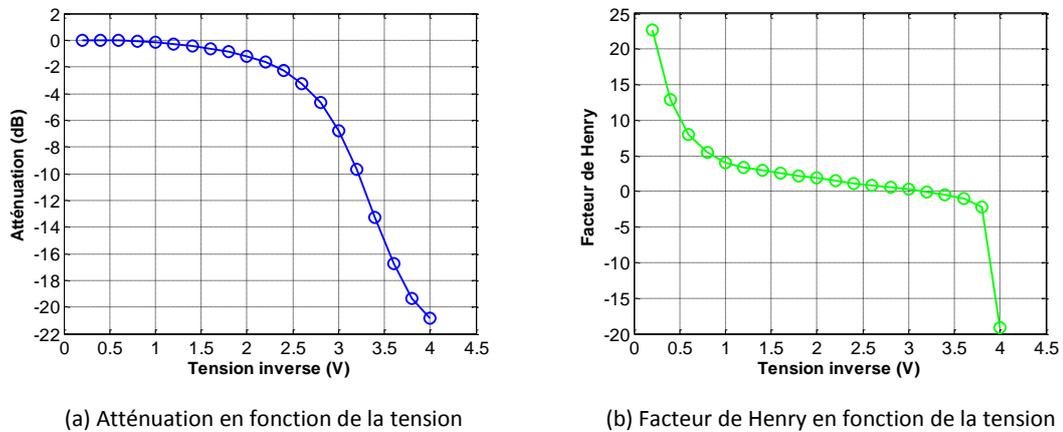


Figure 2.16. Caractéristiques statiques du modulateur du modèle Matlab du D-EML

La Figure 2.16 montre les caractéristiques statiques simulées du modulateur EA. La fonction de transfert affiche une atténuation maximale d'environ 20 dB pour une tension inverse de 4 V. Le facteur de Henry du composant présente des variations importantes surtout pour les faibles et les fortes tensions de commande. Les mesures utilisées pour le modèle phénoménologique montrent des caractéristiques différentes car il s'agit d'une autre version du D-EML. Les mesures de facteur de Henry pour les faibles et fortes tensions de polarisation peuvent parfois présenter de grandes différences d'un composant à un autre.

2.5 Modèle TLM

Une modélisation orientée composant à base de TLM a également été envisagée grâce à VPIcomponentMaker™. Cependant, il s'agissait plutôt de modéliser les générations futures de D-EML afin de produire une aide rétroactive pour leur conception. Le chapitre 5 décrit en détails le modèle utilisé et les résultats qui ont pu être obtenus jusque-là.

2.6 Conclusion

Nous l'avons vu brièvement en introduction, un modèle se rapporte toujours à ce qu'on espère en déduire et même lorsque le but est fixé, il y a souvent plusieurs modèles possibles dont chacun présente des avantages et des inconvénients. On peut dire qu'un modèle est pertinent s'il couvre bien le champ du problème réel et s'il permet d'obtenir le résultat escompté, soit par évaluation théorique, soit par comparaison avec des travaux expérimentaux, pour un temps de calcul raisonnable. En effet, il est possible de construire des modèles extrêmement fidèles mais dont les temps de calcul deviendraient prohibitifs pour des simulations système entre autres. Ainsi nous avons choisi de tester trois modélisations du D-EML afin de produire des résultats en transmission pour des cas idéaux puis plus réalistes mais également des résultats plutôt orienté vers la conception de composants. Pour chacun de ces modèles, nous nous sommes attachés à décrire le principe sur lequel il repose, à donner les équations utilisées et à définir les points positifs et négatifs de chacun d'eux. De plus, nous avons travaillé à faire que ces modèles convergent le plus possible vers les résultats expérimentaux issus des caractérisations du D-EML. Il est à noter qu'un des modèles a été développé dans le cadre des travaux de thèse de Khalil Kechaou (2012) [21] et que l'on peut retrouver dans son manuscrit le détail complet de ce modèle. Nous avons donc choisi volontairement de ne pas retranscrire ici ces éléments. Cependant, il est important de noter que ce modèle a été implémenté dans des simulations systèmes et qu'un travail conséquent d'intégration a été fait dans cette thèse.

3 Résumé du chapitre

Le D-EML est une source optique émettant dans la bande C et composée d'un laser DFB de 470 μm de long et d'un modulateur EA de 75 μm de long monolithiquement intégrés sur substrat InP. La technologie de conception est basée sur des puits quantiques en AlGaInAs pour leur fort gain et leur bon facteur de confinement. La particularité de cette source est de posséder deux accès de modulation RF indépendants pour le laser et le modulateur. En outre, la section laser a été conçue de manière à avoir une forte efficacité FM comparé aux EML standards. Une telle conception permet d'avoir sur un même composant une fonction de modulation de fréquence optique (entrée du laser) et d'intensité optique (entrée du modulateur) décorrélées. La modulation d'intensité résiduelle produite par le laser est négligeable par rapport à celle produite par le modulateur.

Dans ce chapitre, nous avons démontré qu'il était possible de générer un signal SSB-LC en sortie du D-EML en combinant dans les bonnes proportions la modulation de fréquence optique et d'intensité optique produite respectivement par le laser et le modulateur.

La condition d'obtention d'un signal SSB-LC peut être écrite en fonction des indices de modulation en intensité m_{IM} et en fréquence β de la manière suivante :

$$\beta = \frac{m_{IM}}{2} \quad (\text{condition SSB-LC}) \quad (34)$$

Cette condition peut également être réécrite pour un signal modulant sinusoïdal de fréquence f_m (Hz) en fonction de la déviation en fréquence pic-à-pic Δf_{pp} (Hz) de la façon suivante :

$$\Delta f_{pp} = m_{IM} f_m \quad (35)$$

Enfin, pour un signal modulant OOK-NRZ il est possible d'approcher la condition SSB-LC par l'expression :

$$\Delta f_{pp} = \frac{B}{2} \frac{ER - 1}{ER + 1} \quad (36)$$

B est le débit binaire (b/s) de la transmission et ER le taux d'extinction du signal NRZ.

Quatre modèles de D-EML ont été développés et présentés dans ce chapitre. Trois d'entre eux ont été conçus au cours de ces travaux de thèse et un au cours de la thèse de Khalil Kechaou (2012) [21]. Le premier est un *modèle idéal* constitué d'un modulateur de fréquence et d'intensité optique idéal. Il permettra une première approche simple du comportement du D-EML et servira à montrer en simulation le principe de génération d'un signal SSB-LC. Le second est un *modèle phénoménologique* décrivant le comportement du D-EML en se basant sur des caractéristiques expérimentales obtenues à partir de D-EML fabriqués par III-V Lab pour le projet ANR-MODULE. Le troisième est un *modèle Matlab* développé dans le langage du même nom par notre partenaire Télécom ParisTech. Il est basé sur une connaissance fine de la physique intervenant dans le laser pour modéliser au mieux son comportement statique et dynamique. Enfin, le quatrième est un *modèle TLM* développé dans VPIcomponentMakerTM. Ce dernier modèle, décrit dans le chapitre 5, se rapporte plutôt à la future génération de D-EML. Les modèles décrits dans ce chapitre ont servi à effectuer les simulations systèmes dont une partie est rapportée dans le chapitre 3 et le chapitre 4.

Chapitre 3

Modulation duale binaire (OOK-NRZ)

Utilisée depuis de nombreuses années notamment dans le réseau d'accès optique, la modulation OOK (On-Off Keying) associée au codage NRZ (Non-Return to Zero) séduit par sa simplicité de mise en œuvre et son efficacité. Le principe consiste à émettre de la lumière pour coder un "1" et de ne pas en émettre pour coder un "0". Deux technologies sont principalement employées aujourd'hui dans les télécommunications optiques à moyen et haut débit, les DML (Directly Modulated Laser) et les EML (Electroabsorption Modulated Laser). Les premiers sont plutôt destinés pour des applications dont les débits sont inférieurs à 2,5 Gb/s et pour des distances moyennes. En effet, la modulation directe du laser va entraîner généralement une forte déviation en fréquence due au chirp de la source qui, couplé à la dispersion chromatique de la fibre, limite la distance et le débit pour une qualité de service donnée. Les seconds utilisent un laser à émission continue dont le flux lumineux en sortie est absorbé par un modulateur électro-absorbant pour créer un contraste entre les "0" et les "1". Cette fois-ci, c'est le modulateur qui est modulé et la déviation en fréquence provoquée par son chirp reste assez faible permettant d'atteindre de plus grandes distances et de plus grands débits comparés aux DML.

Pour effectuer la montée en débit dans les futurs réseaux d'accès optiques, l'option de conserver un format de modulation simple comme l'OOK-NRZ reste privilégiée. C'est donc tout naturellement que les performances en transmission du D-EML ont été testées en premier lieu avec une modulation OOK-NRZ. Ce chapitre rapporte les simulations effectuées avec plusieurs modèles de D-EML en modulation OOK-NRZ pour différents débits, notamment 10 Gb/s, 25 Gb/s et 40 Gb/s.

1 Résultats de simulations avec le modèle idéal

1.1 Introduction

Le modèle idéal a principalement servi à vérifier le principe de génération d'un signal OSSB à partir du couplage d'une modulation d'amplitude et de fréquence optique. Il a également permis de valider nos études en retrouvant un certain nombre de résultats établis dans la littérature.

1.2 Cas étudiés et critères de performance

Afin de tester les performances de la modulation duale, nous avons étudié 4 cas inspirés de [42] pour lesquels l'indice de modulation en intensité varie. L'indice de modulation est directement relié au taux d'extinction pour un signal NRZ. Les cas étudiés sont résumés dans le Tableau 3.1.

Tableau 3.1. Caractéristiques des cas étudiés en modulation NRZ

Cas	m_{IM}	ER	Δf_{pp}		
			10 Gb/s	25 Gb/s	40 Gb/s
(a)	1,0	> 20 dB	-	-	-
(b)	1,0	> 20 dB	5 GHz	12,5 GHz	20 GHz
(c)	0,8	9,5 dB	4 GHz	10 GHz	16 GHz
(d)	0,6	6 dB	3 GHz	7,5 GHz	12 GHz
(e)	0,12	1 dB	3 GHz	-	-

Pour évaluer les performances, un premier critère a été envisagé pour les cas de simulations intégrant uniquement la dispersion chromatique. Il s'agit de la pénalité due à la dispersion chromatique qui est calculée comme étant la différence en dB entre l'ouverture de l'œil mesurée sur le diagramme de l'œil pour une liaison sans fibre (back-to-back) et celle mesurée pour une liaison avec une certaine longueur de fibre. Il existe plusieurs méthodes pour déterminer l'ouverture d'un diagramme de l'œil. Cette dernière peut être calculée, par exemple, à partir du paramètre EH (Eye Height) ou bien à partir du paramètre EO (Eye Opening) décrits sur la Figure 3.1.

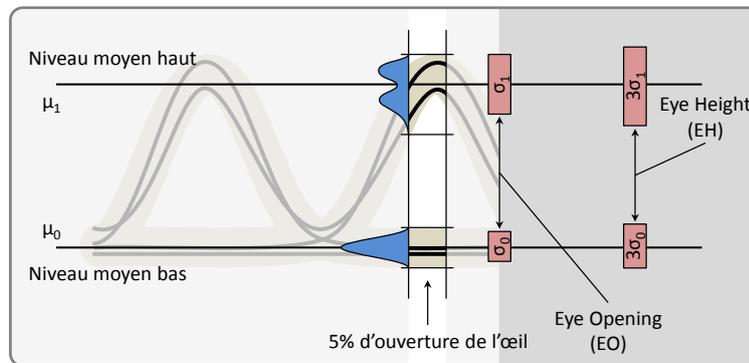


Figure 3.1. Description des paramètres d'ouverture du diagramme de l'œil

La hauteur de l'œil (EH) est calculée, en connaissant la distribution des "1" et des "0" reçus, à partir de la moyenne des "1" notée μ_1 , de la moyenne des "0" notée μ_0 , de l'écart type des "1" noté σ_1 et de l'écart type des "0" noté σ_0 avec la formule suivante :

$$EH = \mu_1 - \mu_0 - 3(\sigma_1 + \sigma_0) \quad (1)$$

L'ouverture de l'œil (EO) est également calculée à partir de l'histogramme des "1" et des "0" mais de la manière suivante :

$$EO = \mu_1 - \mu_0 - (\sigma_1 + \sigma_0) \quad (2)$$

La pénalité due à la dispersion chromatique peut ensuite être calculée soit à partir du paramètre EH, soit à partir du paramètre EO en fonction du niveau d'exigence souhaité. On note a la valeur du paramètre EH ou EO obtenu pour une liaison sans fibre optique et b la valeur du même paramètre obtenu pour une liaison avec X km de fibre. La formule donnant la pénalité de dispersion chromatique P_D pour X km de fibre se calcule alors de la manière suivante :

$$P_D = 10 \log_{10} \left(\frac{a}{b} \right) \quad (3)$$

La valeur seuil de 2dB de pénalité est communément utilisée pour indiquer qu'au-delà de cette valeur ($P_D > 2$ dB) la liaison est trop dégradée pour être viable. Pour déterminer la pénalité totale dans les cas où $m_{IM} < 1$, il convient d'ajouter à P_D , la pénalité de puissance P_E calculée de la manière suivante :

$$P_E = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{m_{IM}} \right) \quad (4)$$

De cette façon, la pénalité globale, tient compte du fait que le niveau "0" correspond à une puissance optique non nulle.

Le BER (Bit Error Rate) est l'autre critère de performance que nous avons choisi car c'est l'un des plus utilisés et des plus intuitifs. Pour être aussi réaliste que possible, les simulations systèmes doivent comprendre un certain nombre d'échantillons par bit dans le cas d'un signal NRZ. Ainsi la forme d'onde générée par un codeur NRZ électrique à partir d'une séquence de bits se rapprochera d'une forme d'onde réaliste échantillonnée à une certaine fréquence. Le fait que chaque bit soit représenté par plusieurs échantillons (64 échantillons en général) implique un plus grand temps de calcul. Aussi, le BER ne sera jamais mesuré par une méthode de Monte-Carlo mais il sera estimé de manière statistique grâce à la formule :

$$BER = P_0 P_{0/1} + P_1 P_{1/0} \quad (5)$$

P_1 représente la probabilité de recevoir un bit à "1", P_0 la probabilité de recevoir un bit à "0", $P_{0/1}$ la probabilité de décider que le bit reçu est un "0" alors qu'un "1" a été envoyé et $P_{1/0}$ la probabilité de décider que le bit reçu est un "1" alors qu'un "0" a été envoyé. Les probabilités P_1 et P_0 sont calculés à partir de la séquence de bits envoyée de la manière suivante :

$$P_1 = \frac{n_1}{n_1 + n_0} \quad \text{et} \quad P_0 = \frac{n_0}{n_1 + n_0} \quad (6)$$

Où n_1 et n_0 sont respectivement le nombre de "1" et de "0" envoyés. Pour calculer les probabilités d'erreurs conditionnelles $P_{1/0}$ et $P_{0/1}$, les densités de probabilités W_1 et W_0 correspondantes aux distributions des "1" et des "0" reçus doivent être connues et le seuil de décision D doit être choisi. Les probabilités conditionnelles sont ensuite déduites par intégration :

$$P_{0/1} = \int_{-\infty}^D W_1(x) dx \quad \text{et} \quad P_{1/0} = \int_D^{\infty} W_0(x) dx \quad (7)$$

Le seuil de décision est choisi de manière optimum par un algorithme interne au logiciel et les densités de probabilités sont approximées par des gaussiennes.

1.3 Résultats de simulation

1.3.1 Modulation sinusoïdale

Pour vérifier le bon fonctionnement de la modulation duale et donc la suppression d'une des deux bandes latérales, une première étude a consisté à moduler le composant par un signal sinusoïdal et à observer le spectre optique en sortie. Le schéma de simulation correspondant est décrit par la Figure 3.2.

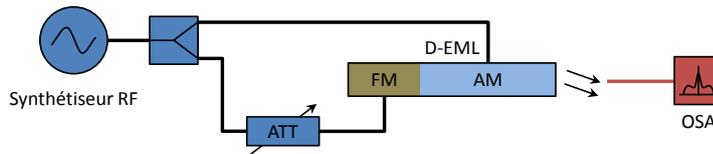


Figure 3.2. Schéma de simulation en modulation harmonique

Le synthétiseur génère une sinusoïde à la fréquence 10 GHz avec une phase à l'origine nulle et une amplitude pic-à-pic constante égale à 1 V_{pp} autour d'une polarisation de 0,5 V. L'indice de modulation en intensité est directement réglé dans le modulateur d'amplitude noté AM. La déviation en fréquence optique est quant à elle gérée par l'amplitude du signal sinusoïdal arrivant sur le modulateur de fréquence noté FM. Il est ainsi possible, pour une fréquence de modulation définie, de choisir l'indice de modulation en intensité m_{IM} et la déviation en fréquence Δf_{pp} nécessaires pour générer un signal OSSB (Optical Single Side Band). Le Tableau 3.2 résume de manière précise les paramètres utilisés.

Tableau 3.2. Caractéristiques des cas étudiés en modulation sinusoïdale

Cas	m_{IM}	Δf_{pp}		
		10 GHz	25 GHz	40 GHz
(a)	1,0	-	-	-
(b)	1,0	10 GHz	25 GHz	40 GHz
(c)	0,8	8 GHz	20 GHz	32 GHz
(d)	0,6	6 GHz	15 GHz	24 GHz

Seule la modulation à 10 GHz est rapportée dans ce manuscrit. Les spectres optiques obtenus pour les 4 cas du Tableau 3.2 sont reportés sur la Figure 3.3.

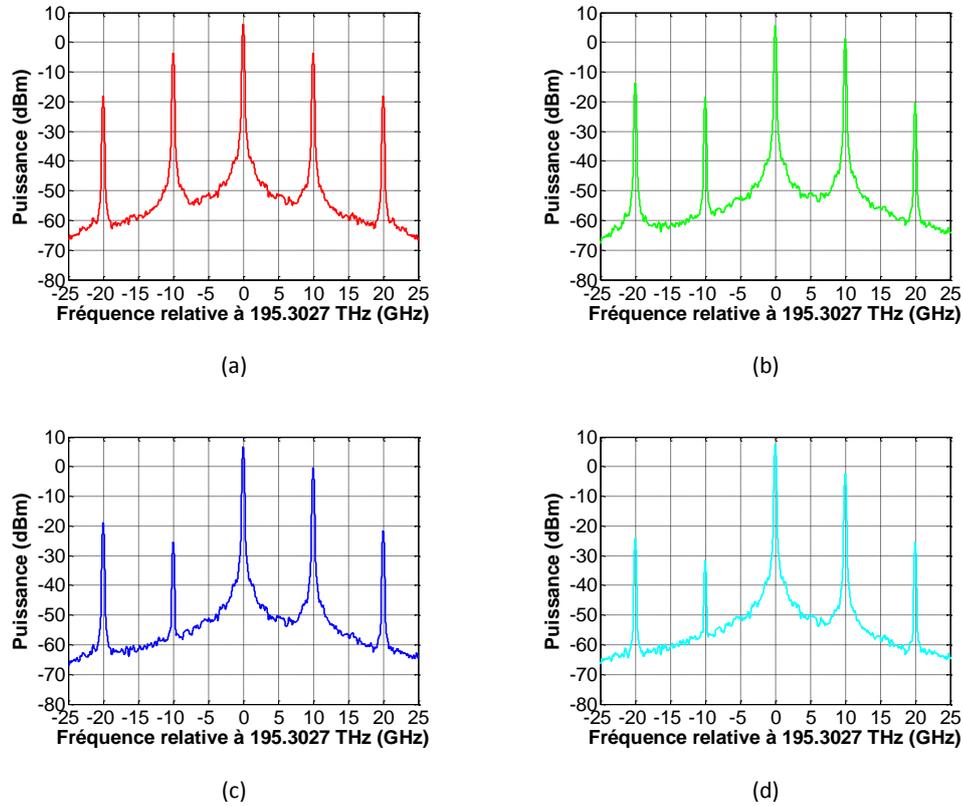


Figure 3.3. Spectres optiques en sortie du D-EML pour un signal modulant sinusoïdal à 10 GHz

On définit le SBPR (Side Band Power Ratio) comme étant la valeur absolue de la différence des puissances en dBm entre la bande latérale inférieure (LSB : Lower Side Band) et la bande latérale supérieure (USB : Upper Side Band). La formule peut être écrite sous la forme :

$$SBPR_{dB} = |P_{LSB} - P_{USB}| \quad (8)$$

Plus le SBPR est important, plus on peut considérer que le signal est SSB. On constate alors que sur la Figure 3.3, en réduisant l'indice de modulation en intensité, et en conséquence la déviation en fréquence, le signal devient de plus en plus SSB. En effet, le SBPR passe d'environ 22 dB pour le cas (b) à plus de 30 dB pour le cas (d) où l'indice de modulation en intensité varie respectivement de 1,0 à 0,6. Ceci provient du fait que la condition de modulation en fréquence en bande étroite est moins bien satisfaite pour les fortes déviations en fréquence. Pour qu'elle soit satisfaite, l'indice de modulation en fréquence, $\beta = \Delta f / f_m$ doit rester petit devant 1. Si l'indice de modulation en intensité vaut 1, il faut que la déviation en fréquence soit de 10 GHz pour un signal modulant à 10 GHz. Dans ce cas, l'indice de modulation en fréquence vaut 1. Des simulations ont été effectuées pour savoir s'il existait des déviations en

fréquence plus appropriées aux forts indices de modulation en intensité. La Figure 3.4 montre les courbes obtenues.

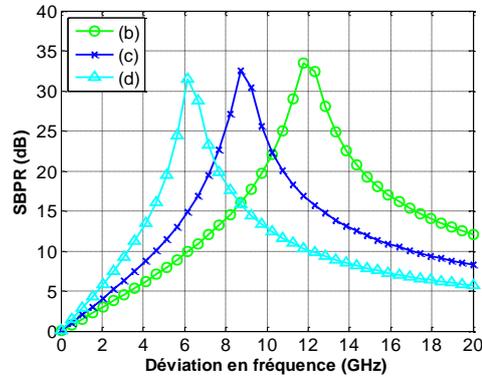


Figure 3.4. SBPR en fonction de la déviation en fréquence

Pour le cas (d), où l'indice de modulation en intensité est relativement faible, on constate que le meilleur SBPR est effectivement obtenu pour une déviation en fréquence satisfaisant la condition (12) du chapitre 2, à savoir 6 GHz. En revanche, pour les cas (c) et (d) la déviation en fréquence la plus appropriée est respectivement de 8,7 GHz et 11,8 GHz s'éloignant ainsi de plus en plus des valeurs calculées 8 GHz et 10 GHz à mesure que l'indice de modulation en intensité augmente.

1.3.2 Modulation NRZ et dispersion chromatique

L'objectif de cette partie est de montrer par des simulations volontairement idéalisées le potentiel de la modulation duale. Pour cela, un schéma de simulation a été mis en place en intégrant le modèle idéal du D-EML. La liaison comporte un émetteur OOK-NRZ ne prenant en compte que les temps de montée et de descente des signaux égaux à 25% du temps bit, une fibre monomode standard ne modélisant que la dispersion chromatique, une photodiode idéale sans courant d'obscurité I_d , ni bruit thermique N_{th} et un filtre de réception passe-bas de type Butterworth d'ordre 2 et de bande passante égale à 65% du débit permettant de prendre en compte la bande passante de la photodiode. La Figure 3.5 illustre les éléments de la liaison simulée.

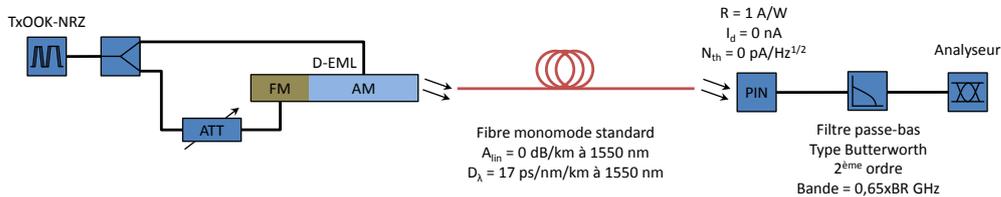


Figure 3.5. Synoptique de la liaison idéale en modulation NRZ

En modulation NRZ, le spectre optique modulé possède une large bande donc l'annulation, ou tout du moins la réduction, d'une bande latérale ne sera pas aussi efficace que ce que nous avons pu voir en modulation sinusoïdale. La Figure 3.6 montre les spectres optiques en sortie du D-EML pour un signal modulant NRZ à 10 Gb/s.

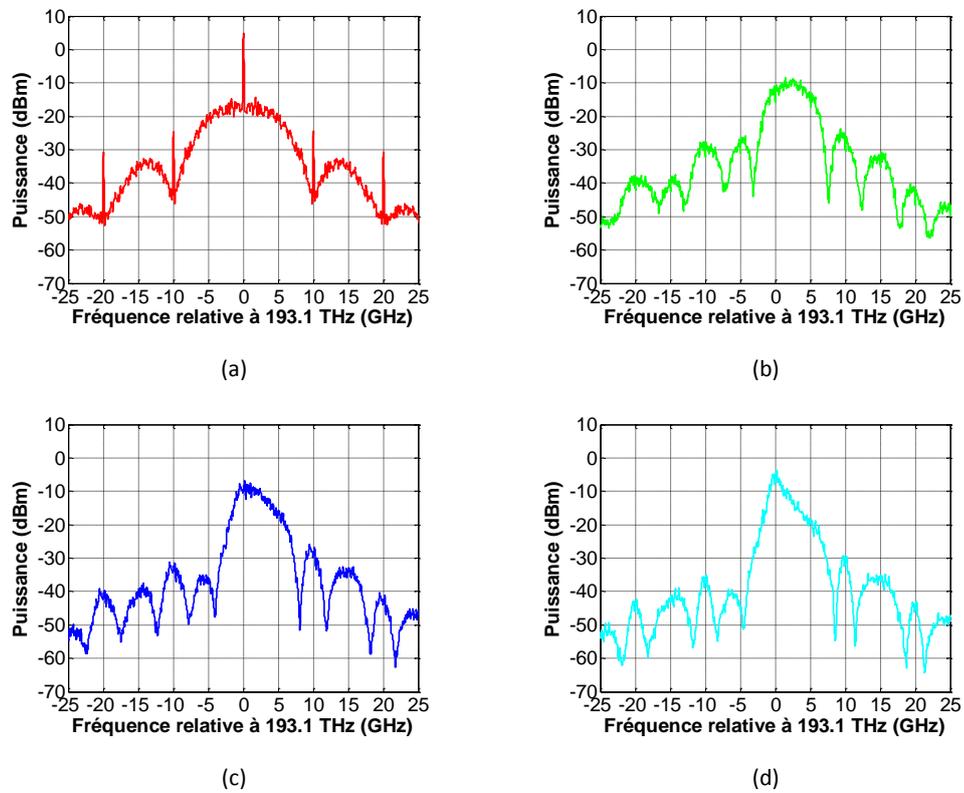


Figure 3.6. Spectres optiques en sortie du D-EML pour un signal modulant NRZ à 10 Gb/s

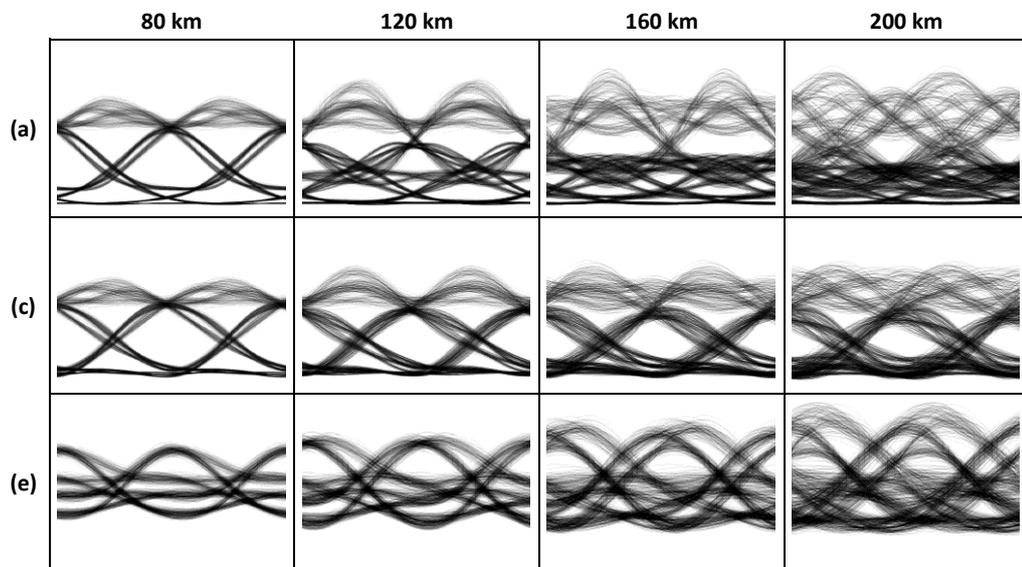
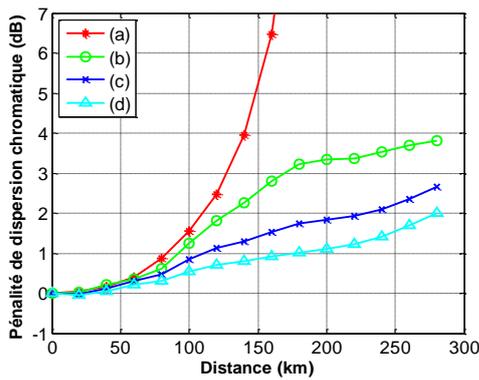


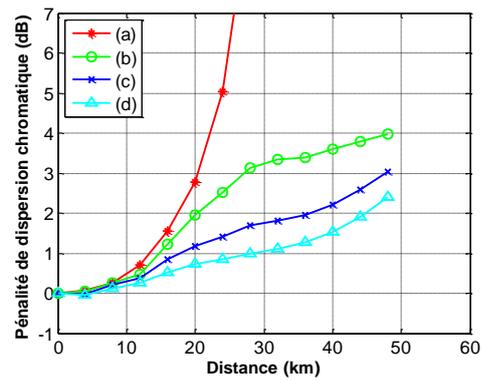
Figure 3.7. Diagrammes de l'œil électrique en réception

L'introduction d'une composante de modulation fréquentielle engendre effectivement une modification du spectre optique modulé. La configuration choisie utilise les mêmes données pour la modulation d'intensité et de fréquence. Dans ces conditions, c'est la bande latérale inférieure qui est réduite et le spectre modulé est alors plus étroit. Pour vérifier si cette caractéristique permet de meilleures performances en transmission, nous pouvons dans un premier temps analyser le diagramme de l'œil électrique en réception comme le montre la Figure 3.7.

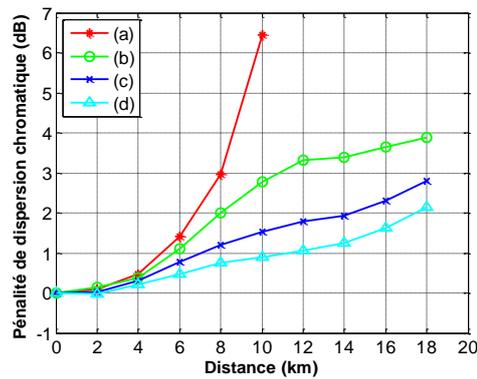
Le cas (a) représente le cas d'une modulation d'intensité pure. Le diagramme de l'œil est encore ouvert à 80 km mais se ferme très rapidement à cause des effets de la dispersion chromatique. Le cas (c) montre les résultats pour un signal OSSB. On constate effectivement que le diagramme de l'œil reste ouvert jusqu'à 200 km. Le cas (e) avec une dominante de modulation fréquentielle se rapproche plus des DST (Dispersion Supported Transmission). Malgré le fait que le diagramme de l'œil semble fermé, il est néanmoins possible d'extraire les informations avec un filtre de détection approprié, c'est-à-dire avec une bande passante très faible, de l'ordre de 10% à 20% du débit voire moins [6] [7]. Les diagrammes de l'œil obtenus sont très similaires à [42] et sont très représentatifs de mesures expérimentales faites dans [8].



(a) 10 Gb/s



(b) 25 Gb/s



(c) 40 Gb/s

Figure 3.8. Pénalité due à la dispersion chromatique en fonction de la distance

La Figure 3.8 présente les résultats obtenus en termes de pénalité de dispersion chromatique en fonction de la distance parcourue pour les 4 cas décrits précédemment. La modulation duale, associant modulation d'amplitude et de fréquence optique, permet incontestablement d'atteindre de plus grandes distances en considérant uniquement la dispersion chromatique. Ainsi, entre le cas (a) et (b), il est possible de gagner quelques kilomètres de transmission pour une pénalité de dispersion chromatique de 2 dB par exemple. Mais c'est avec les cas (c) et (d) que le gain est le plus important. Ceci s'explique par le fait qu'il faut de petits indices de modulation en intensité et de petites déviations en fréquence pour former des spectres SSB étroits. En contrepartie, pour des indices de modulation en intensité plus faibles, la pénalité en puissance P_E est plus élevée. En considérant des longues distances de transmission, ce sont les cas possédant des indices de modulation en intensité moyens, $m_{IM} = 0,8$ et $m_{IM} = 0,6$ qui permettent les plus faibles valeurs de pénalité totale $P_D + P_E$. Par exemple pour le cas (d) à 10 Gb/s il est possible d'atteindre environ 240 km pour une pénalité totale de 3 dB. Le Tableau 3.3 permet de résumer les distances maximales de transmission en se basant sur le paramètre d'ouverture de l'œil.

Tableau 3.3. Résumé des performances en fonction du paramètre EO

Cas	Distance maximale de transmission pour $P_D = 2$ dB		
	10 Gb/s	25 Gb/s	40 Gb/s
(a)	110 km	17 km	7 km
(b)	125 km	20 km	8 km
(c)	225 km	36 km	14 km
(d)	275 km	45 km	17 km

Nous avons voulu savoir si, comme pour la modulation sinusoïdale, les plus fortes déviations en fréquence, pour le cas (b) notamment, s'éloignaient des conditions favorables à la formation d'un spectre SSB. Nous avons donc simulé le cas (b) à 10 Gb/s avec différentes déviations en fréquence pour identifier celles qui apportaient les meilleures performances. La Figure 3.9 montre les résultats obtenus. Bien que le système présente une certaine tolérance pour les pénalités inférieures à 2 dB, on montre que la déviation en fréquence la plus appropriée est finalement celle calculée par la formule (16) du chapitre 2, soit 5 GHz.

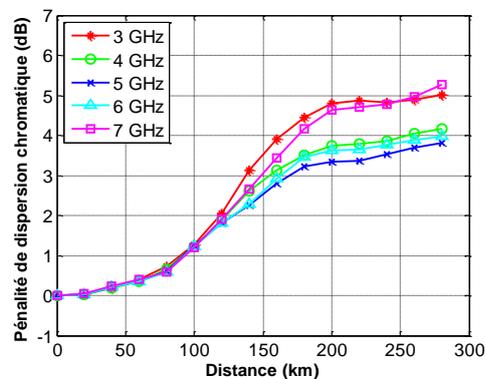


Figure 3.9. Cas (b) pour une modulation à 10 Gb/s avec différentes déviations fréquentielles

Les courbes de taux d'erreur binaire (BER) ont également été tracées afin de déterminer le gain en distance possible. La Figure 3.10 résume les résultats obtenus pour les trois débits testés en configuration DATA/DATA notée (D/D) et $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$ noté (N/D).

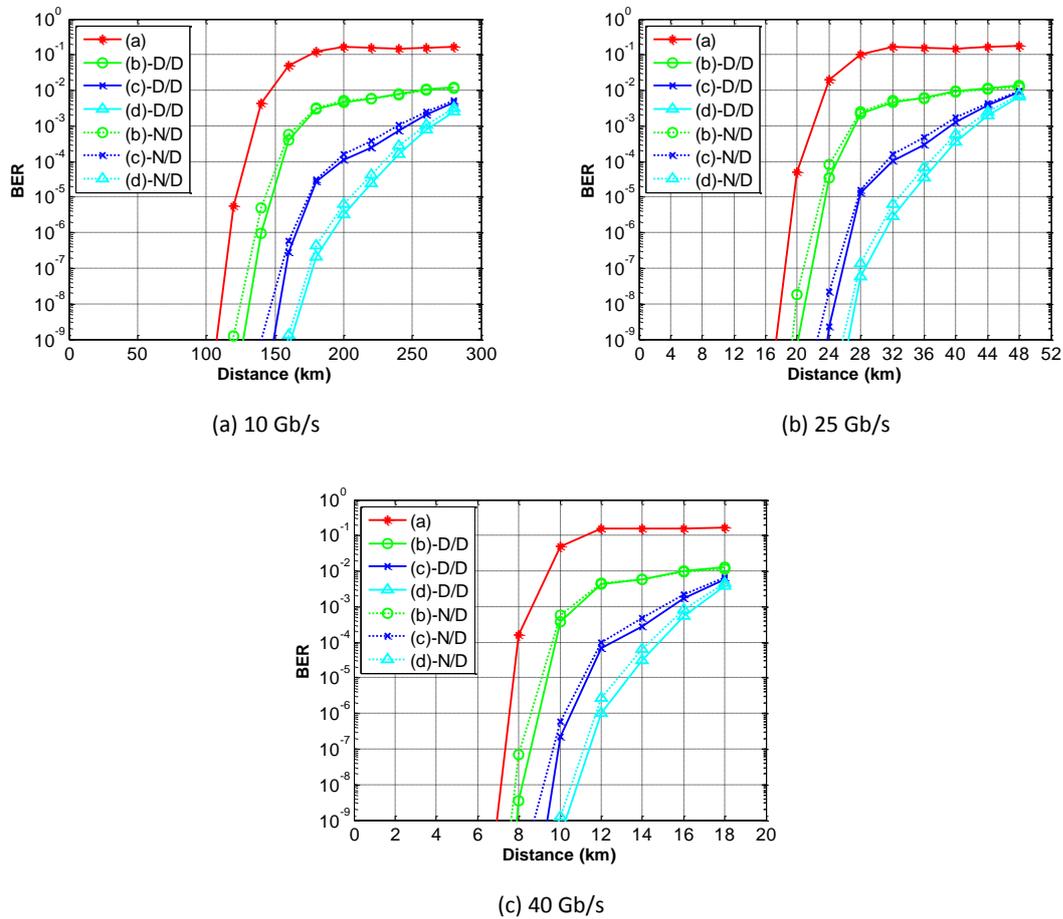


Figure 3.10. Performances avec le modèle idéal dans une liaison idéale

Un BER égal à 10^{-3} sera souvent utilisé dans cette thèse comme critère de performance car, pour les débits visés, l'ajout de codes correcteurs d'erreurs est envisagé. Ainsi, si l'on regarde les distances de transmission maximales pour un BER de 10^{-3} , on constate que la modulation duale permet un certain gain, fonction de l'indice de modulation en intensité. Par exemple pour un indice de modulation en intensité de 0,8 soit un taux d'extinction de 9,5 dB, des gains de près de 120 km, 18 km et 7 km sont observés respectivement pour des débits de 10 Gb/s, 25 Gb/s et 40 Gb/s, en comparaison de la modulation simple. La distance est en fait quasiment doublée. En outre, on constate que les performances sont identiques en configuration DATA/DATA et $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$ lorsque la modulation d'intensité et de fréquence sont idéales. Nous verrons plus tard dans le document que l'introduction d'une modulation de phase parasite (chirp transitoire) rend les performances des deux configurations différentes.

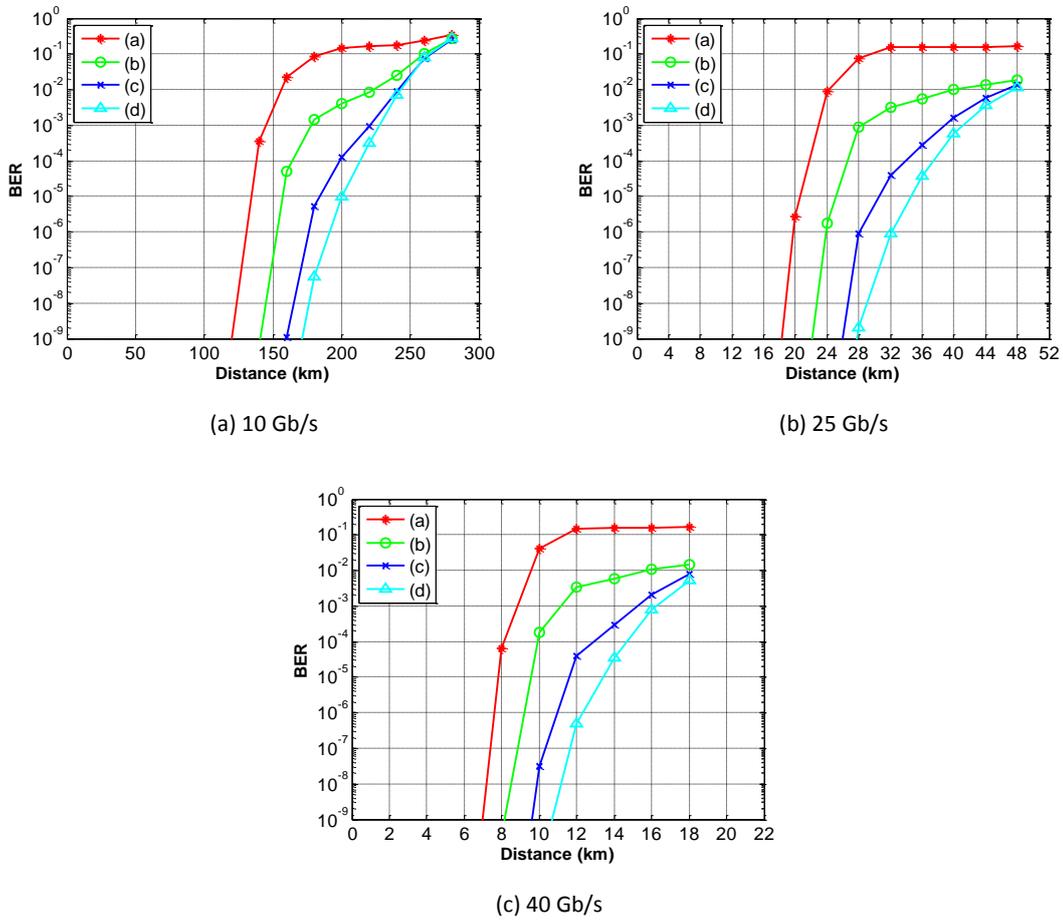


Figure 3.11. Performances avec le modèle idéal dans une liaison réaliste

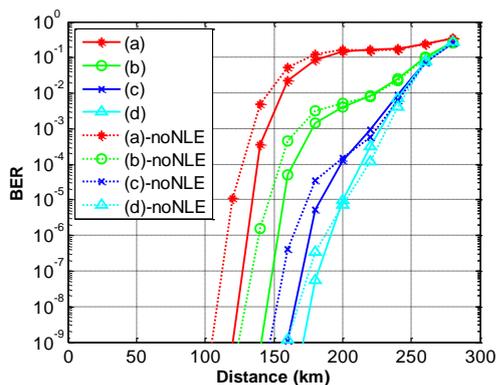
Les performances du modèle idéal ont également été testées avec une liaison possédant des caractéristiques plus réalistes en prenant en compte de nouveaux paramètres. Une gigue de phase aléatoire ainsi que du bruit ont été ajoutés à la source électrique générant le signal NRZ. L'amplitude RMS (Root Mean Square) de la gigue vaut 2% du temps bit et la densité spectrale du bruit blanc gaussien est de $10 \text{ pA/Hz}^{1/2}$. La fibre intègre maintenant une atténuation linéique de $0,2 \text{ dB/km}$ ainsi que les effets non-linéaires classiques. Cependant, la puissance optique maximale du signal en entrée de la fibre n'excédant pas 10 mW , on pourrait supposer que ces derniers ne seront que très peu influents. Nous montrerons ultérieurement que ce n'est pas tout à fait le cas. La photodiode présente maintenant un rendement de $0,95 \text{ A/W}$, un courant d'obscurité de 5 nA et un bruit thermique de $1,5 \text{ pA/Hz}^{1/2}$. Un amplificateur électrique est placé en sortie de la photodiode pour assurer une fonction de préamplificateur. Le gain est de 10 dB et le bruit thermique de ce dernier est couplé à celui de la photodiode. Le même filtre électrique de réception qui était utilisé précédemment sert à modéliser à la fois la bande passante de la photodiode et du préamplificateur. La Figure 3.11 montre les résultats obtenus avec l'introduction de ces nouveaux paramètres rendant la liaison plus réaliste. On constate que l'atténuation linéique ainsi que le bruit ajouté dans la liaison impactent plus les performances à 10 Gb/s puisque c'est pour ce débit que les distances sont les plus importantes. Pour le cas (c) par exemple avec un taux

d'extinction de 9,5 dB, le gain en distance n'est plus que de 70 km environ pour un BER de 10^{-3} à 10 Gb/s. Dans ces conditions, pour ce cas la distance maximale possible est alors proche de 210 km. Les performances pour les débits de 25 Gb/s et 40 Gb/s restent à peu près identiques du fait que l'atténuation n'est pas suffisante pour dégrader le SNR (Signal to Noise Ratio). Le Tableau 3.4 résume les performances en transmission obtenues pour le modèle idéal avec la liaison idéale et la liaison plus réaliste en se basant sur l'évaluation du BER.

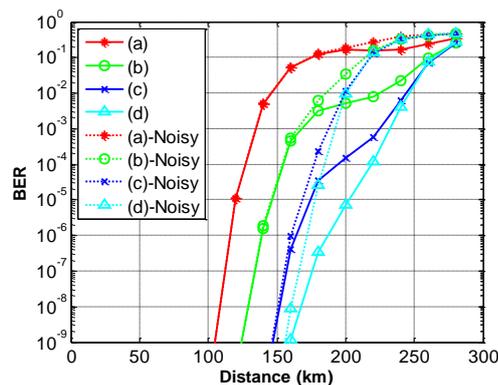
Tableau 3.4. Résumé des performances en fonction du BER

Cas	Distance maximale de transmission pour un BER de 10^{-3}					
	10 Gb/s		25 Gb/s		40 Gb/s	
	Liaison idéale	Liaison réaliste	Liaison idéale	Liaison réaliste	Liaison idéale	Liaison réaliste
(a)	135 km	145 km	22 km	22 km	8,5 km	9 km
(b)	165 km	175 km	27 km	28 km	11 km	11 km
(c)	245 km	220 km	40 km	38 km	15,5 km	15 km
(d)	262 km	225 km	42 km	41 km	16,5 km	16 km

Les informations du Tableau 3.4 montrent que les performances en transmission pour un BER de 10^{-3} sont meilleures dans les cas (a) et (b) pour une liaison plus réaliste en comparaisons avec les performances obtenues pour la liaison dite idéale. Ce phénomène s'explique par deux raisons. D'une part, les cas (a) et (b) possèdent les taux d'extinctions les plus importants et sont donc moins sensibles au bruit qui a été rajouté dans la liaison. D'autre part, les distorsions créées par la dispersion chromatique dans la fibre introduisent des pics de puissance entraînant des effets non-linéaires qui viennent paradoxalement améliorer légèrement les performances (ceci est observable également pour les cas (c) et (d) quand le BER tend vers 10^{-9}). La Figure 3.12(a) montre les performances obtenues dans le cas de la liaison réaliste avec et sans effets non-linéaires dans la fibre optique (no NLE : no Non-Linear Effect).



(a) Effets non-linéaires dans la fibre



(b) Bruit dans le récepteur

Figure 3.12. Étude en fonction des effets non-linéaire et du bruit à 10 Gb/s

La Figure 3.12(b) permet d'analyser l'impact du bruit au niveau du récepteur dans le cas de la liaison réaliste sans effets non-linéaires dans la fibre. Les quatre premières courbes correspondent au niveau de bruit paramétré précédemment, à savoir $1,5 \text{ pA/Hz}^{1/2}$ alors que les quatre suivantes, notées "Noisy",

correspondent à un récepteur plus bruité possédant une densité spectrale de bruit thermique de $14 \text{ pA/Hz}^{1/2}$. Plus la distance augmente, plus l'atténuation linéique de la fibre dégrade le SNR de la liaison et plus les performances s'en trouvent pénalisées. Le SNR dépendant à la fois de l'atténuation linéique de la fibre et du bruit introduit dans la liaison, il est normal que les performances soient réduites pour des grandes distances de transmission et un fort bruit thermique.

1.4 Conclusion

Un modèle de D-EML idéal a été développé en associant une modulation de fréquence optique et d'amplitude optique idéales. Ce modèle a permis d'établir les distances de transmission maximales possibles en ne tenant compte que du chirp adiabatique et dans un premier temps que de la dispersion chromatique. Ce cas présuppose en fait que le SNR de la liaison est suffisamment bon pour ne pas dégrader le BER en réception quel que soit la longueur de fibre utilisée. Un certain nombre de paramètres ont ensuite été intégrés dans la liaison pour la rendre plus réaliste et notamment l'atténuation linéique de la fibre optique et le bruit thermique dans les différents éléments électroniques. Ceci nous a permis de voir que les performances pour le débit de 10 Gb/s sont plus affectées par le SNR du fait que les distances considérées à ce débit sont plus importantes.

2 Résultats de simulations avec le modèle phénoménologique

2.1 Introduction

Comme présenté dans le chapitre 2, le modèle phénoménologique du D-EML a été développé dans le but d'accroître le réalisme des simulations tout en gardant un fonctionnement simple basé sur des caractéristiques expérimentales. Il rajoute au modèle idéal en particulier la notion de bande passante électrique des composants, la notion de bruit électrique et surtout une composante de chirp transitoire qui vient ajouter une modulation de phase à la modulation de fréquence optique. Le chirp transitoire provient à la fois du laser et du modulateur électroabsorbant. Nous allons voir en quoi cette perturbation vient modifier les performances qu'il est possible d'atteindre et comment les gérer. Les tableaux ci-dessous présentent les tensions et courants de polarisation V_{bias} et I_{bias} ainsi que la tension de modulation V_{pp} et l'atténuation A appliquée sur la voie de modulation du laser pour les différents débits étudiés.

Tableau 3.5. Récapitulatif des cas étudiés avec le modèle phénoménologique à 10 Gb/s

Cas	ER (dB)	Δf_{pp} (GHz)	V_{bias} (V)	V_{pp} (V)	I_{bias} (mA)	A (dB)
(a)	17,5	0	-2,0	2,52	90	100
Configuration DATA/DATA						
(b)	17,5	5	-2,0	2,4	90	20
(c)	9,5	4	-2,0	1,2	90	16
(d)	6	3	-2,0	0,79	90	14
Configuration DATA/DATA						
(b)	17,5	-5	-2,0	2,6	90	20
(c)	9,5	-4	-2,0	1,24	90	16
(d)	6	-3	-2,0	0,82	90	14

Tableau 3.6. Récapitulatif des cas étudiés avec le modèle phénoménologique à 25 Gb/s

Cas	ER (dB)	Δf_{pp} (GHz)	V_{bias} (V)	V_{pp} (V)	I_{bias} (mA)	A (dB)
(a)	17,5	0	-2,0	2,5	90	100
Configuration DATA/DATA						
(b)	17,5	12,55	-2,0	2,3	90	11
(c)	9,5	10	-2,0	1,15	90	8
(d)	6	7,5	-2,0	0,77	90	7
Configuration DATA/DATA						
(b)	17,5	-12,5	-2,0	3,0	90	14
(c)	9,5	-10	-2,0	1,29	90	8
(d)	6	-7,5	-2,0	0,85	90	7

Tableau 3.7. Récapitulatif des cas étudiés avec le modèle phénoménologique à 40 Gb/s

Cas	ER (dB)	Δf_{pp} (GHz)	V_{bias} (V)	V_{pp} (V)	I_{bias} (mA)	A (dB)
(a)	17,5	0	-2,0	2,55	90	100
Configuration DATA/DATA						
(b)	17,5	20	-2,0	2,45	90	8
(c)	9,5	16	-2,0	1,18	90	4
(d)	6	12	-2,0	0,78	90	2
Configuration DATA/DATA						
(b)	17,5	-20	-2,0	3,0	90	10
(c)	9,5	-16	-2,0	1,36	90	4
(d)	6	-12	-2,0	0,90	90	3

Un driver dual a été mis en place pour gérer la modulation duale du modèle phénoménologique du D-EML. Il est composé d'un diviseur de puissance électrique, de deux atténuateurs électriques variables ainsi que deux lignes à retard électriques variables. Le but étant de pouvoir gérer complètement l'amplitude des signaux de modulation du laser et du modulateur ainsi que le déphasage entre ces deux signaux comme cela pourrait être fait de manière expérimentale. Cette notion de déphasage entre les deux signaux de modulation devient importante avec le modèle phénoménologique à cause de l'introduction d'une composante de chirp transitoire. Les quatre cas étudiés avec le modèle idéal ont été de nouveau testés avec le modèle phénoménologique.

2.2 Simulation d'une liaison idéale

Dans un premier temps nous avons choisi d'introduire le modèle phénoménologique dans la même liaison idéale qui a été utilisée précédemment. De cette manière, il est possible d'isoler les effets apportés par le modèle phénoménologique sur les performances en transmission. La Figure 3.13 montre les éléments de la liaison simulée.

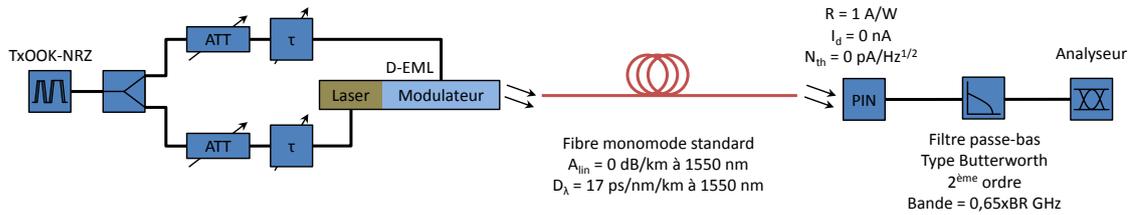


Figure 3.13. Synoptique de la liaison idéale en modulation NRZ

Le signal électrique émanant de l'émetteur NRZ est envoyé sur le driver dual avant de moduler le D-EML. Comme l'étude précédente ne prenait pas en compte de déphasage entre les signaux attaquant les deux voies du D-EML, les lignes à retard sont paramétrées pour n'imposer aucun retard dans un premier temps. La Figure 3.14 montre les résultats obtenus pour une configuration DATA/DATA.

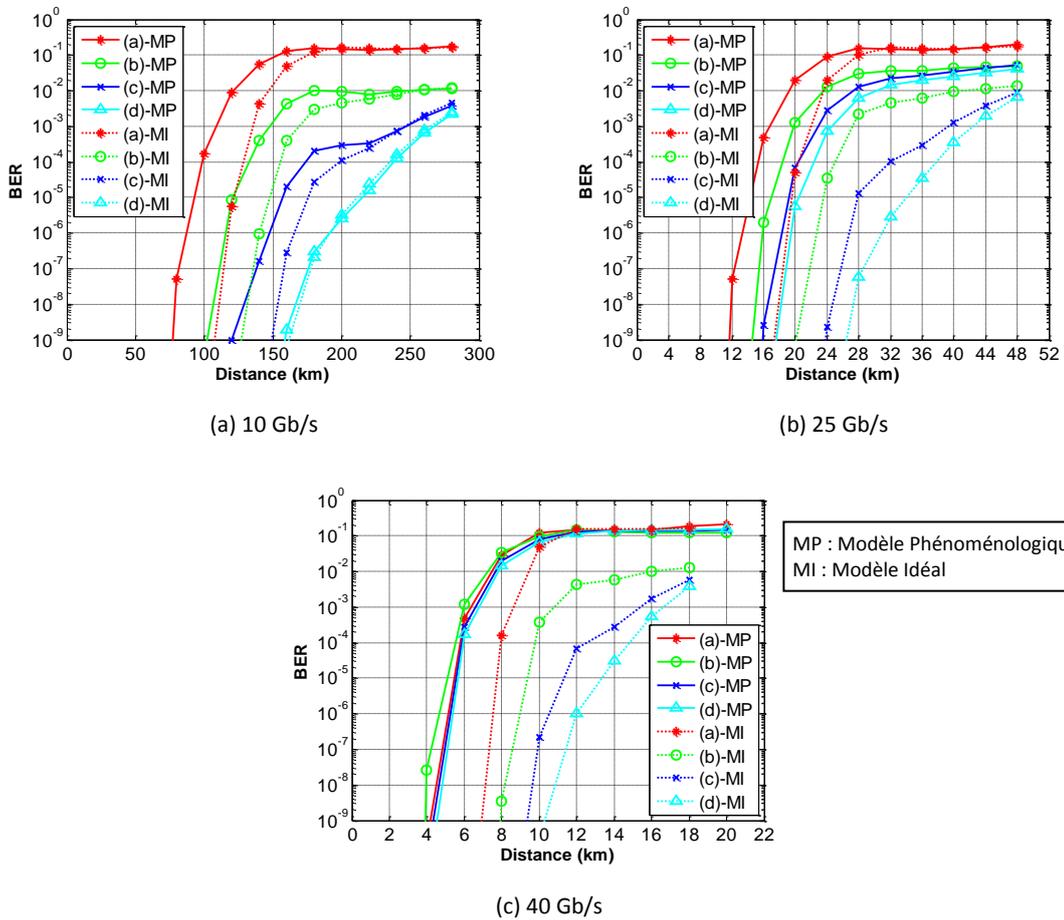


Figure 3.14. Performances avec le modèle phénoménologique dans une liaison idéale (D/D)

L'introduction d'un comportement un peu plus réaliste au niveau du D-EML diminue quelque peu les performances en transmission à 10 Gb/s. Mais c'est pour les débits de 25 Gb/s et 40 Gb/s que le modèle phénoménologique impacte le plus les résultats. En effet, pour ces débits le chirp transitoire devient

assez important puisque les temps de montée et de descente sont très courts, 10 ps pour 25 Gb/s et 6,25 ps pour 40 Gb/s. Pour ce dernier débit la bande passante du modulateur et d'autant plus celle du laser deviennent également des éléments limitatifs. Le Tableau 3.8 résume les performances obtenues pour le modèle idéal (MI) et le modèle phénoménologique (MP) pour une liaison idéale.

Tableau 3.8. Résumé des performances pour les deux modèles

Cas	Distance maximale de transmission pour un BER de 10^{-3}					
	10 Gb/s		25 Gb/s		40 Gb/s	
	MI	MP	MI	MP	MI	MP
(a)	135 km	115 km	22 km	17 km	8,5 km	6,3 km
(b)	165 km	150 km	27 km	20 km	11 km	6 km
(c)	245 km	245 km	40 km	23 km	15,5 km	6,5 km
(d)	265 km	262 km	42 km	24 km	16,5 km	7 km

Lorsque le déphasage entre le signal de modulation du laser et celui du modulateur n'est pas contrôlé, le chirp transitoire du modulateur peut venir perturber la dominante de chirp adiabatique du laser. Les conditions ne sont alors plus complètement respectées pour générer un signal SSB. La Figure 3.15 montre l'évolution de la déviation fréquentielle en fonction du temps pour les trois débits étudiés dans le cas (c). Le modèle idéal (MI) et le modèle phénoménologique (MP) sont représentés en parallèle pour mettre en exergue les effets de la modulation de phase parasite imputée au chirp transitoire.

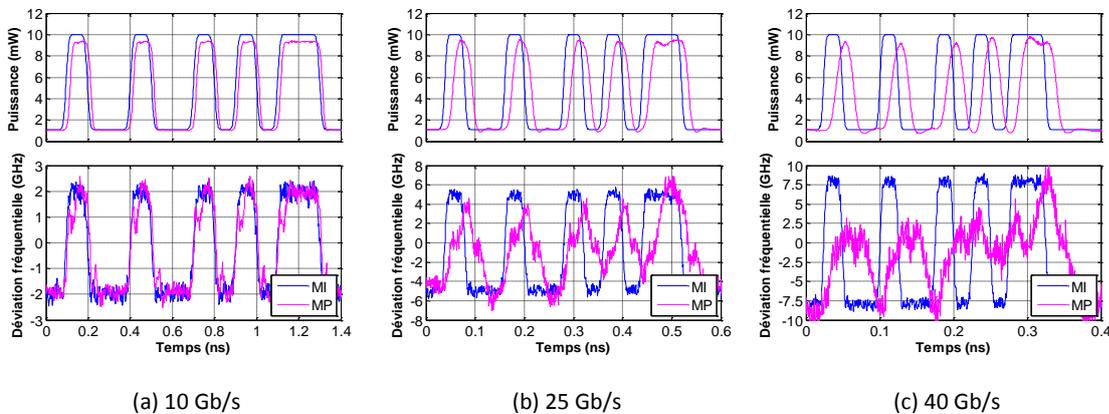


Figure 3.15. Puissance optique et chirp en sortie du modèle du D-EML pour le cas (c)

Les lignes à retard placées sur les voies du modulateur et du laser ont alors été ajustées pour minimiser le BER et ceci en fonction de la distance de transmission. En effet, un retard fixe appliqué sur une des voies de modulation ne permettait pas de maximiser les performances sur une large gamme de distances de transmission. La Figure 3.16 présente les délais appliqués sur la voie du modulateur permettant de minimiser le BER en fonction de la distance parcourue pour une configuration DATA/DATA (D/D). Les trois cas (b), (c) et (d) ont été étudiés afin de faire une moyenne permettant de n'appliquer d'un seul délai pour une distance donnée par la suite. Cette méthode peut être contestable, mais elle a été volontairement choisie pour ne pas alourdir considérablement les simulations. Cependant on peut

observer que plus le débit augmente plus les courbes sont resserrées. Les résultats pourraient donc être plus affinés à 10 Gb/s pour des distances entre 150 km et 250 km en ne faisant pas cette moyenne et en prenant la valeur du délai pour chacun des cas indépendamment.

La même étude a été réalisée pour une configuration $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$ (N/D) et est présentée sur la Figure 3.17. Elle montre de nouveau que le délai imposé sur le modulateur ne suit pas une loi linéaire en fonction de la distance parcourue lorsque l'on cherche à minimiser le BER. Le comportement résultant est donc assez difficile à prévoir. Pour favoriser au mieux cette technique de préchirping il est nécessaire de faire, en simulation, comme expérimentalement, une étude à chaque distance pour déterminer le meilleur délai et donc le meilleur déphasage à appliquer entre les deux voies de modulation.

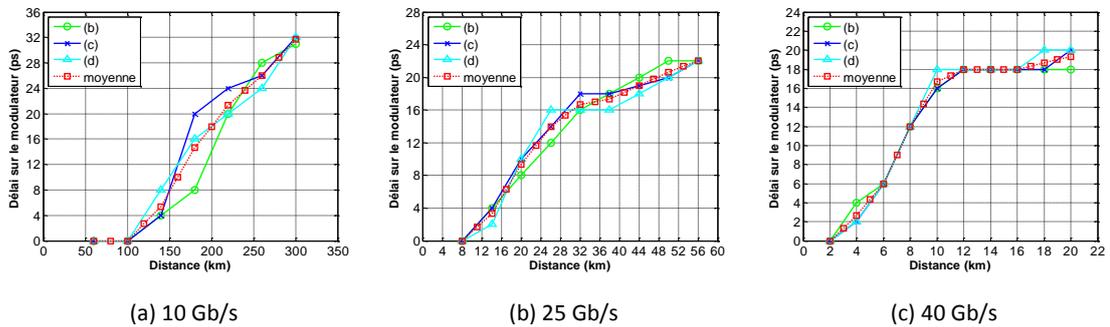


Figure 3.16. Délai sur le modulateur en fonction de la distance pour minimiser le BER (D/D)

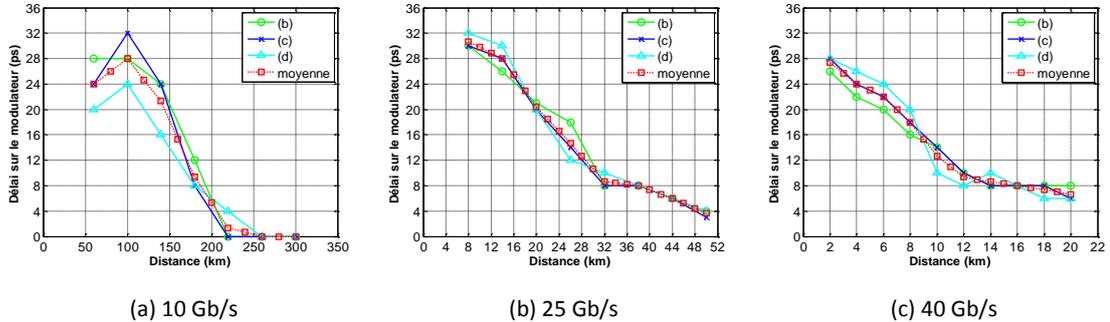


Figure 3.17. Délai sur le modulateur en fonction de la distance pour minimiser le BER (N/D)

Les simulations de transmission ont été faites de nouveau en prenant en compte pour chaque longueur simulée le délai optimal. La Figure 3.18 présente les résultats pour les trois débits en configuration DATA/DATA (D/D). On constate une nette amélioration des performances en comparaison du cas où le déphasage entre les deux voies de modulation n'était pas contrôlé. Ce déphasage permet de garantir à la fois les bonnes conditions pour former le signal SSB et sert également de préchirping. Ce dernier, dû au chirp transitoire du modulateur, implique que la transmission présente de meilleures performances pour certaines distances par rapport à d'autres.

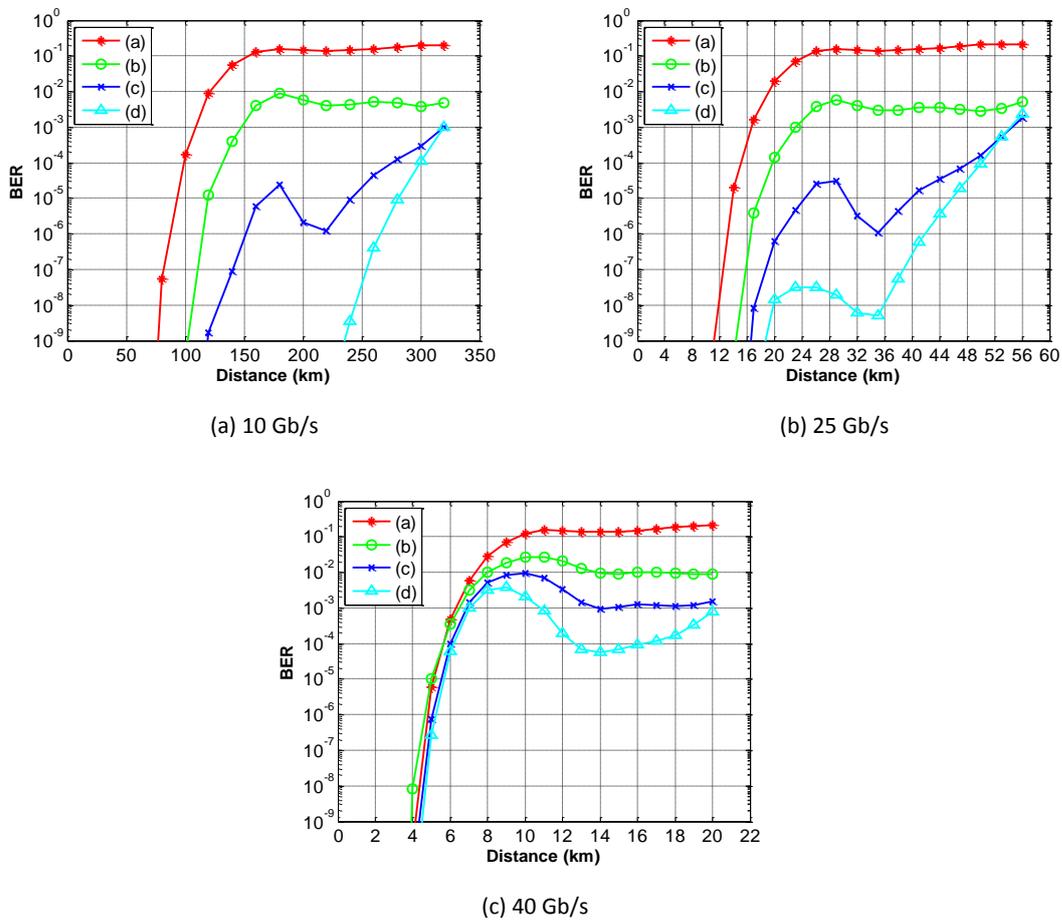


Figure 3.18. Performances avec le modèle phénoménologique dans une liaison idéale (D/D)

La Figure 3.19 décrit les résultats obtenus pour les trois débits en configuration $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$ (N/D). Les configurations DATA/DATA et $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$ donnent des résultats globalement équivalents car le chirp transitoire du D-EML est dominé par celui du modulateur. En effet, le laser étant très faiblement modulé en amplitude, la modulation de phase associée reste négligeable. Rappelons que dans le cas d'une modulation d'amplitude et de fréquence pure, la conclusion était similaire.

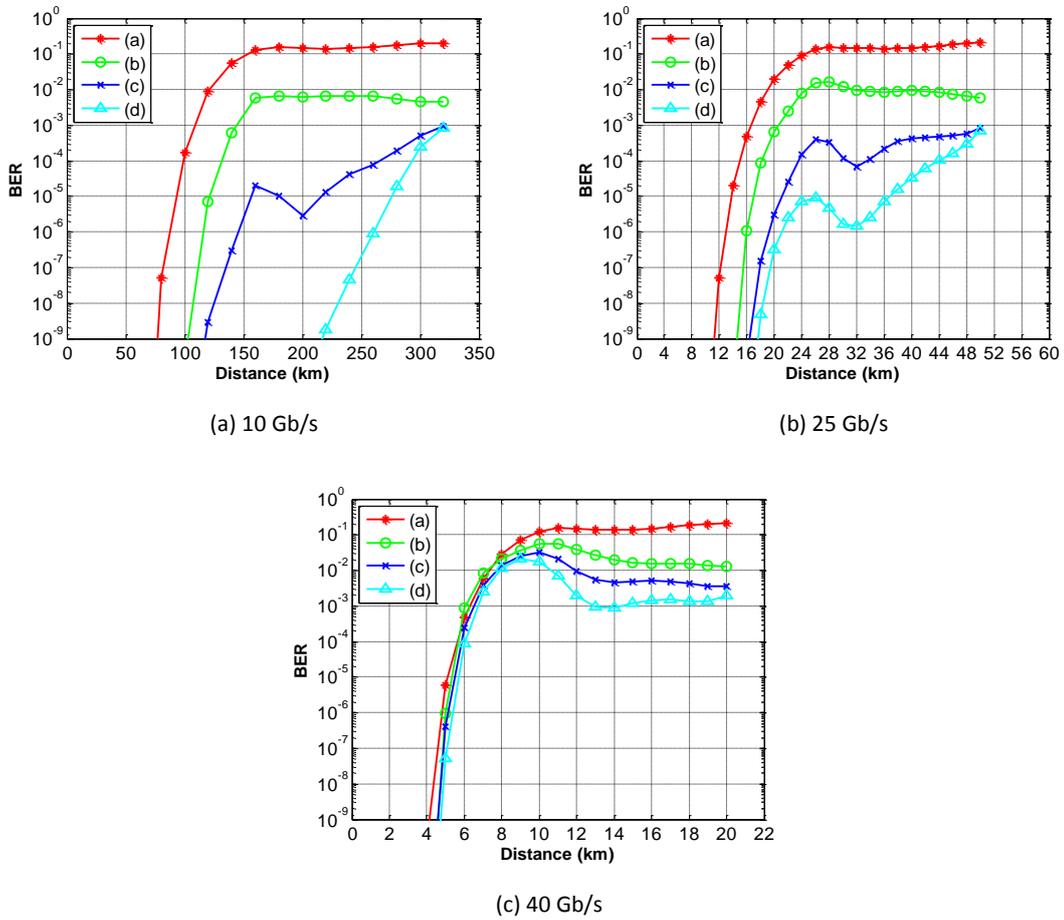


Figure 3.19. Performances avec le modèle phénoménologique dans une liaison idéale (N/D)

Tableau 3.9. Résumé des performances pour les deux configurations D/D et N/D

Cas	Distance maximale de transmission pour un BER de 10^{-3}					
	10 Gb/s		25 Gb/s		40 Gb/s	
	D/D	N/D	D/D	N/D	D/D	N/D
(a)	110 km	110 km	17 km	17 km	6,2 km	6,2 km
(b)	150 km	145 km	22 km	21 km	6,3 km	6 km
(c)	320 km	320 km	54 km	50 km	14 km	6,5 km
(d)	320 km	320 km	54 km	50 km	20 km	6,8 km

Pour la suite, nous avons décidé de travailler en configuration DATA/DATA car elle offre des performances meilleures que la configuration $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$.

2.3 Simulation d'une liaison réaliste

Comme pour le modèle idéal, nous avons testé les performances du modèle phénoménologique avec une liaison un peu plus réaliste en ajoutant la gigue de phase et du bruit au niveau de l'émetteur OOK-NRZ, l'atténuation linéique et les effets non-linéaires dans la fibre optique et du bruit au niveau du récepteur. Les paramètres utilisés sont les mêmes que dans la partie 1.3.2. La Figure 3.20 donne les résultats obtenus.

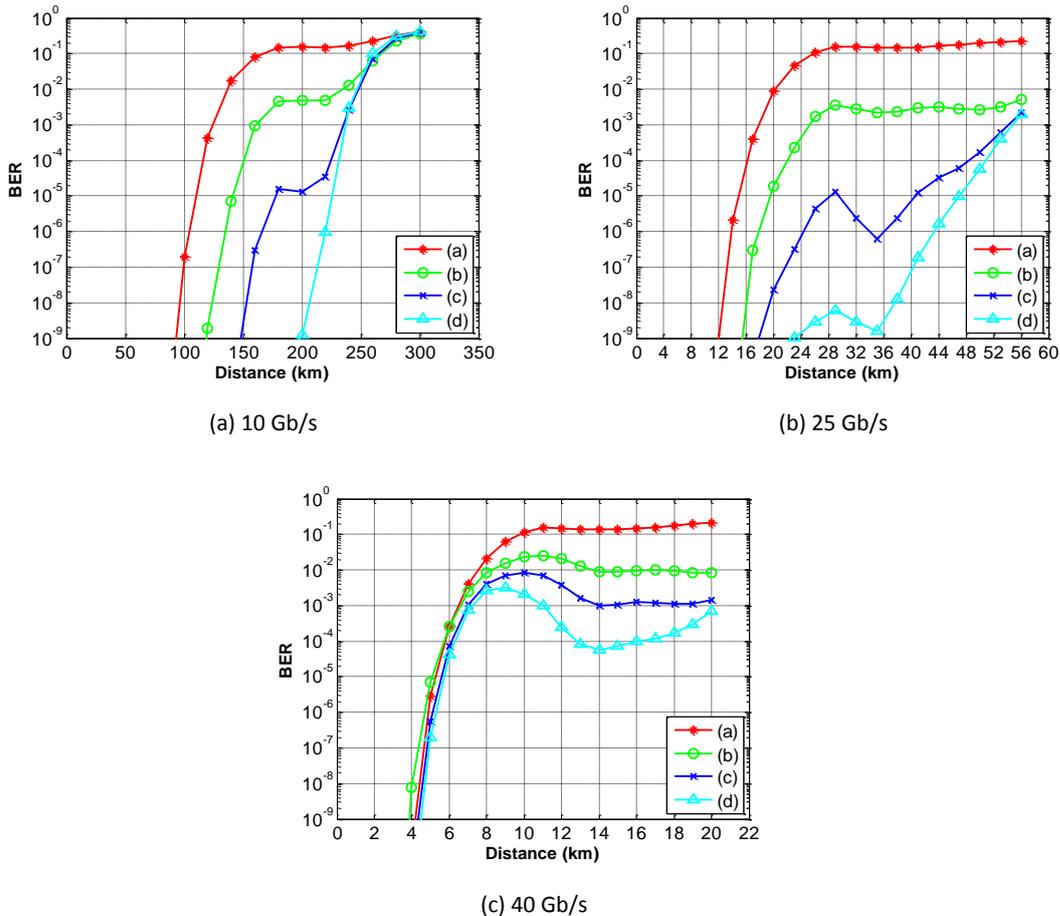


Figure 3.20. Performances avec le modèle phénoménologique dans une liaison réaliste (D/D)

Comme pour le modèle idéal, l'introduction du bruit au niveau du récepteur dégrade principalement les performances pour les grandes distances de fibre qui ne sont atteignables que dans le cas d'un débit de 10 Gb/s (comparaison avec la Figure 3.18). L'introduction d'amplificateur(s) optique(s) permettrait d'augmenter les distances jusqu'aux valeurs maximales, limitées par les effets de la dispersion chromatique et du chirp combinés, déterminées pour une liaison n'incluant que la dispersion chromatique.

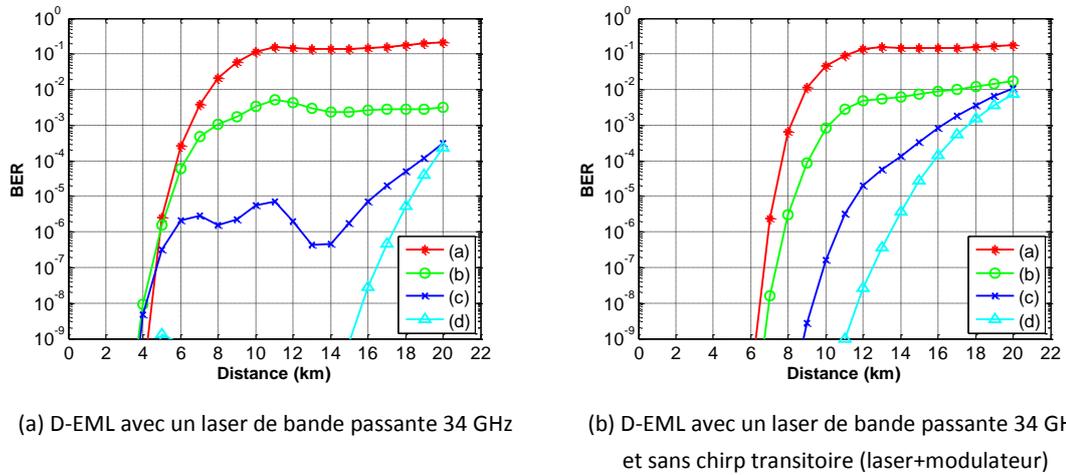


Figure 3.21. Étude à 40 Gb/s en modulation D/D en fonction des paramètres du D-EML

Les performances observées à 40 Gb/s (Figure 3.20(c)) étant quelque peu surprenantes du fait qu’aucune amélioration n’est perçue pour les faibles longueurs de fibre, nous avons effectué des simulations supplémentaires en modifiant certains paramètres du D-EML. Pour les résultats de la Figure 3.21(a), le laser du D-EML possède une bande passante AM et FM de 34 GHz (identique à celle du modulateur électroabsorbant). La Figure 3.21(b) décrit, quant à elle, les performances obtenues lorsque l’on supprime par rapport au cas précédent le chirp transitoire du laser et du modulateur. Dans ce cas, on retrouve des courbes comparables à celles obtenues avec le modèle idéal. Ceci nous permet d’affirmer d’une part que le chirp transitoire, même en modulation DATA/DATA, est responsable des paliers d’erreur ou des améliorations du BER lorsque la distance augmente. D’autre part, la bande passante FM limitée du laser tend à dégrader les performances qu’il est possible d’atteindre avec un laser ayant une bande passante FM plus grande.

2.4 Simulation d’une liaison multi-utilisateurs

Dans cette partie nous allons étudier les performances du D-EML en situation de liaisons multi-utilisateurs. Nous restons dans le cadre des réseaux optiques passifs donc le nœud de répartition est un diviseur optique permettant de répartir les différents flux optiques entre les utilisateurs. C’est un système dit “Broadcast & Select” avec un accès multiple par répartition temporel (TDMA) puisque chaque utilisateur reçoit les données de tous ceux connectés au même réseau mais n’est synchronisé temporellement que sur les données qui lui sont destinées.

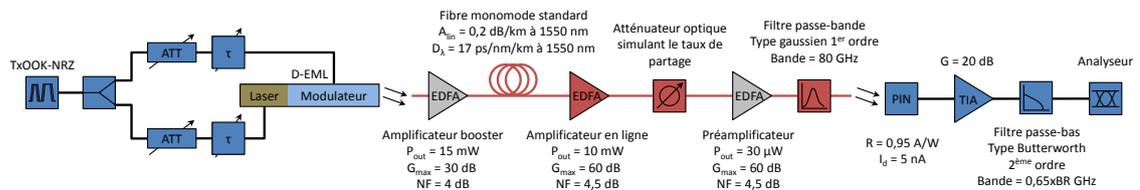


Figure 3.22. Synthétique de la liaison complète en modulation NRZ

Pour simplifier l'étude, on ne s'intéressera qu'à une liaison point-à-point descendante entre le central et un client parmi N connectés au réseau. La synchronisation temporelle du TDMA est donc écartée dans cette analyse. En outre, l'élément de répartition est modélisé par un atténuateur optique qui permet de simuler les pertes optiques par division. Une perte de 3,5 dB est appliquée pour chaque division par deux du flux optique. On fait l'hypothèse que la longueur de fibre placée entre le nœud de répartition et le client est négligeable devant la longueur qui sépare le central du nœud de répartition. La Figure 3.22 présente le synoptique de la liaison simulée. Les débits de 10 Gb/s et 25 Gb/s ainsi que plusieurs configurations d'amplification ont été étudiés. Le débit de 40 Gb/s a été volontairement écarté car les courbes tracées précédemment présentent une forme en cloche ne permettant pas de dégager une seule distance correspondante à un BER de 10^{-3} (Figure 3.20(c)). Or l'étude présentée ci-après prend comme élément de référence la distance maximale obtenue pour un BER de 10^{-3} avec comme condition implicite que les distances inférieures présentent un BER inférieur.

Pour plus de réalisme, le bruit dans la photodiode est maintenant paramétré en fonction de la sensibilité de cette dernière. La sensibilité est un paramètre que l'on retrouve typiquement dans les datasheets des composants de type récepteur optique. La photodiode utilisée est maintenant paramétrée pour avoir une sensibilité de -23 dBm pour un BER de 10^{-9} en modulation OOK-NRZ. Le bruit thermique du récepteur est alors calculé à l'aide de la formule [47] :

$$N_{th} = \frac{S_{lin}\eta_{ph}}{Q\sqrt{BW}} \quad \text{avec : } S_{lin} = 10^{\frac{S_{dB}-30}{10}} \quad (9)$$

Où N_{th} est le bruit thermique de la photodiode ($A/Hz^{1/2}$), S_{lin} sa sensibilité linéaire (W), S_{dB} sa sensibilité logarithmique (dBm), η_{ph} son rendement quantique (A/W), Q est le facteur de qualité visé qui se rapporte à un taux d'erreur déterminé et BW est la bande passante de la photodiode (Hz). Le facteur de qualité Q est déterminé à partir de la moyenne des "1" et des "0" notée respectivement μ_1 et μ_0 et de l'écart type des "1" et des "0" noté respectivement σ_1 et σ_0 .

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (10)$$

Tant que la distribution du bruit sur les niveaux "1" et "0" peut être approximée par une gaussienne, le facteur de qualité est directement relié au taux d'erreur binaire suivant la formule :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (11)$$

Ainsi pour un taux d'erreur binaire de 10^{-9} correspondant à un facteur de qualité d'environ 6 le bruit thermique d'un photorécepteur possédant un rendement de 0,95 A/W doit être paramétré à environ 9,84 pA/Hz^{1/2} pour une bande passante de 6,5 GHz et 6,22 pA/Hz^{1/2} pour une bande passante de 16,25 GHz.

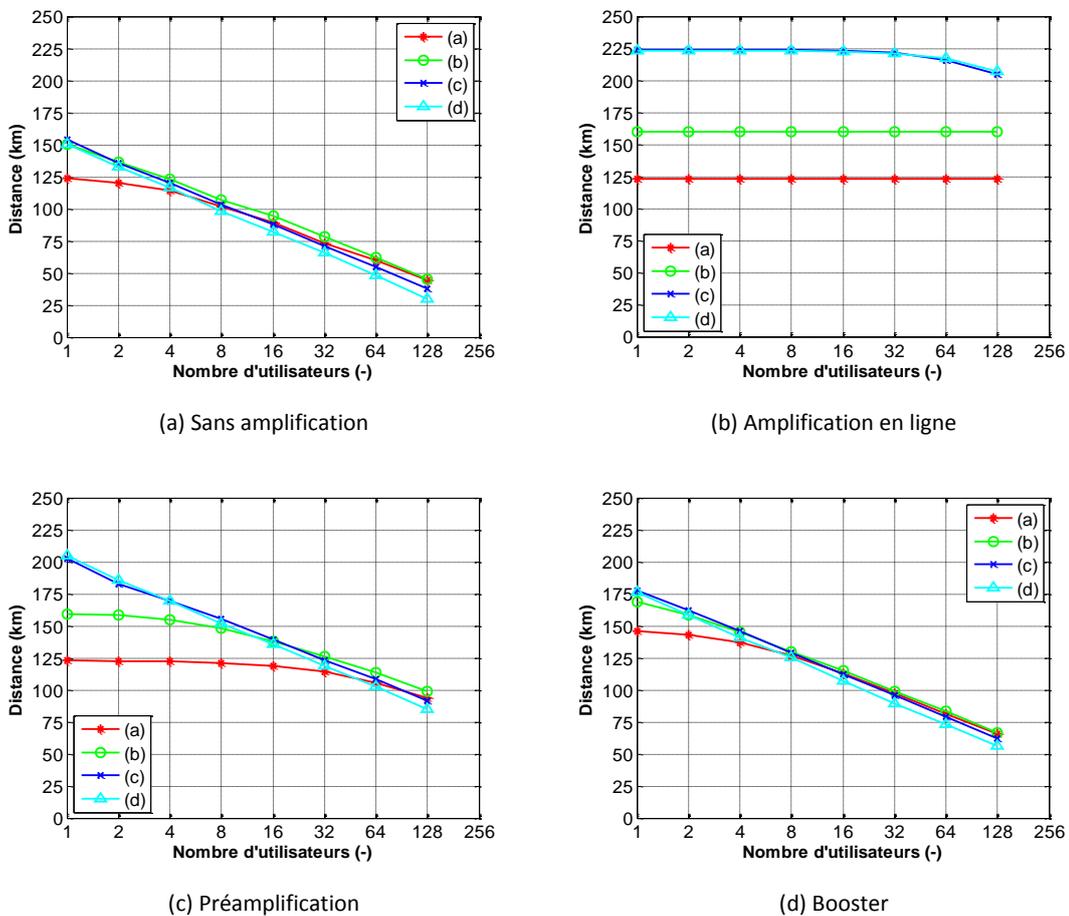


Figure 3.23. Distance en fonction du nombre d'utilisateurs à 10 Gb/s (D/D) pour un BER de 10^{-3}

La Figure 3.23 présente les résultats obtenus à 10 Gb/s en termes de distance maximale atteignable pour un BER de 10^{-3} en fonction du nombre d'utilisateurs de l'arbre PON. On constate que seule l'amplification en ligne permet de conserver le gain en distance apporté par la modulation duale pour des taux de partage supérieurs à 16 utilisateurs. Avec ce type d'amplification il serait alors possible d'atteindre environ 200 km en modulation duale pour un taux d'extinction réduit (9,5 dB et 6 dB) contre environ 125 km en modulation simple. Avec le modèle simulé, cette étude montre qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser un D-EML dans les réseaux d'accès de type PON à 10 Gb/s. En effet, des composants plus simples et commercialement disponibles comme les EML permettent déjà de couvrir l'ensemble des distances requises par le réseau d'accès, soit de 20 km à 60 km maximum. À ce débit, le gain en performances apporté par la modulation duale intervient pour de grandes longueurs de fibre alors que l'atténuation linéique devient pénalisante. Les distances atteintes correspondent alors plus aux distances typiques des réseaux métropolitains. C'est dans ce type de réseau ou pour des liaisons entre des centres de données éloignés que le D-EML pourrait trouver toute sa place à des débits de 10 Gb/s. L'introduction de l'amplification en ligne serait alors acceptable et permettrait de profiter au mieux de l'augmentation des distances de transmission apportée par la modulation duale.

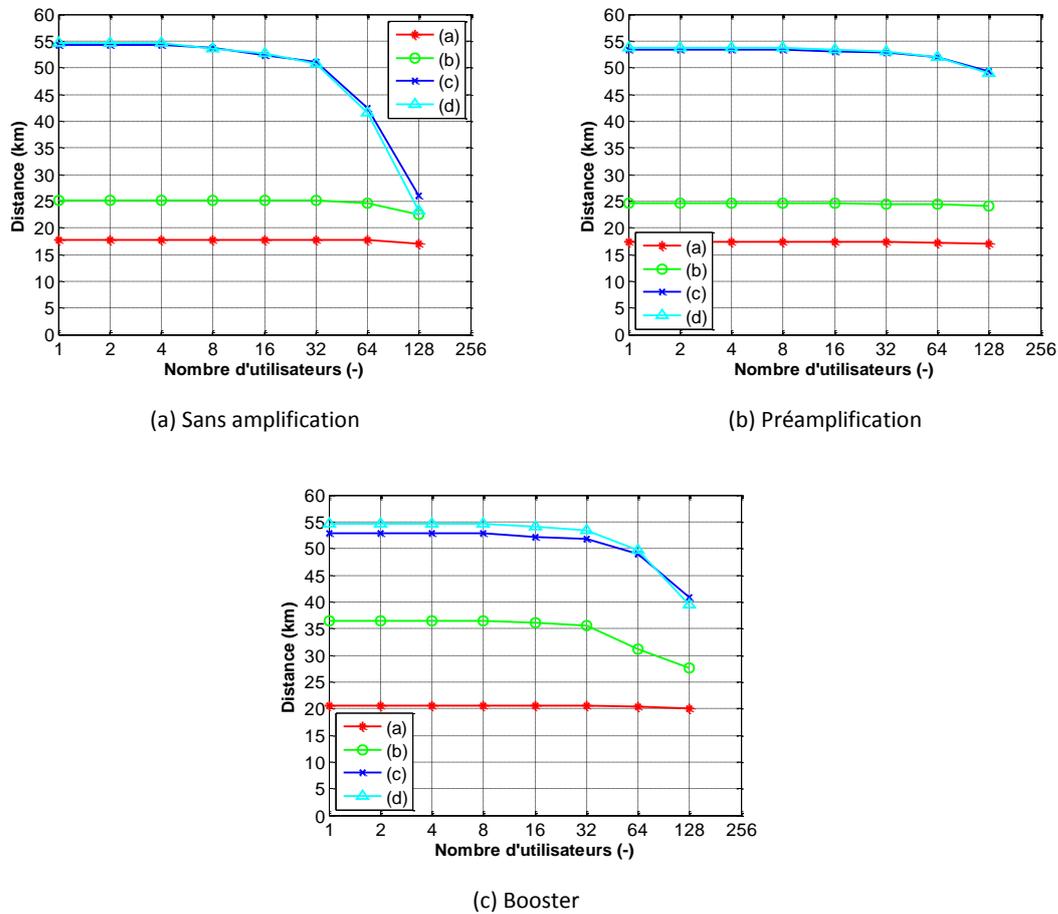


Figure 3.24. Distance en fonction du nombre d'utilisateurs à 25 Gb/s (D/D) pour un BER de 10^{-3}

La Figure 3.24 montre les résultats obtenus pour un débit de 25 Gb/s qui, contrairement au débit de 10 Gb/s, permet une configuration sans amplification (condition importante pour les PON). Sans amplification, les performances pour les taux d'extinction réduits des cas (c) et (d) sont plus impactées que celles des cas (a) et (b) possédant un meilleur SNR. On peut donc conclure que pour un taux de partage de 128 utilisateurs les cas (c) et (d) perdent totalement le gain en distance qu'ils apportaient par rapport au cas (b). L'introduction d'une préamplification permet de recouvrer des performances attrayantes pour les cas (c) et (d) puisque l'atténuation introduite par le diviseur venant dégrader le SNR est bien compensée. L'étude d'une amplification booster montre des résultats similaires quoique un peu meilleurs pour les modulations possédant un fort taux d'extinction (cas (a) et (b)). Cependant, pour les applications de type PON avec des distances typiques variant de 20 km à 60 km maximum, il n'est pas souhaitable d'introduire un système d'amplification car cela augmente à la fois le coût de déploiement et d'entretien mais aussi le coût énergétique. En ne considérant pas d'amplification, des PON à 32 ou 64 utilisateurs seraient envisageables avec le D-EML en modulation duale pour des distances variant de 25 km à 50 km alors que la modulation simple n'autoriserait que des distances inférieures à 20 km. Le D-EML est un composant qui répond tout à fait aux exigences des réseaux d'accès de type PON à 25 Gb/s.

2.5 Conclusion

Le modèle phénoménologique permet un prototypage rapide et efficace du D-EML en utilisant des caractéristiques statiques obtenues de manière expérimentale. Il a permis de mettre en exergue plusieurs phénomènes et d'établir les performances possibles en transmission. Nous avons pu voir avec ce modèle, comme en expérimentation, que le contrôle de la phase des signaux arrivant sur les deux voies de modulation est primordial pour satisfaire les conditions d'obtention d'un signal SSB. Au-delà de ça, il permet véritablement de modifier la forme temporelle de l'évolution de la déviation en fréquence optique grâce au chirp transitoire des deux composants (laser et modulateur). Cette forme de préchirping permet d'atteindre des distances de transmission plus importantes que celles prédites par le modèle idéal ne possédant pas de chirp transitoire. Elle est d'autant plus efficace que l'indice de modulation en amplitude est réduit. Le Tableau 3.10 résume les performances obtenues pour les modèles idéal et phénoménologique en fonction des trois débits 10 Gb/s, 25 Gb/s et 40 Gb/s dans le cas d'une liaison point-à-point, c'est-à-dire avec un budget optique ne dépendant que de l'atténuation linéique de la fibre.

Tableau 3.10. Résumé des performances pour les deux modèles avec une liaison réaliste

Cas	Distance maximale de transmission pour un BER de 10^{-3}					
	10 Gb/s		25 Gb/s		40 Gb/s	
	MI	MP	MI	MP	MI	MP
(a)	145 km	125 km	22 km	18 km	9 km	7,5 km
(b)	175 km	160 km	28 km	25 km	11 km	8 km
(c)	220 km	230 km	38 km	54 km	15 km	14 km
(d)	225 km	232 km	41 km	56 km	16 km	20 km

Avec le modèle phénoménologique, nous avons également pu mettre en évidence que le D-EML ne semblait pas adapté pour des configurations de type PON à 10 Gb/s car pour ce débit l'avantage procuré par la modulation duale n'apparaît que pour des grandes distances pour lesquelles l'atténuation limite les performances. Il serait donc nécessaire d'introduire un système d'amplification ce qui rajoute un surcoût énergétique et augmente les coûts de déploiement et de maintenance. En revanche pour des applications de type liaison entre centres de données ou réseaux métropolitains, pour lesquelles l'amplification en ligne est envisageable, le D-EML présente un net avantage par rapport à un EML classique en affichant un gain en distance de transmission d'environ 100 km pour un BER à 10^{-3} . D'autre part, pour un débit de 25 Gb/s le D-EML se révèle être un bon candidat pour les réseaux de type PON. En effet, à ce débit, l'avantage de la modulation duale apparaît pour des distances de fibre moyenne et l'amplification n'est plus nécessaire. On notera qu'il est possible en simulation, grâce à la modulation duale du D-EML, de desservir jusqu'à 128 client en TDM-PON sur une distance de 40 km avec une amplification booster mutualisée au central.

Le lecteur peut se référer à l'Annexe A pour consulter les mesures expérimentales effectuées par nos collaborateurs avec le D-EML. La comparaison est délicate car les mesures et les simulations ont été menées de front et les conditions d'expérimentation et de simulation divergent parfois. En outre, certains comportements expérimentaux n'ont jamais pu être mis en évidence en simulation comme l'obtention d'une pénalité négative sur une courbe de BER en back-to-back par rapport à une courbe de

BER pour une certaine longueur de fibre en fonction de la puissance reçue, comme cela a pu être obtenu en simulation.

3 Résultats de simulations avec le modèle Matlab

3.1 Introduction

Le modèle Matlab du D-EML développé par Télécom ParisTech est un modèle orienté composant en ce qui concerne la partie laser alors que la partie modulateur est plutôt décrite de manière phénoménologique. L'objectif était d'intégrer ce modèle dans le simulateur système VPItransmissionMaker™ afin d'en évaluer les performances en transmission. Nous avons donc développé une cosimulation Matlab/VPI permettant d'intégrer le modèle.

3.2 Intégration du modèle

Le modèle qui nous a été fourni se présente sous la forme d'un ensemble de fichiers Matlab compilés possédant l'extension ".p" ce qui signifie qu'aucun fichier n'est ni consultable, ni modifiable. Plusieurs schémas d'intégration se sont succédés afin de résoudre les problèmes qui survenaient ou d'améliorer l'efficacité de la simulation. La première méthode consistait à faire un schématique global pour effectuer l'ensemble de la cosimulation comme montré sur la Figure 3.25.

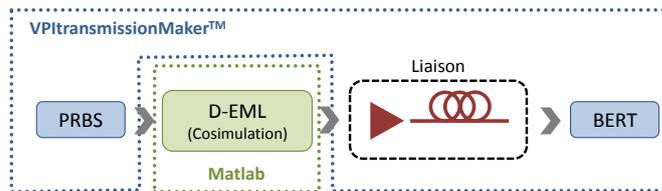


Figure 3.25. Première méthode d'intégration

Une source PRBS génère les bits de manière pseudo-aléatoire dans VPItransmissionMaker™. Ce vecteur de bits est envoyé dans le bloc de cosimulation. Nous avons réalisé un script Matlab, appelé par le bloc de cosimulation, permettant de récupérer le vecteur de bits, de créer une structure de signal optique compatible avec VPItransmissionMaker™, d'appeler un script permettant de fixer certains pa-

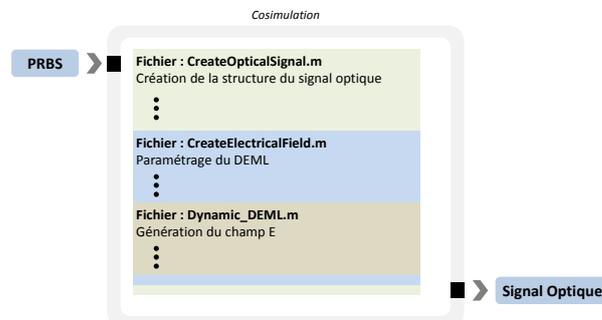


Figure 3.26. Processus de cosimulation

ramètres du D-EML (courant de polarisation du laser, tension de polarisation du modulateur, etc.) et d'exécuter la fonction réalisée par Télécom ParisTech simulant le D-EML. La Figure 3.26 explique le processus de manière plus schématique.

Cette première intégration a permis de mettre en évidence certains problèmes liés à ce principe de cosimulation. Le temps d'exécution du script permettant de calculer le champ électrique prend environ 10 min pour converger, c'est-à-dire trouver le premier échantillon et 2 s par échantillon pour la suite du calcul. Pour que le signal optique soit correctement représenté dans VPItransmissionMaker™ il faut au moins 32 ou 64 échantillons par bit et au moins 1024 bits simulés pour l'estimation statistique du BER. Pour 64 échantillons par bits et 1024 bits, le temps de calcul est alors d'environ :

$$T_{calc} = \frac{64 \times 1024 \times 2 + 10 \times 60}{3600} \approx 36 \text{ heures}$$

Ainsi, si on choisit de faire une étude en fonction de la longueur de la fibre, le calcul du champ E se fera pour chaque valeur de longueur de fibre alors que les paramètres statique et dynamique du D-EML n'auront pas changé. De plus, nous avons été confrontés à plusieurs reprises à une erreur provoquant l'arrêt complet de la simulation (le temps de calcul passé en amont est alors perdu) sans que l'assistance technique de VPI ne puisse en déterminer l'origine jusqu'à présent.

Une seconde méthode a consisté à diviser la simulation en deux parties comme illustré sur la Figure 3.27. La première, en cosimulation avec Matlab, était chargée du calcul du champ électrique en sortie du D-EML. Cette simulation devait être relancée à chaque fois que l'on voulait faire varier un paramètre du D-EML. La seconde, sans cosimulation, permettait de simuler le reste de la liaison. Cette technique permet de gagner un temps considérable lors d'études paramétriques sur un ou plusieurs éléments de la liaison autre que le D-EML.

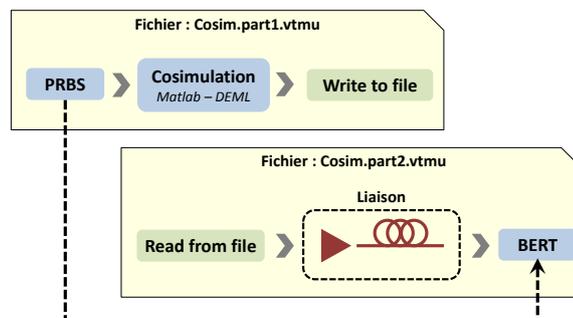


Figure 3.27. Deuxième méthode d'intégration

Le schéma d'exécution des scripts Matlab est le même que celui expliqué sur la Figure 3.26. La simulation complète comporte deux schémas de simulation VPItransmissionMaker™. Pour que le calcul du BER se fasse correctement dans le second fichier, nous avons utilisé dans ce dernier un bloc permettant d'attacher à un signal optique ou électrique des informations supplémentaires, dans notre cas, la séquence PRBS qui en est l'origine. Cependant cette méthode d'intégration n'a pas résolu tous les problèmes. En effet, une licence VPI reste utilisée pendant le long moment que dure la simulation du D-EML. En outre, il arrive que la même erreur décrite précédemment apparaisse. Une troisième solution

d'intégration a alors été proposée pour libérer la licence VPI occupée lors de la cosimulation et éviter autant que possible les erreurs de simulation.

Pour cette troisième intégration, toutes les modifications ont porté sur la première partie de la simulation, c'est-à-dire le premier fichier VPI, le second fichier restant inchangé. Dans le cas de la cosimulation précédente, 99% du temps de calcul se faisait dans Matlab et non dans VPI lors de la cosimulation du D-EML. Il a donc été décidé de dissocier complètement la simulation du D-EML de la simulation du reste de la liaison.

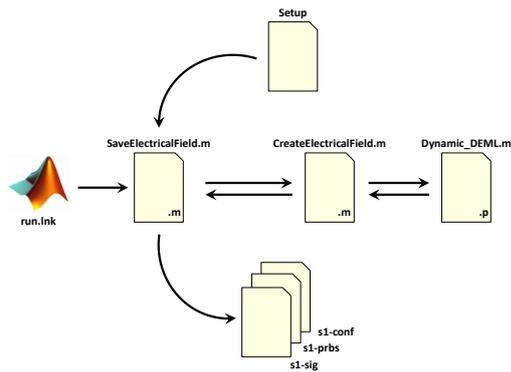


Figure 3.28. Organisation de la simulation Matlab

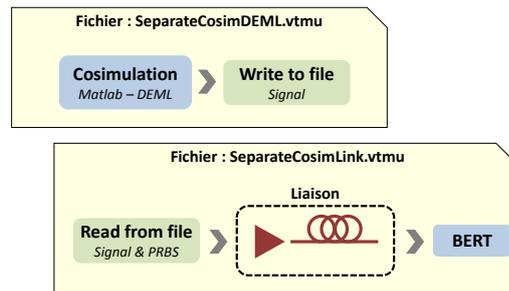


Figure 3.29. Troisième méthode d'intégration

La Figure 3.28 présente l'organisation de la simulation Matlab. Le fichier "SaveElectricalField.m" va lire un fichier de configuration nommé "setup" qui contient toutes les informations relatives à la simulation du D-EML (courants, tension, type de modulation, etc.). Il génère ensuite une séquence PRBS puis exécute le fichier "CreateElectricalField.m" qui lance le fichier "Dynamic_DEML.m". Ce dernier calcule les échantillons du champ électrique en fonction des paramètres du fichier "setup". Les résultats sont transmis au fichier "CreateElectricalField.m" puis au fichier "SaveElectricalField.m". Enfin, le script "SaveElectricalField.m" enregistre trois fichiers, le premier est l'image de la configuration utilisée (s1-conf), le deuxième contient la séquence PRBS (s1-prbs) et le troisième contient les échantillons du champ électrique calculés par le modèle du D-EML (s1-sig). La simulation VPI est toujours scindée en deux parties comme le montre la Figure 3.29. La première ne possède en entrée que le fichier "s1-sig".

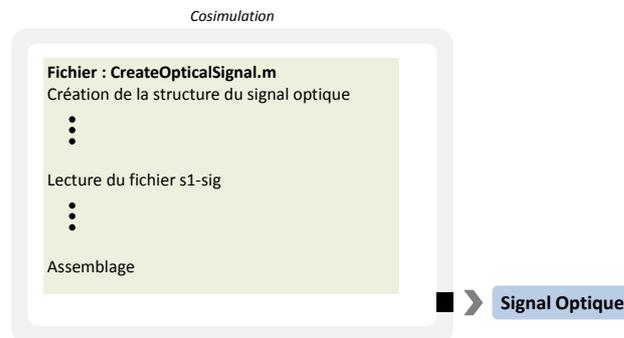


Figure 3.30. Processus de cosimulation

Elle permet de convertir l'ensemble des échantillons du champ électrique brut en un signal optique VPI qui est ensuite enregistré dans un autre fichier (s1-vpi) (Figure 3.30). Ce dernier fichier, est directement lu dans la seconde partie de la simulation VPI, ainsi que le fichier s1-prbs généré par le script Matlab.

De cette manière, la simulation du D-EML est complètement dissociée de VPI. Cette méthode indirecte résout les problèmes rencontrés. Le D-EML n'est simulé qu'une seule fois à chaque changement de ses paramètres et non pas à chaque changement d'un paramètre de la simulation dans son intégralité permettant ainsi un gain de temps. Aucune licence VPI n'est monopolisée pendant la simulation du D-EML qui peut s'avérer être longue.

3.3 Résultats de simulation

3.3.1 Simulation d'une liaison idéale

Comme pour le modèle idéal et le modèle phénoménologique, le modèle Matlab est tout d'abord inséré dans une liaison idéale ne comportant que la dispersion chromatique pour en étudier les performances. Une liste de scénarios (fichiers "setup") a été mise en place pour correspondre au cas préalablement traités et ainsi avoir une base de comparaison. Seul le débit de 10 Gb/s a été testé du fait du temps de simulation conséquent du modèle Matlab.

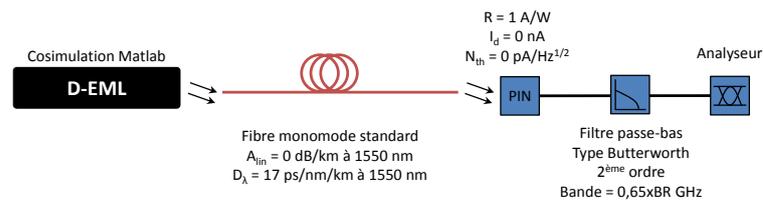


Figure 3.31. Synoptique de la cosimulation avec une liaison idéale

La Figure 3.31 présente le schéma de cosimulation et les paramètres principaux de la liaison. Le modèle Matlab du D-EML est représenté par une boîte noire puisque sa simulation proprement dite est faite préalablement. Le Tableau 3.11 rappelle les cas traités avec le modèle Matlab et précise notamment les taux d'extinction et déviation en fréquence obtenus en simulation.

Tableau 3.11. Récapitulatif des cas étudiés avec le modèle Matlab à 10 Gb/s

Cas	ER (dB) Souhaité	Δf_{pp} (GHz) Souhaitée	ER (dB) Simulé	Δf_{pp} (GHz) Simulée	V_{bias} (V)	V_{pp} (V)	I_{bias} (mA)	I_{pp} (mA)
(a)	17,5	0	17,2	0	-3,0	1,5	50	-
Configuration DATA/DATA								
(b)	17,5	5	17,0	5,1	-3,0	1,35	50	8
(c)	9,5	4	9,8	3,9	-3,0	0,74	50	5,2
(d)	6	3	5,9	3,1	-3,0	0,44	50	3,9
Configuration DATA/DATA								
(b)	17,5	-5	16,7	5	-3,0	1,5	50	4
(c)	9,5	-4	9,5	4,1	-3,0	0,79	50	4,3
(d)	6	-3	6	3	-3,0	0,50	50	3,3

La Figure 3.32 présente une comparaison des spectres optiques à la sortie du modèle phénoménologique (MP) et du modèle Matlab (MM) du D-EML. On note une très bonne ressemblance entre les deux modèles malgré un certain nombre de différences que nous soulignerons un peu plus tard en s'appuyant sur les représentations temporelles de l'évolution de la puissance optique et du chirp en sortie des deux modèles.

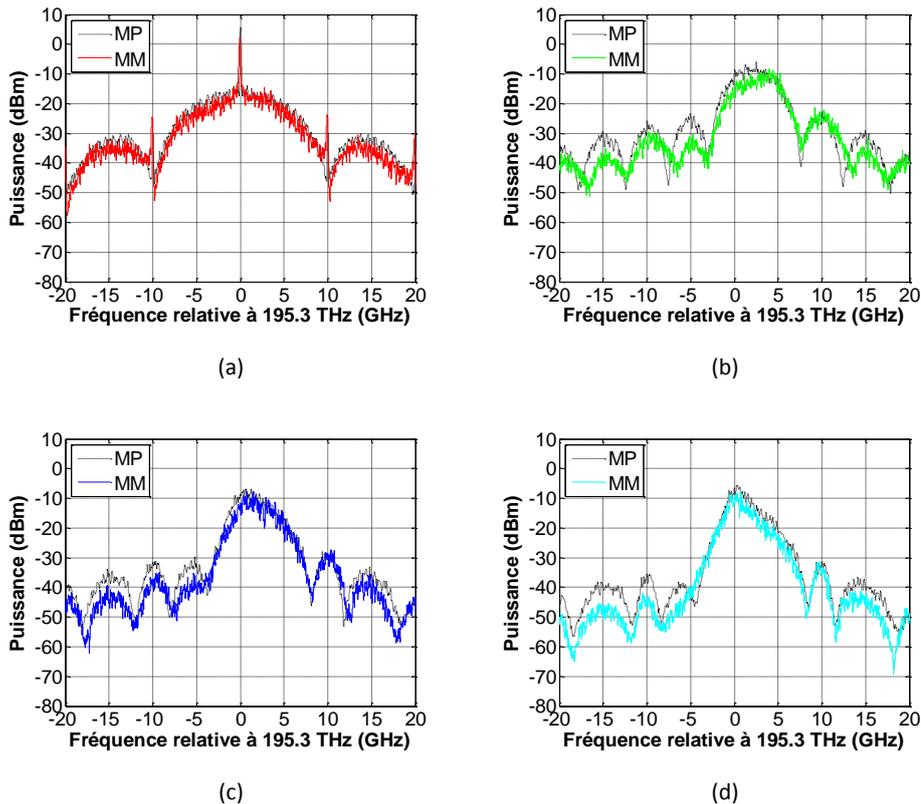


Figure 3.32. Comparaison des spectres en sortie du D-EML à 10 Gb/s

La Figure 3.33 décrit les diagrammes de l'œil électrique en réception après transmission des cas (a), (b), (c) et (d) en fonction de la distance. Une fois de plus, on constate que la modulation duale permet de conserver un diagramme de l'œil bien ouvert, même après 200 km. La qualité du diagramme de l'œil est d'autant meilleure que le taux d'extinction est réduit. Rappelons tout de même qu'il s'agit d'une liaison n'intégrant que la dispersion chromatique. La réduction du taux d'extinction dans le cas d'une liaison plus réaliste, intégrant notamment l'atténuation linéique dans la fibre et du bruit au niveau du récepteur, entrainera inévitablement une pénalité et les distances s'en trouveraient réduites.

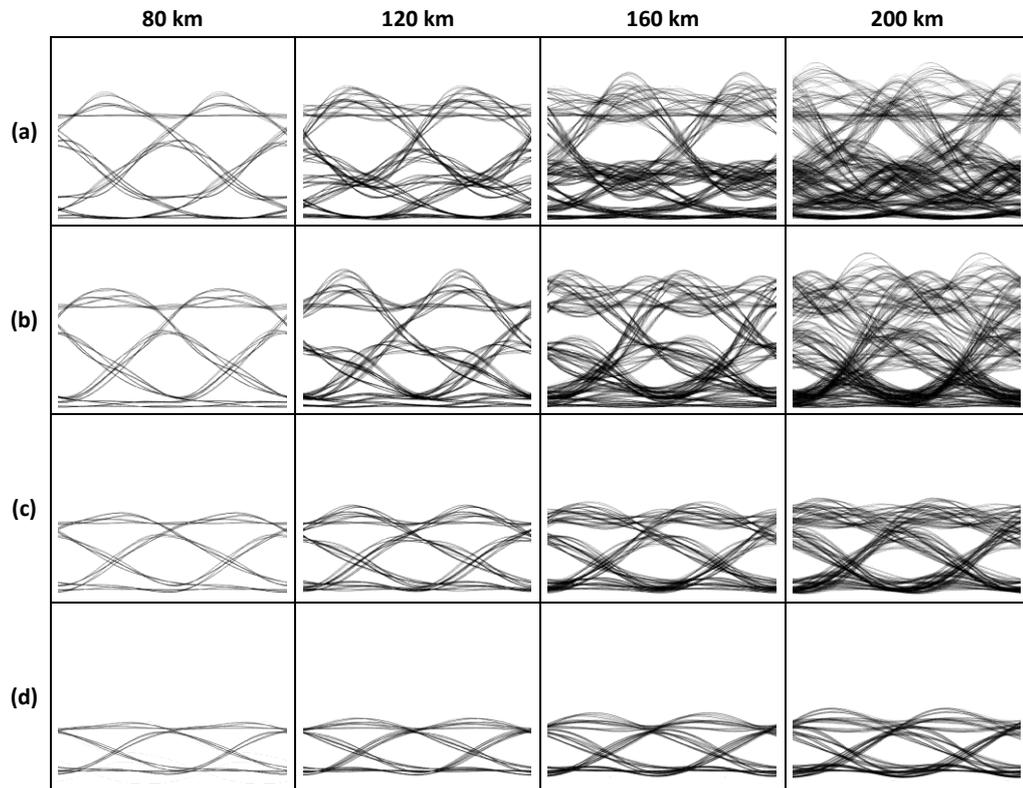
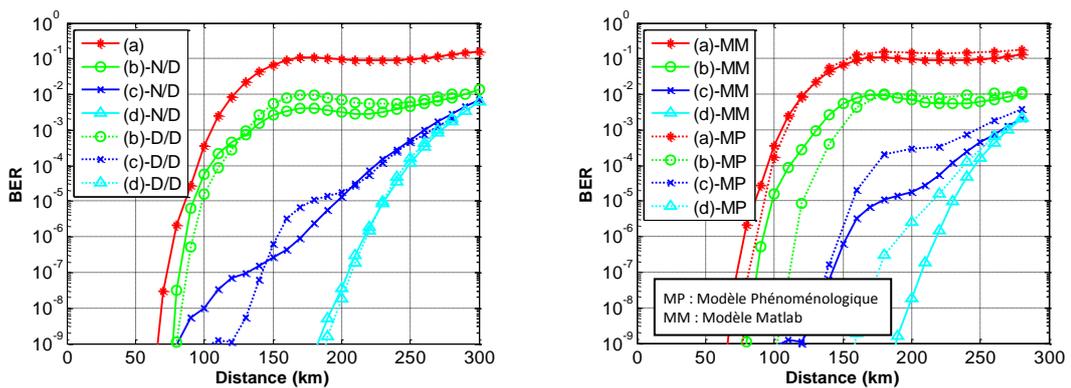


Figure 3.33. Diagrammes de l'œil électrique en réception à 10 Gb/s

Les performances accrues pour les faibles taux d'extinction s'expliquent par le fait que les conditions d'obtention de signaux SSB sont mieux satisfaites pour des indices de modulation plus petits du fait de l'approximation NBFM. On le constate en partie sur le spectre optique qui est effectivement plus étroit pour les cas (c) et (d) comparativement au cas (b).



(a) Comparaison D/D et N/D avec le MM

(b) Comparaison MM/MP en D/D

Figure 3.34. BER en fonction de la distance à 10 Gb/s pour une liaison idéale

Une première étude a été faite pour comparer les performances obtenues avec le modèle Matlab en modulation duale DATA/DATA (D/D) et $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$ (N/D). La Figure 3.34(a) permet de montrer que ces deux configurations sont équivalentes comme nous l'avons déjà montré pour le modèle phénoménologique. Une comparaison des performances en transmission a été faite entre le modèle Matlab et le modèle phénoménologique sans optimisation des délais entre les deux voies de modulation et en configuration DATA/DATA. Les courbes obtenues, présentées en Figure 3.34(b), décrivent des allures similaires avec des performances très proches. Les différences qui apparaissent sont dues au fait que les caractéristiques $\alpha_H = f(V)$ des deux modèles des modulateurs EA sont différentes (Figure 2.13(b) et Figure 2.16(b)). Dans le cas du modèle phénoménologique, la contribution apportée par le chirp du

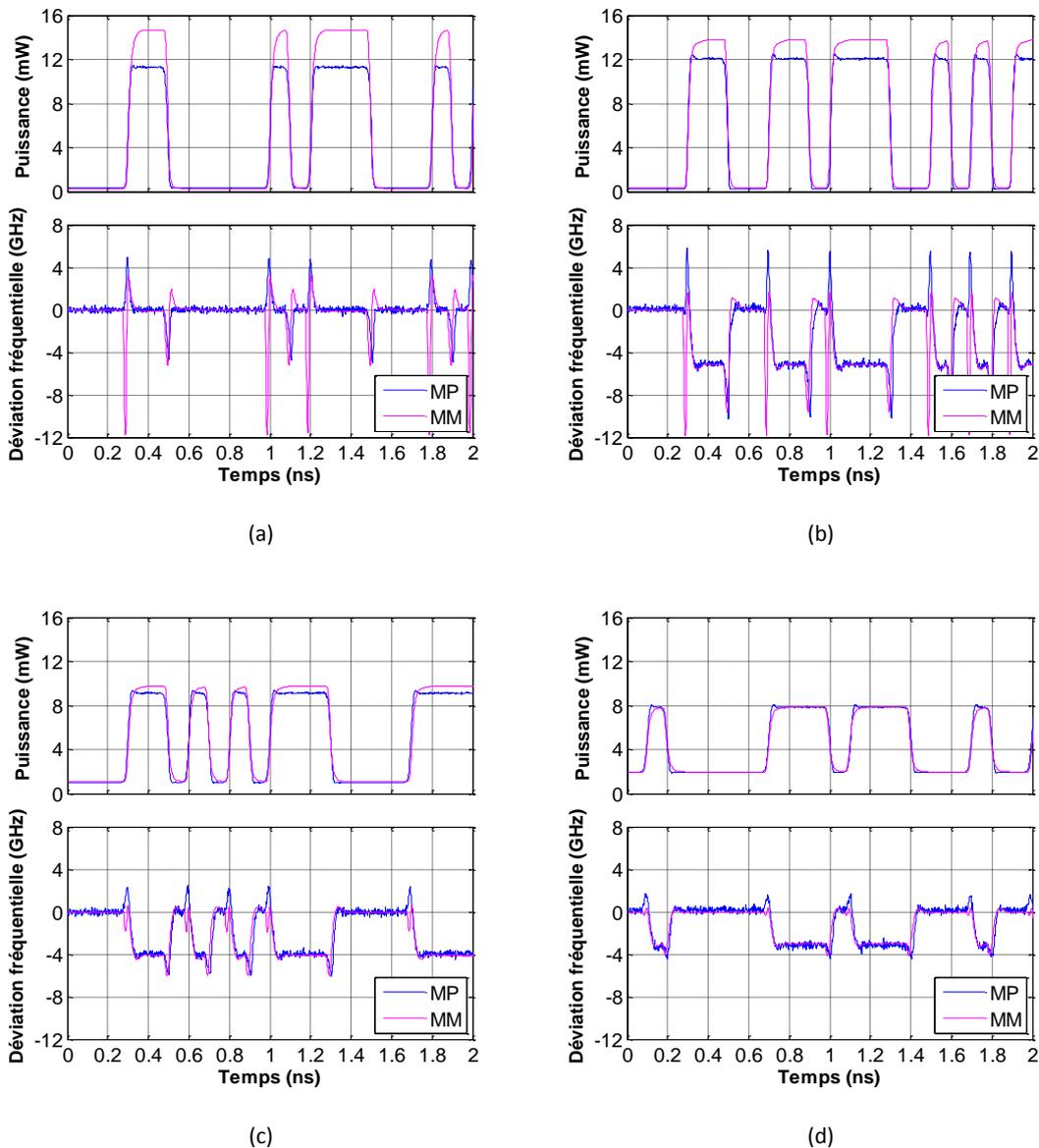


Figure 3.35. Comparaison de la puissance et du chirp en sortie du D-EML à 10 Gb/s

modulateur est strictement positive sur les fronts montants et strictement négative sur les fronts descendants alors que dans le cas du modèle Matlab, elle est successivement négative puis positive, que ce soit pour les fronts montants et descendants, comme le montre la Figure 3.35.

Sur la Figure 3.35(a) et la Figure 3.35(b) on note une nette différence de valeur de la puissance pour les niveaux hauts entre le modèle Matlab et le modèle phénoménologique mais dans le même temps les niveaux bas sont plus petits pour le modèle phénoménologique que pour le modèle Matlab ce qui permet de conserver des taux d'extinction équivalent.

3.3.2 Résultats avec une liaison plus réaliste

Le modèle Matlab a également été utilisé à 10 Gb/s dans une liaison plus réaliste intégrant du bruit thermique électrique, l'atténuation linéique ainsi que les effets non-linéaires dans la fibre. Comme pour le modèle phénoménologique, trois schémas d'amplification ont été testés compte tenu du fait qu'à 10 Gb/s les distances atteignables en modulation duale sont assez grandes. Le schéma de la Figure 3.36 rappelle la structure de la liaison ainsi que les principaux paramètres.

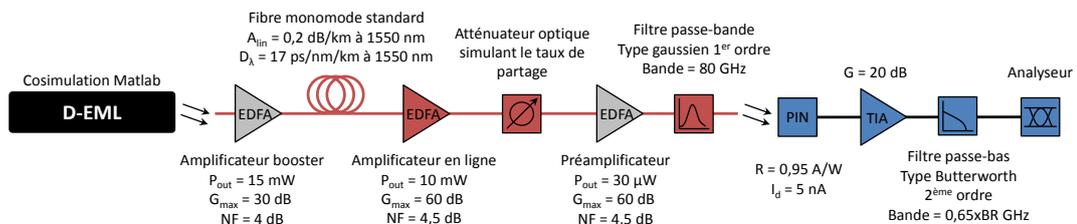


Figure 3.36. Synoptique de la cosimulation avec une liaison réaliste

Les résultats pour les différentes configurations d'amplification sont décrits par la Figure 3.37. Les performances obtenues sont très similaires à celles présentées sur la Figure 3.23 et en conséquence, les conclusions sont semblables. Pour un débit de 10 Gb/s le D-EML est plus adapté à des liaisons de type métropolitaines pour lesquelles la distance à parcourir est grande et où l'amplification en ligne est permise.

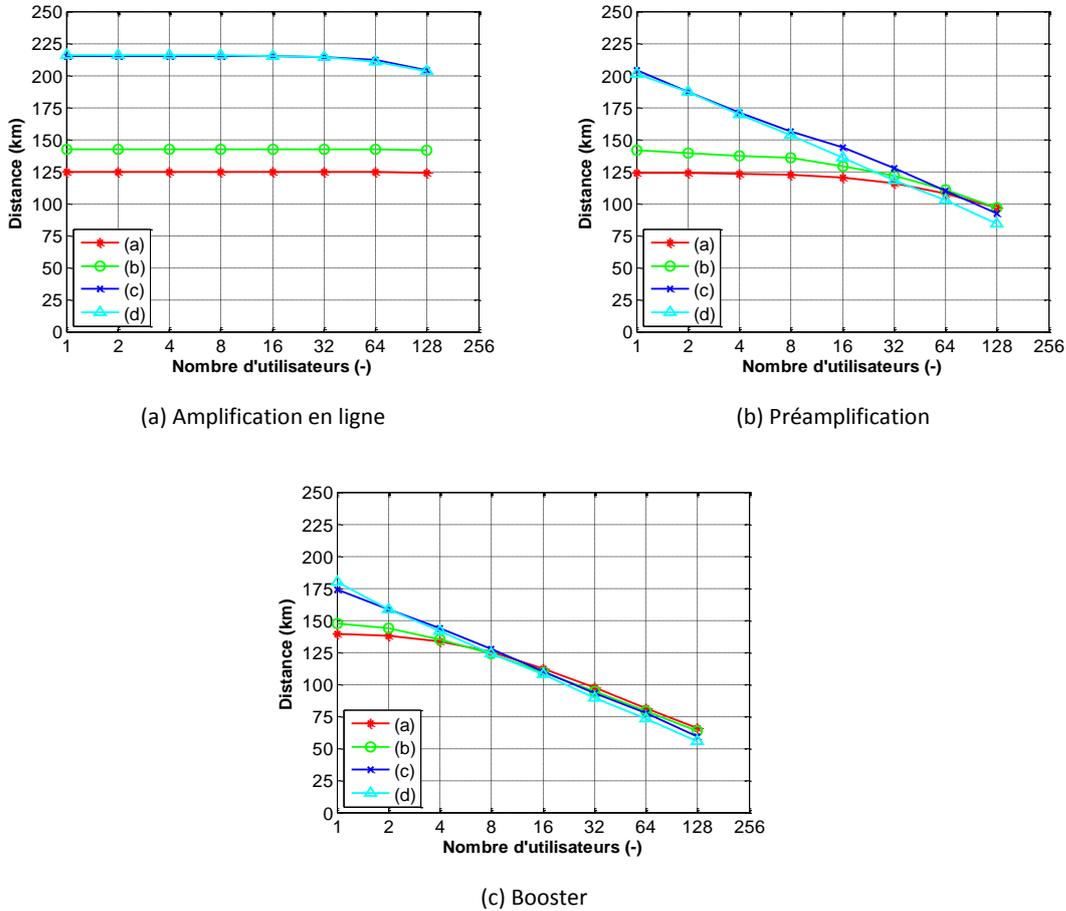


Figure 3.37. Distance en fonction du nombre d'utilisateurs à 10 Gb/s (D/D) pour un BER de 10^{-3}

3.4 Conclusion

L'intégration du modèle Matlab orienté composant a pu être effectuée pour réaliser des cosimulations système avec VPItransmissionMakerTM. La méthodologie d'intégration a abouti à une structure de simulation décorrélée. Le modèle Matlab est simulé seul suivant un scénario définissant le débit, le nombre de bits à transmettre, le nombre d'échantillons par bit, le type de modulation (simple ou duale), le type de configuration pour la modulation duale (DATA/DATA ou $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$), le courant et la tension de polarisation respectivement du laser et du modulateur, le courant et la tension de modulation respectivement appliquées sur le laser et le modulateur ainsi que le délai entre les deux voies de modulation. Cette simulation Matlab génère l'enveloppe complexe du champ électromagnétique qui sort du D-EML. Ensuite intervient une étape de cosimulation qui permet de créer un signal optique utilisable par VPItransmissionMakerTM à partir de l'enveloppe du champ généré par Matlab. Le signal ainsi généré est enregistré pour être utilisé comme signal d'entrée de la simulation de la liaison qui incorpore la fibre, les amplificateurs, la photodiode, etc. Ce procédé permet d'économiser au maximum le temps de simulation.

Cependant, le modèle Matlab reste difficile à manipuler dans des simulations système du fait justement du temps de simulation important qu'il requière. L'étude faite à 10 Gb/s révèle que les performances obtenues sont très proches de celles démontrées avec le modèle phénoménologique. En ce sens, il est important de rappeler qu'un modèle doit s'adapter au contexte de l'étude et aux résultats que l'on souhaite en tirer. Ainsi le modèle Matlab développé par Télécom ParisTech est extrêmement utile pour des simulations orientées vers le composant, c'est-à-dire que l'on va faire varier certains paramètres du composant et observer la modification de son comportement. Il a notamment été montré dans [21] qu'une contre-réaction optique externe modérée appliquée au laser du D-EML permet de contrôler son chirp adiabatique. Cette contre-réaction est générée par la réflexion du signal optique sur la facette externe de l'EAM car le traitement antireflet de cette dernière est souvent difficile à réaliser. Il a également été montré que la phase de l'onde optique au niveau des facettes HR (Haute Réflectivité) et AR (Anti-Réflectivité) du D-EML pouvait changer la position du mode laser et influencer le chirp adiabatique de ce dernier [21]. Dans le cas de simulations système, utiliser un modèle de type phénoménologique semble suffisant dans la mesure où le comportement de ce modèle en puissance et en chirp s'avère être assez proche de celui du composant réel. Une étude du modèle Matlab à 40 Gb/s aurait été souhaitable pour comparer les résultats à ceux obtenus avec le modèle phénoménologique, mais elle n'est pas encore réalisée faute de temps.

4 Résumé du chapitre

Une solution simple pour permettre la montée en débit dans le réseau d'accès optique consiste à pousser au-delà de ses capacités actuelles la technologie TDM/TDMA-PON en utilisant des émetteurs et récepteurs très haut débits jusqu'à 40 Gb/s. Toujours dans un but de simplicité et de réutilisation des technologies connues, une modulation de type OOK-NRZ pourrait être utilisée. L'inconvénient de cette technique de modulation est qu'elle possède une très faible efficacité spectrale (1 b/s/Hz) ce qui implique que lorsque le débit augmente elle devient très sensible à la dispersion chromatique de la fibre. Les potentialités du D-EML pour les débits de 10 Gb/s, 25 Gb/s et 40 Gb/s ont alors été testées en simulation pour déterminer si ce nouveau type de composant pouvait répondre aux besoins des futurs réseaux d'accès optiques de demain en réduisant les effets de la dispersion chromatique pour les hauts débits en modulation OOK-NRZ. Trois modèles de D-EML ont été mis en place pour effectuer des simulations système.

Le premier, appelé *modèle idéal*, est composé d'un modulateur de fréquence optique idéal simulant le laser DFB et d'un modulateur d'intensité optique également idéal représentant le modulateur EA. Ce modèle, très simple d'utilisation, a permis de valider la génération de signaux OSSB par la modulation duale du D-EML associant FM et AM. Il a été montré une limite de 275 km, 45 km et 17 km respectivement pour les débits de 10 Gb/s, 25 Gb/s et 40 Gb/s en considérant une pénalité de 2 dB sur l'ouverture du diagramme de l'œil pour une liaison n'incluant que la dispersion chromatique et avec un taux d'extinction à l'émission de 6 dB. Toujours pour le même type de liaison et le même taux d'extinction, des distances de 262 km, 42 km et 16,5 km ont été atteintes respectivement pour les mêmes débits cités précédemment en considérant cette fois-ci un BER de 10^{-3} .

Le second modèle est appelé *modèle phénoménologique*. Il est composé d'un modèle de laser et d'un modèle de modulateur EA basés sur des caractéristiques expérimentales. Il est alors possible de paramétrer la longueur d'onde du laser, sa largeur spectrale, son RIN, son chirp transitoire, son chirp

adiabatique, sa bande passante, son rendement, *etc.* ainsi que la courbe de transfert du modulateur, son chirp transitoire en fonction de la tension, *etc.* Grâce à ce modèle, nous avons pu mettre en évidence les performances de la modulation duale du D-EML dans des liaisons plus réalistes intégrant la dispersion chromatique, l'atténuation linéique et les effets non-linéaires dans la fibre ainsi que les différents bruits dans le récepteur (bruit thermique et bruit de grenaille) et le reste de la liaison. Il a été montré que l'introduction du chirp transitoire venait modifier le comportement de la modulation duale en pénalisant les cas possédant un fort taux d'extinction et en améliorant légèrement les cas ayant de plus faibles taux d'extinction. Cette étude a abouti à la conclusion que la modulation duale du D-EML à 10 Gb/s était plus appropriée pour des liaisons de type métropolitaine ou des liaisons entre des centres de données puisqu'un gain de près de 100 km est démontré en comparaison d'une modulation simple d'un EML pour un BER de 10^{-3} à la condition d'utiliser un système d'amplification en ligne. En revanche le D-EML semble particulièrement intéressant pour les réseaux d'accès de type PON à 25 Gb/s. En effet, une configuration de modulation duale du D-EML desservant 64 utilisateurs jusqu'à un peu plus de 40 km a été simulée pour un BER de 10^{-3} .

Le troisième modèle a été développé par Télécom ParisTech et se nomme *modèle Matlab* car il a été écrit dans ce langage. Il s'agit d'un modèle de D-EML orienté composant en ce qui concerne la partie laser et basé sur des caractéristiques expérimentales pour la partie modulateur. Le modèle du laser fait appel au formalisme des matrices de transfert pour simuler un composant constitué de multiples sections. Ainsi un certain nombre de phénomènes sont pris en compte en comparaison d'un modèle monosection classique (variation de la distribution des porteurs, de l'indice de réfraction, du gain, *etc.* suivant l'axe du composant). À cause de sa complexité, ce modèle n'est pas facilement adaptable aux simulations systèmes. Par ailleurs, des résultats similaires à ceux produits par le modèle phénoménologique, que nous avons développé, ont pu être observés à 10 Gb/s.

Chapitre 4

Modulation duale multiporteuses (OFDM)

La modulation OOK-NRZ est très largement utilisée dans les réseaux de communication optiques fibrés et en particulier dans le réseau d'accès optique car elle présente une simplicité de mise en œuvre et une robustesse qui sont ses avantages principaux. La maturité des composants et leur faible coût de production continuent à faire de l'OOK-NRZ une modulation très plébiscitée. Cependant, lorsque l'on souhaite monter en débit pour desservir plus de clients et/ou leur offrir plus de débit, le temps bit diminue et plusieurs problèmes se posent. La vitesse de l'électronique associée doit être suffisamment grande, entre autres du fait d'une efficacité spectrale faible (1 b/s/Hz). De plus, l'étalement temporel dû à la dispersion chromatique engendre des interférences entre symboles (ISI : Inter-Symbol Interferences), la synchronisation pour le multiplexage temporel est plus délicate, les performances des récepteurs en mode burst sont plus difficiles à tenir, etc. Des solutions sont envisageables pour chacun de ces problèmes mais elles sont souvent de plus en plus coûteuses à mesure que le débit augmente. Il est donc tout à fait légitime d'explorer d'autres pistes afin de garantir une montée en débit à moindre coût.

Une solution, déjà appliquée pour les communications fibrées entre centres de données ou pour certaines liaisons dans les réseaux métropolitains, consiste à multiplexer en longueur d'onde plusieurs canaux OOK-NRZ. Par exemple pour obtenir un lien 40 Gb/s on multiplexera 4x10 Gb/s canaux OOK-NRZ à l'aide de 4 longueurs d'onde différentes. Une autre solution consiste à s'inspirer de ce qui se fait dans les réseaux de télécommunication sans fil, à savoir augmenter l'efficacité spectrale par des formats de modulation et des techniques de multiplexage avancés. Dans ce chapitre nous nous proposons donc d'étudier les performances qu'il est possible d'atteindre en transmission en utilisant comme format de modulation avancé l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) associé à la modulation duale propre au D-EML.

1 Orthogonal frequency division multiplexing

1.1 Introduction

L'OFDM est une technique de multiplexage fréquentiel qui se distingue de la FDM (Frequency Division Multiplexing) de par le fait qu'elle utilise des porteuses orthogonales entre elles. Les porteuses sont

dités orthogonales car le maximum de puissance d'une porteuse correspond au minimum des porteuses adjacentes. L'OFDM permet d'augmenter l'efficacité spectrale comparée à la FDM puisque l'intervalle de garde entre les sous-porteuses est réduit à son minimum comme le montre la Figure 4.1. En outre, l'OFDM est très souvent associée à des modulations multi-niveaux en phase et/ou en amplitude possédant de fortes efficacités spectrales permettant ainsi de maximiser le débit pour une bande fréquentielle donnée.

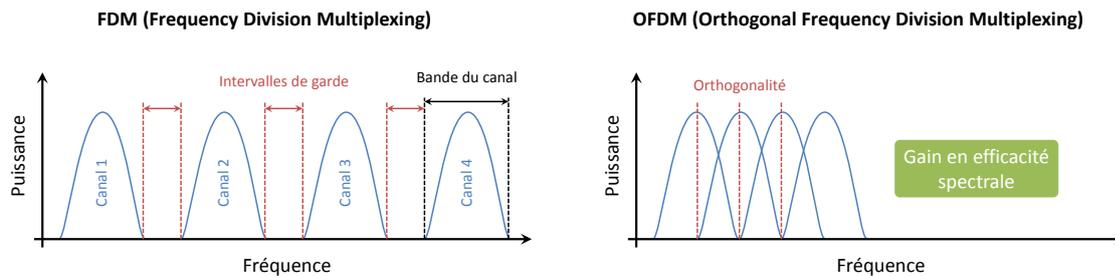


Figure 4.1. Représentation schématique de la FDM et de l'OFDM

Connue depuis plusieurs décennies, l'OFDM ne s'est vraiment imposée comme une solution attrayante que depuis les années 1980 après la mise en œuvre de modulateurs entièrement numériques basés sur un algorithme de transformée de Fourier rapide (FFT : Fast Fourier Transform) réinventé par J.W. Cooley et J. Tukey en 1965 [48]. Avant cela, le multiplexage fréquentiel était réalisé de manière analogique avec des filtres orthogonaux coûteux, des multiplieurs et un grand nombre d'oscillateurs locaux, ce qui rendait le système complexe et inapproprié pour les télécommunications grand public. Dans les modulateurs OFDM numériques, c'est l'IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) et la FFT qui réalisent respectivement les opérations de multiplexage et de démultiplexage fréquentiel, remplaçant ainsi les filtres, les multiplieurs et les oscillateurs locaux analogiques. Les progrès de l'électronique et en particulier des convertisseurs numérique/analogique (DAC : Digital to Analog Converter) et analogique/numérique (ADC : Analog to Digital Converter) ainsi que des DSP (Digital Signal Processing) ont permis l'essor de l'OFDM. Aujourd'hui, l'OFDM est présent dans de nombreux systèmes de télécommunication filaire et RF (Radio Frequency) comme par exemple l'ADSL (Asynchronous Digital Subscriber Line), les PLC (Power Line Communication), le WiFi, le WiMAX, le DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) ou encore la 4G mobile. Depuis près d'une décennie, l'OFDM est au cœur de nombreuses recherches dans le domaine des télécommunications optiques fibrées ou en espace libre. En ce qui nous concerne, cette technique de multiplexage fréquentiel était présentée comme un candidat potentiel pour la montée en débit dans le réseau d'accès optique jusqu'à fin 2012 environ [49] [50]. Aujourd'hui les organismes de pré-normalisation et de normalisation semblent plutôt se tourner vers des solutions hybrides TDM-WDM-PON plutôt que vers des systèmes OFDM, considérés encore trop complexes et gourmands en énergie. Cependant, les recherches sur l'OFDM pour le réseau d'accès optique sont toujours d'actualité afin de lui apporter de la maturité car c'est une technologie qui possède de nombreux avantages comme nous allons le voir dans la suite de ce chapitre.

1.2 Principe de fonctionnement

Le principe de base de l'OFDM est de paralléliser une source de données ayant un débit élevé en plusieurs canaux ayant des débits inférieurs, permettant ainsi de réduire l'ISI. La Figure 4.2 présente l'architecture d'un émetteur et d'un récepteur OFDM et montre en exemple la forme temporelle, la distribution et la forme spectrale d'un signal OFDM transposé à 5 GHz. Il s'agit là de l'OFDM conventionnelle, c'est-à-dire que le signal généré comporte une partie réelle et une partie imaginaire. Il faut alors transposer le signal en fréquence de manière analogique si l'on veut moduler directement un laser ou un modulateur électroabsorbant. En effet, comme il s'agit de composants modulés en intensité, il est nécessaire que le signal soit purement réel, ce qui est effectivement le cas une fois la transposition effectuée.

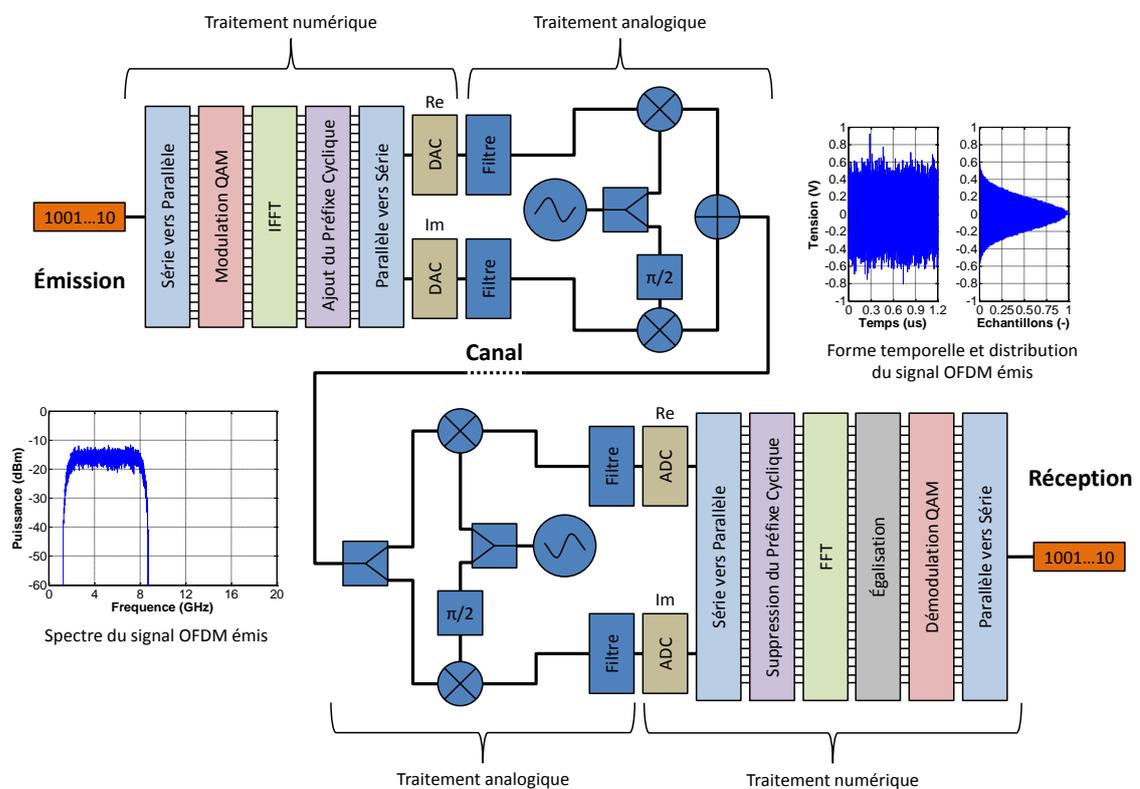


Figure 4.2. Schéma de principe d'un émetteur/récepteur OFDM

À l'émission, le flux de bits entrant dans le codeur OFDM est parallélisé, en fonction du nombre de bits par symbole choisi et du nombre de sous-porteuses, puis encodé en symboles complexes pouvant être représentés sur un diagramme de constellation. L'encodage peut être basé sur une modulation de phase (mPSK), d'amplitude (mASK) ou une combinaison des deux (mQAM). Les symboles sont ensuite envoyés sur un bloc d'IFFT pour être transmis indépendamment sur les différentes sous-porteuses orthogonales. Le nombre d'entrée de l'IFFT définit le nombre de sous-porteuses du signal OFDM. Finalement, un intervalle de garde est ajouté entre chaque symbole OFDM pour réduire l'ISI. Cet intervalle de garde peut être constitué de zéros (ZPS : Zero Padding Suffix) mais le plus judicieux est d'utiliser un pré-

fixe cyclique (CP : Cyclic Prefix). Le CP est généré en début de symbole OFDM en répétant un certain nombre des derniers échantillons de ce symbole. Le CP permet non seulement de se prémunir de l'ISI mais facilite également la synchronisation des symboles OFDM et peut jouer le rôle d'un estimateur de canal. Tout ce traitement est effectué par un processeur dans le domaine numérique. Pour créer un signal électrique analogique purement réel, il faut ajouter à cette chaîne de traitement un DAC, un filtre anti-aliasing et un système de transposition en fréquence composé d'un oscillateur local, de deux mixers et d'un diviseur de puissance hybride 90° . À titre d'illustration, la Figure 4.3 présente le synoptique détaillé d'un émetteur OFDM conventionnel pour une modulation de type 4-QAM avec N sous-porteuses.

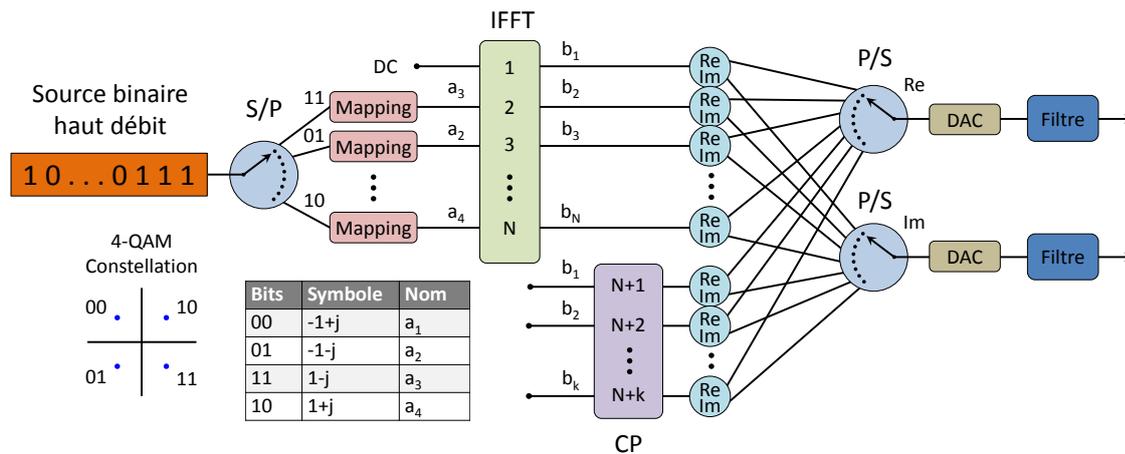


Figure 4.3. Synoptique détaillé d'un émetteur OFDM

Le signal OFDM peut être rendu réel par un procédé différent de la transposition en fréquence basé sur la symétrie hermitienne. Le principe est simple, les données à transmettre ne sont envoyées que sur la première moitié des entrées de l'IFFT. L'autre moitié reçoit les complexes conjugués des données à transmettre de manière symétrique. Après l'IFFT, le signal numérique est purement réel et un seul DAC est nécessaire. Le signal analogique généré peut alors être utilisé pour moduler un laser ou un modulateur électroabsorbant directement. On parle alors de DMT (Discrete Multi-Tone). La Figure 4.4 détaille l'architecture d'un émetteur DMT. On comprend bien qu'avec ce principe le débit disponible est deux fois plus petit en comparaison de l'OFDM conventionnelle pour un même nombre de sous-porteuses et un même codage.

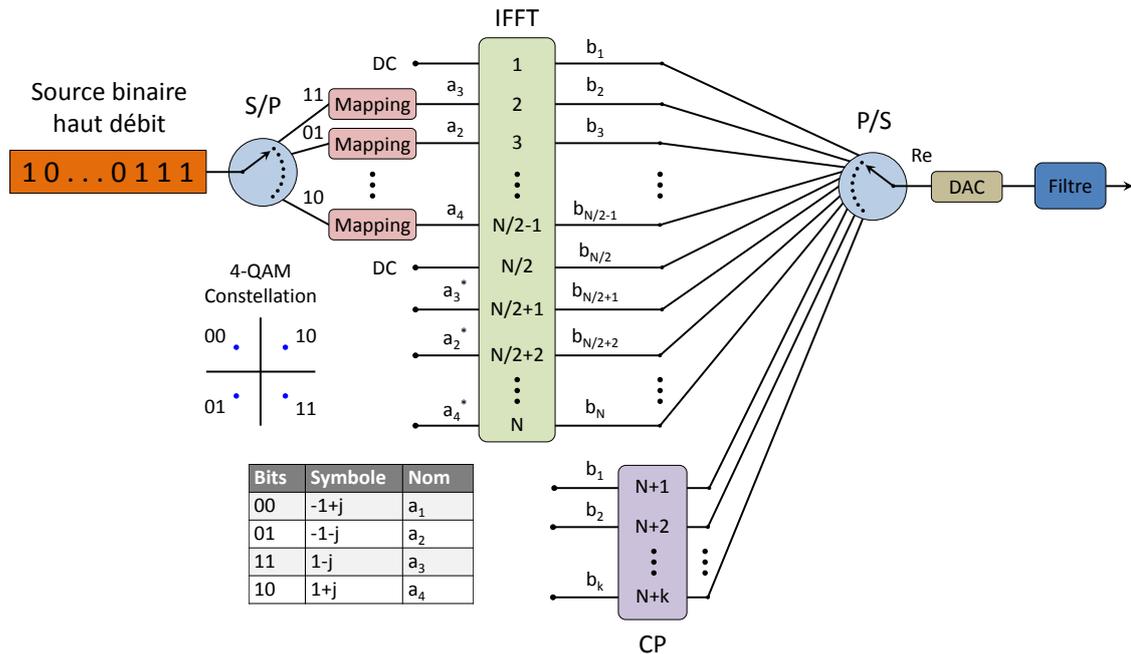


Figure 4.4. Synoptique détaillé d'un émetteur DMT

En réception, les étapes décrites pour l'émetteur s'applique en sens inverse. Le signal est transposé en bande de base grâce à un oscillateur local. Il est ensuite filtré, puis échantillonné, quantifié et codé à l'aide d'ADC. Le processus de traitement qui intervient ensuite est alors numérique et effectué comme à l'émission par un processeur. Le préfixe cyclique est retiré ou sert pour la synchronisation. On effectue ensuite une FFT. Une étape d'égalisation intervient pour corriger une partie des effets du canal. Nous y reviendrons plus loin. Les symboles complexes égalisés sont ensuite décodés en mots binaires. Ces derniers sont enfin sérialisés.

L'égalisation en OFDM est simplifiée en comparaison de l'égalisation disponible pour les modulations de type OOK-NRZ (voir partie 2.5.1 du chapitre 1) car on peut considérer que chaque sous-porteuses du signal OFDM est affectée à un canal plat en magnitude et en phase. C'est ce que l'on appelle la discrétisation fréquentielle du canal. La Figure 4.5 illustre de manière schématique ce principe de discrétisation du canal sur des courbes de magnitude en fonction de la fréquence. On considère ici un canal optique IM-DD dispersif. L'égalisation en OFDM revient donc à estimer pour chaque sous-porteuse le coefficient complexe (magnitude et phase) du canal qui l'affecte afin de pouvoir en inverser les effets. Il existe plusieurs méthodes pour estimer les coefficients du canal.

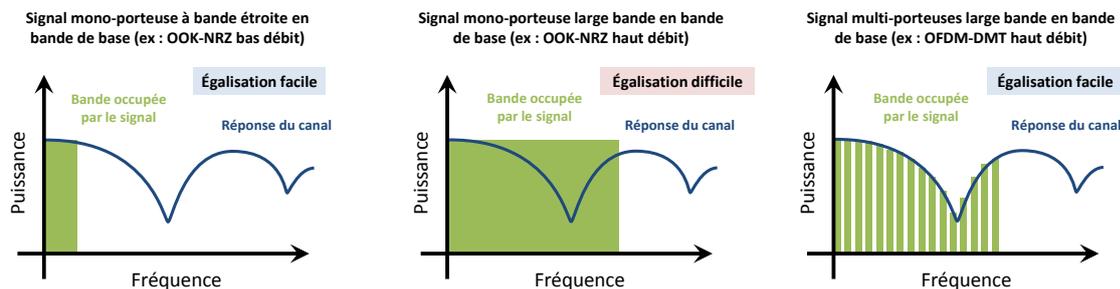


Figure 4.5. Principe de discrétisation d'un canal en OFDM (magnitude)

La première méthode, appelée séquence d'apprentissage (Training Sequence), consiste à envoyer une séquence d'apprentissage pour déterminer les coefficients du canal. Pour cela, l'émetteur convertit en une trame OFDM une séquence binaire connue du récepteur et l'envoie. Cette trame subit les effets du canal tant en phase qu'en amplitude et est détectée par le récepteur. Puisque ce dernier connaît la séquence d'apprentissage, il est capable de déterminer les coefficients du canal. Si le canal est quasi stationnaire, la séquence d'apprentissage sera répétée à intervalles très espacés. En revanche, si le canal n'est pas stationnaire dans le temps, la séquence d'apprentissage devra alors être répétée de manière plus rapprochée. L'avantage de cette méthode est d'estimer la totalité du canal en une seule fois et avec une résolution égale au nombre de sous-porteuses du signal OFDM, c'est-à-dire la résolution maximale. L'inconvénient est de perdre la totalité d'une trame OFDM puisqu'aucune donnée utilisateur n'est envoyée.

La seconde méthode, appelée porteuses pilotes (Pilot Tones), repose sur l'hypothèse que les variations du canal (phase et amplitude) en fonction de la fréquence sont relativement lentes. Ainsi, il est possible d'échantillonner la réponse fréquentielle du canal avec une résolution moins grande que dans la méthode précédente et de procéder à une interpolation linéaire (ou autre) pour retrouver les coefficients manquants. En considérant la totalité des sous-porteuses OFDM disponibles, certaines sont utilisées pour porter des données utilisateur et d'autres pour porter des données connues du récepteur pour l'égalisation. Ainsi, par exemple, en considérant 8 sous-porteuses OFDM, les sous-porteuses 1, 4 et 7 peuvent être les porteuses pilotes et transmettre des symboles complexes connus du récepteur et les sous-porteuses 2, 3, 5, 6 et 8 peuvent porter les données utilisateur. Les porteuses pilotes peuvent être envoyées dans toutes les trames OFDM si le canal n'est pas stationnaire ou bien à intervalles réguliers si le canal l'est plus. De cette manière, la totalité d'une trame OFDM n'est pas perdue comme dans la méthode précédente au prix d'une estimation du canal moins exacte. Il existe alors un compromis entre la réduction du débit utile et l'exactitude d'estimation du canal. Plus on va utiliser de porteuses pilotes, plus la résolution d'estimation du canal sera grande, mais au détriment du débit utile.

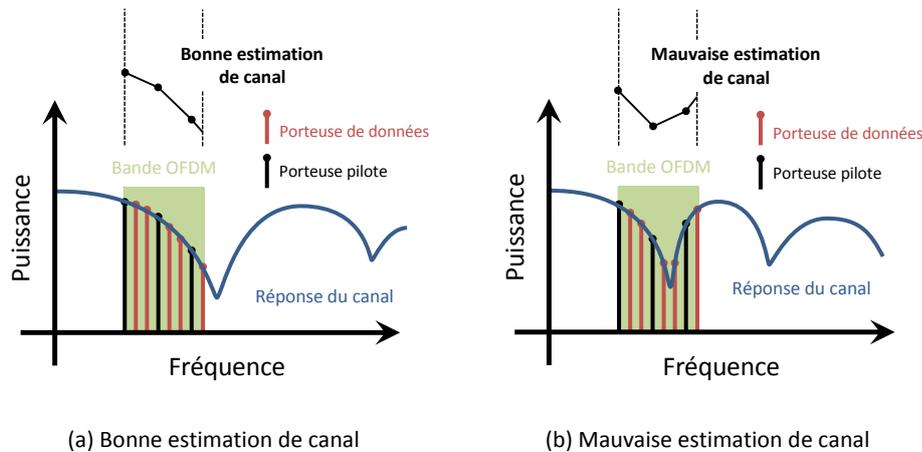


Figure 4.6. Illustration du principe d'égalisation par porteuses pilotes

La Figure 4.6 illustre le principe d'égalisation par porteuses pilotes. Dans cet exemple, on considère un signal OFDM avec 8 sous-porteuses dont 3 porteuses pilotes. Dans le cas (a), les variations de la réponse fréquentielle du canal sont suffisamment lentes pour que l'estimation du canal avec ces 3 porteuses pilotes soit correcte. En revanche, dans le cas (b), les variations du canal sont trop brusques et l'estimation des coefficients du canal par interpolation linéaire des porteuses pilotes 4 et 7 pour les sous-porteuses de données 5 et 6 est incorrecte.

1.3 Conclusion

Ces quelques rappels permettent de mettre en évidence les avantages de l'OFDM. Il s'agit d'une technique de multiplexage fréquentielle permettant d'atteindre une très grande efficacité spectrale notamment lorsqu'elle est associée à des modulations de type QAM. Les débits disponibles peuvent alors être très importants. L'OFDM bénéficie d'un système d'égalisation simplifié par rapport à une modulation mono-porteuse ce qui permet de corriger correctement une partie des effets du canal optique IM-DD dispersif. Elle est donc plus robuste face à la dispersion chromatique. Le modulateur et le démodulateur OFDM sont basés sur un algorithme bien connu et maîtrisé (IFFT/FFT) et bénéficient continuellement des améliorations des processeurs et autres systèmes de traitement numérique. Des inconvénients viennent toutefois nuancer les avantages énoncés. En effet, comme le signal est divisé en sous-bandes très étroites, une synchronisation performante est nécessaire. De plus, comme il s'agit d'une modulation analogique pouvant avoir un PAPR (Peak to Average Power Ratio) élevé, elle nécessite des composants les plus linéaires possible avec une grande dynamique. Les ADC et les DAC ainsi que l'électronique nécessaire pour la modulation et la démodulation sont consommateurs d'énergie. Cela peut apparaître comme un problème avec la multiplication des infrastructures de communication. Enfin, pour accéder à des débits importants les composants ADC et DAC peuvent se révéler coûteux.

Nous n'avons abordé ici que les deux variantes de l'OFDM qui seront utilisées par la suite, à savoir l'OFDM conventionnelle et le DMT, mais il en existe une multitude d'autres. On peut citer, par exemple, l'AOFDM (Adaptive Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui utilise un algorithme de Levin-Campello pour ajuster en fonction des contraintes du canal le nombre de bits (taille de la constellation QAM) et la puissance de chaque sous-porteuse indépendamment afin de maximiser le débit de trans-

mission pour un taux d'erreur défini [51]-[53]. On peut également parler de l'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) qui permet de répartir les sous-porteuses d'un signal OFDM entre plusieurs utilisateurs de manière à créer un accès multiple flexible [54].

2 Résultats de simulations

2.1 Introduction

Nous allons présenter les résultats de simulation en transmission obtenus principalement avec l'OFDM conventionnelle mais également quelques résultats en DMT. Dans le logiciel VPItransmission-Maker™, la méthode d'égalisation pour l'OFDM est imposée par les modèles de l'émetteur et du récepteur. Il s'agit de la méthode des porteuses pilotes. Dans le cadre de ce travail de thèse, un script TCL (Tool Command Language) a été mis en place pour automatiser l'estimation de canal et l'égalisation par la méthode des porteuses pilotes afin d'optimiser le processus de simulation. Les débits visés sont des débits supérieurs à 20 Gb/s, typiquement 25 Gb/s et 40 Gb/s. De par la conception du D-EML (voir chapitre 2), il existe trois manières de le moduler avec un signal OFDM. La première est dite modulation simple, la seconde, modulation duale harmonique et la troisième, modulation duale large bande. Ces trois méthodes sont détaillées par la suite.

2.2 Méthodes de modulation

Comme cela a déjà été présenté précédemment, la technique de modulation simple consiste à alimenter le laser par un courant continu et à ne moduler que le modulateur externe. Le D-EML est alors utilisé comme un simple EML. On obtient en sortie du composant un signal ODSB (Optical Double Side Band) qui est fortement pénalisé par la dispersion chromatique dans la fibre.

La technique de modulation duale harmonique consiste à placer le D-EML en situation de modulation duale optimisée pour une fréquence précise du spectre OFDM, notée f_m , en suivant la condition $\Delta f_{pp} = m_{IM} f_m$ démontrée dans la partie 1.3 du chapitre 2. Dans cette configuration, le modulateur et le laser sont modulés respectivement par le signal OFDM, soit en phase (DATA/DATA), soit en opposition de phase ($\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$). L'amplitude du signal modulant le laser et le déphasage entre les signaux de modulation du laser et du modulateur sont optimisés pour une fréquence du spectre RF du signal modulant afin d'obtenir le meilleurs SBPR (Side Band Power Ratio). On rappelle que le SBPR est la différence en dB entre la puissance maximale de la LSB (Lower Side Band) et de la USB (Upper Side Band). En considérant cette fréquence particulière, le signal obtenu est un signal OSSB (Optical Single Side Band), mais en considérant l'ensemble du spectre, on peut dire que le signal obtenu est plutôt un signal OVSB (Optical Vestigial Side Band). Cette méthode utilise un atténuateur électrique pour contrôler l'amplitude du signal modulant le laser ainsi que deux déphaseurs électriques placés sur chacune des voies de modulation du D-EML pour gérer le déphasage entre-elles.

La technique de modulation duale large bande reprend le même principe que celui de la modulation duale harmonique à ceci près que l'amplitude du signal modulant le laser et le déphasage entre les signaux de modulation du laser et du modulateur sont optimisés pour toutes les fréquences du spectre du signal pour obtenir le meilleur SBPR sur l'ensemble de la bande OFDM. Dans ce cas-là, en considérant l'ensemble du spectre du signal modulant, on obtient un signal OSSB. Cette technique utilise deux filtres

numériques, placés sur chacune des voies d'accès du D-EML, afin de sculpter le spectre OFDM en amplitude et en phase.

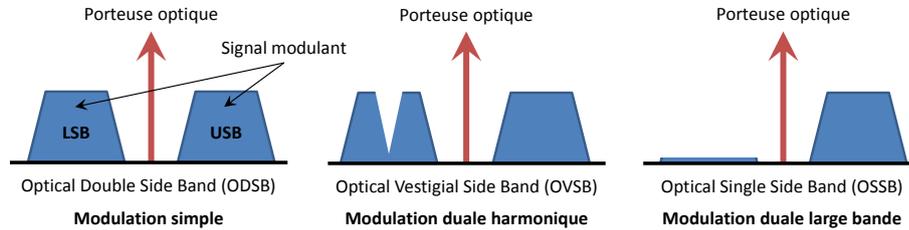


Figure 4.7. Représentation schématique des spectres optiques en sortie du D-EML

La Figure 4.7 représente schématiquement les spectres optiques obtenus en sortie du D-EML pour les trois techniques de modulation. Une étude harmonique est nécessaire afin de connaître les paramètres d'atténuation (voie de modulation du laser) et de déphasage (voies de modulation du laser et du modulateur) appropriés pour obtenir le meilleur SBPR et notamment pour paramétrer les filtres concernant la troisième méthode de modulation proposée.

2.3 Étude harmonique et paramétrage des filtres d'émission

L'étude harmonique consiste à envoyer un signal sinusoïdal sur les deux voies de modulation du D-EML et à optimiser d'une part l'amplitude de modulation du laser et d'autre part le déphasage entre la voie de modulation du modulateur et celle du laser afin d'obtenir un fort SBPR. L'opération peut être répétée pour plusieurs fréquences dans le but de déterminer les paramètres d'atténuation et de déphasage sur toute une bande de fréquences. La Figure 4.8 présente le schéma de principe de l'étude harmonique. Un synthétiseur électrique génère une sinusoïde dont la fréquence et la puissance sont ajustables. En sortie du synthétiseur, un diviseur de puissance électrique permet d'alimenter les deux accès de modulation du D-EML. La voie du modulateur comporte une ligne à retard variable et celle du laser comporte en plus un atténuateur électrique variable. Un OSA (Optical Spectrum Analyser) est placé en sortie du D-EML pour observer le spectre optique généré.

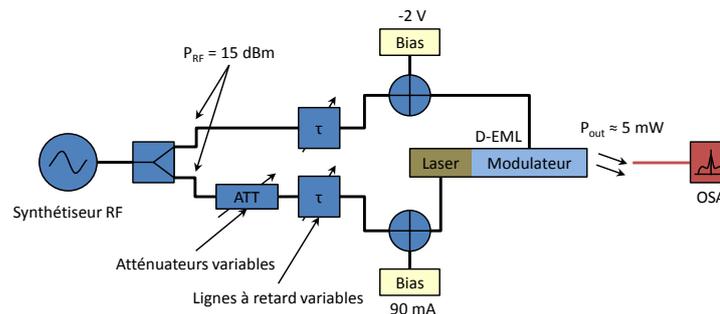


Figure 4.8. Schéma de principe pour l'étude harmonique

Les points de polarisation du laser et du modulateur doivent être choisis de telle manière à être dans la plage linéaire de modulation des composants tout en gardant une bonne puissance optique à

l'émission. Pour offrir une bonne puissance de sortie, le courant de polarisation du laser peut être choisi par exemple à 90 mA. On sait que l'amplitude de modulation du laser restera assez faible donc la pénalité due à la zone non-linéaire provoquée par la saturation de la puissance du laser pour les forts courants aura peu d'effet. Pour le modulateur en revanche, l'amplitude de modulation devra être la plus importante possible pour garantir une bonne transmission. Un bon point de polarisation est -2 V par exemple. La puissance du synthétiseur doit être ajustée de manière à rester dans la plage linéaire de chaque composant. Enfin, on effectue une optimisation sur les paramètres de délais (équivalent à un déphasage entre les deux signaux modulateurs) et d'atténuation pour chaque fréquence générée par le synthétiseur. Les courbes de la Figure 4.9 (modulation en phase notée aussi DATA/DATA) et de la Figure 4.10 (modulation en opposition de phase notée aussi $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$) présentent l'étude qui a été faite pour une bande spectrale de 1 GHz à 15 GHz. Pour chaque fréquence, le meilleur déphasage et la meilleure atténuation qui maximise le SBPR (SBPR > 30 dB pour tous les points des deux courbes présentées) ont été ainsi déterminés.

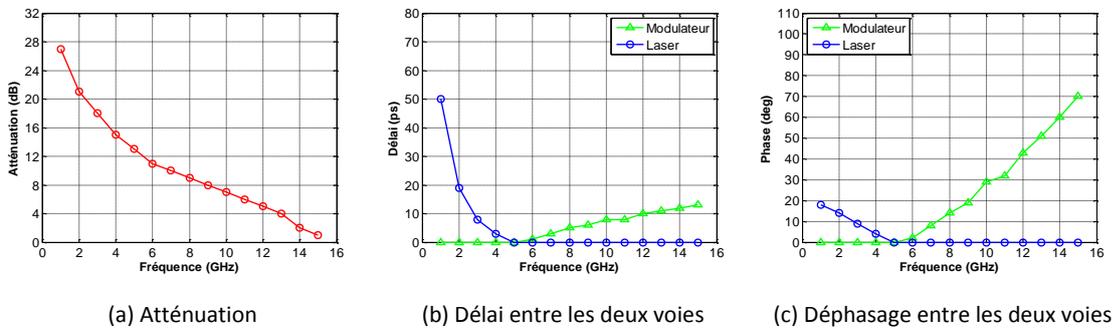


Figure 4.9. Résultats de l'étude harmonique en modulation en phase

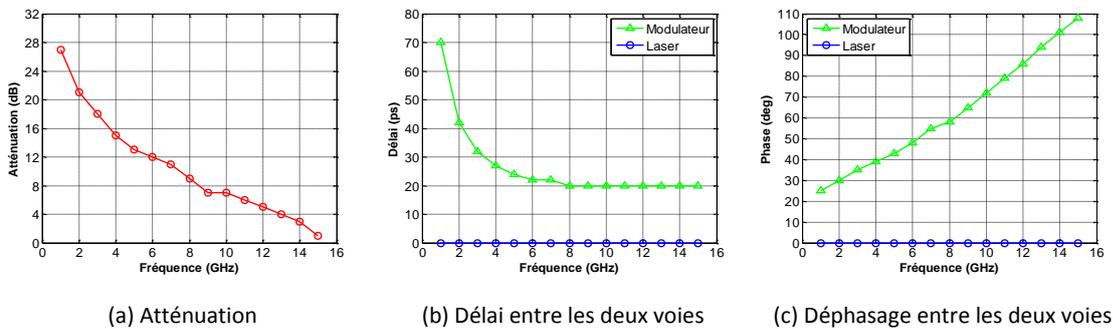


Figure 4.10. Résultats de l'étude harmonique en modulation en opposition de phase

Au niveau de l'atténuation, les deux types de modulation rendent le même résultat. En revanche, pour le délai, ou le déphasage qui est déduit de ce dernier, des différences apparaissent. En modulation en phase (DATA/DATA), pour les fréquences inférieures à 5 GHz, il faut imposer un retard sur la voie de modulation du laser. Au-delà de 5 GHz, il faut imposer le retard sur la voie du modulateur. En modulation en opposition de phase ($\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$), le retard n'est nécessaire que sur la voie du modulateur.

Avec les informations d'atténuation et de phase, il est possible de créer des filtres dont les coefficients suivent ces courbes afin d'optimiser le SBPR sur toute une bande spectrale. De tels filtres numériques sont utilisés pour la méthode de modulation duale large bande.

2.4 Résultats de transmissions en OFDM

2.4.1 Schéma de simulation

La Figure 4.11 montre le schéma de simulation général pour l'OFDM à 25 Gb/s et 40 Gb/s. Un driver dual, composé d'un diviseur de puissance suivi de deux voies de modulation, est utilisé pour commander le D-EML. Sur chacune des deux voies se trouve un filtre paramétré avec les coefficients déterminés dans la partie 2.3, un atténuateur électrique et une ligne à retard variables. Cette configuration permet de moduler le D-EML suivant les trois méthodes décrites dans la partie 2.2 selon une activation judicieusement choisie des éléments.

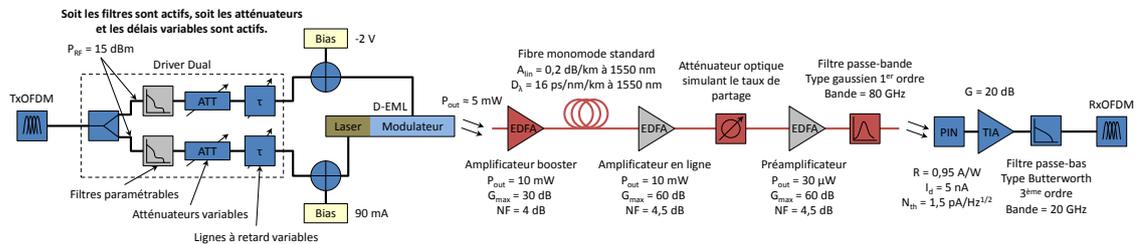


Figure 4.11. Synoptique de la liaison simulée avec le D-EML modulé par un signal OFDM

Pour effectuer une modulation simple (OSBS), les filtres paramétrables ainsi que les lignes à retard sont désactivés. La voie du laser est atténuée de 100 dB. Ainsi seul le modulateur est modulé. Pour effectuer une modulation duale harmonique (OVSB), on conserve les filtres désactivés mais on active les lignes à retard en plus des atténuateurs. On paramètre ensuite les atténuateurs et les lignes à retard pour se placer en modulation OSSB à une fréquence précise. Enfin, pour effectuer une modulation duale large bande (OSSB), les atténuateurs et les lignes à retard sont désactivés et seuls les filtres paramétrables sont actifs. La Figure 4.12 résume de manière schématique et explicite les trois types de modulations expérimentées avec le D-EML. Pour la modulation OVSB, les coefficients $A1(f)$, $A2(f)$, $D1(f)$ et $D2(f)$ sont lus sur les courbes de la Figure 4.9 ou de la Figure 4.10 pour la fréquence considérée. Pour la modulation OSSB, les filtres paramétrables utilisent implicitement l'ensemble des coefficients pour la phase et l'amplitude sur toute la bande de fréquence 1 GHz-15 GHz.

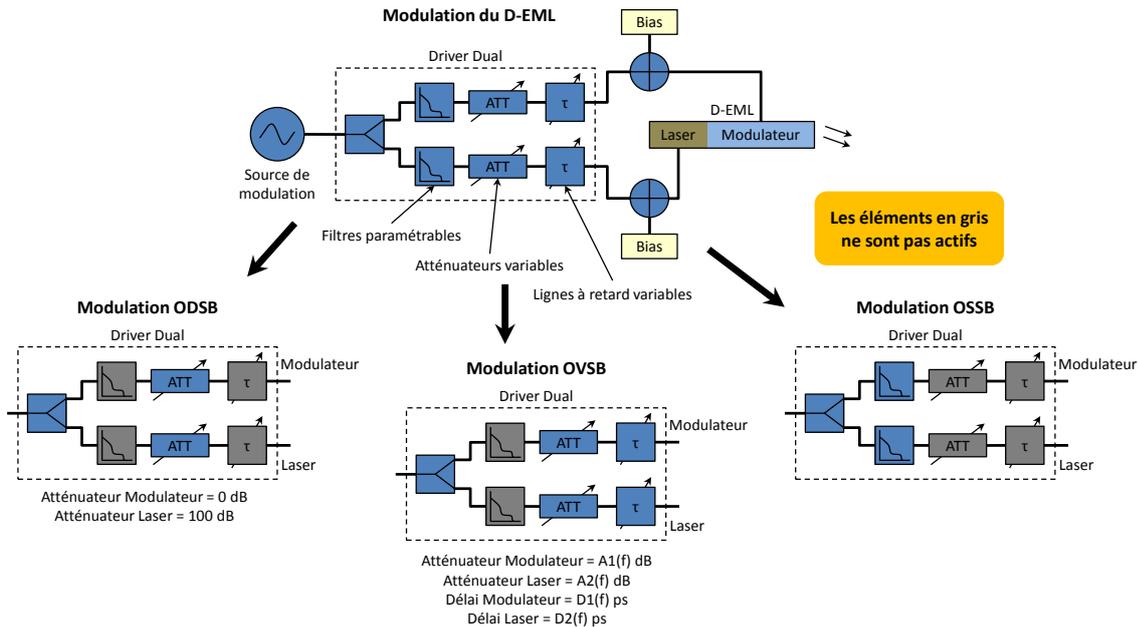


Figure 4.12. Trois méthodes de modulation avec le driver dual

Le canal optique est constitué d'un modèle de fibre optique monomode standard et dans certains cas d'un amplificateur ainsi que d'un filtre optique permettant de réduire le bruit d'amplification. Trois configurations d'amplification sont possibles, en booster, en ligne et en préamplification. Le modèle de fibre inclut l'atténuation linéique, la dispersion chromatique de premier et de second ordre et les effets non-linéaires (Stimulated Raman Scattering, Four-Wave Mixing, Self-Phase Modulation et Cross-Phase Modulation). Le modèle d'amplificateur est un modèle généraliste fonctionnant en contrôle de puissance et ajoutant un bruit ASE (Amplified Spontaneous Emission) caractérisé par son NF (Noise Factor). Le filtre optique est un filtre gaussien de premier ordre. Les paramètres principaux de l'amplificateur et du filtre sont reportés sur le schéma de la Figure 4.11. Un atténuateur optique, permettant de simuler les pertes dues au taux de partage, est utilisé pour modéliser les liaisons point-à-multipoints.

Le récepteur est composé d'une photodiode PIN, d'un préamplificateur et d'un filtre électrique permettant de simuler sa bande passante. Le modèle de la photodiode prend en compte le rendement quantique, le courant d'obscurité, le bruit thermique et le bruit de grenaille dont les valeurs numériques sont reportées sur la Figure 4.11. Le préamplificateur électrique possède un gain de 20 dB et son bruit thermique est couplé à celui de la photodiode. La bande passante du récepteur est modélisée par un filtre passe-bas Butterworth d'ordre 4 et de bande 20 GHz. Ce récepteur possède une sensibilité d'environ -28 dBm pour un BER de 10^{-9} en modulation OOK-NRZ.

Le BER est déterminé à partir du SER (Symbol Error Rate) pour une modulation M-QAM avec la formule suivante :

$$BER = \frac{SER}{\log_2(M)} \quad (1)$$

Cette formule se base sur l'hypothèse que, pour un bon mapping (code de gray en général) et un SNR (Signal to Noise Ratio) suffisamment fort, la probabilité pour que plus d'un bit soit erroné dans un symbole est très faible. Le SER est quant à lui estimé à partir de statistiques gaussiennes déduites des symboles reçus après égalisation.

2.4.2 Résultats de simulation à 25 Gb/s

Le signal OFDM utilisé comporte 256 sous-porteuses OFDM (227 utiles et 29 porteuses pilotes). Le codage est de type 16-QAM et le préfixe cyclique vaut 12,5%. Le signal OFDM est transposé à la fréquence 5 GHz et occupe 7,75 GHz de bande. Le débit utile est de 25 Gb/s et le débit réel est d'environ 31 Gb/s. Le débit réel ($B_{réel}$) est calculé à partir du débit utile (B_{utile}), du préfixe cyclique (CP) et du rapport entre le nombre de sous-porteuses total et le nombre de sous-porteuses utiles (η_N) selon la formule :

$$B_{réel} = B_{utile} \cdot (1 + CP) \cdot \eta_N \quad (2)$$

Le nombre de symboles OFDM (S_{OFDM}) générés dans la fenêtre temporelle de simulation (T_{sim}) dépend du débit réel ($B_{réel}$), du nombre de bits par symbole OFDM (q), du nombre de porteuses OFDM (N) et du préfixe cyclique (CP) selon la formule suivante :

$$S_{OFDM} = \frac{T_{sim} \cdot B_{réel}}{q \cdot N \cdot (1 + CP)} \quad (3)$$

Dans notre cas, le nombre de symboles OFDM simulés s'élève à 28. Le modulateur est polarisé à -2 V et le laser à 90 mA pour réduire le risque de clipping. En effet, le clipping intervient lorsque le signal OFDM est écrêté ou simplement déformé par une non-linéarité dans la fonction de transfert du modulateur. La Figure 4.13 présente la forme temporelle et la distribution du signal OFDM sans clipping avec les points de polarisation énoncés précédemment et dans un cas fortement clippé pour lequel le laser est polarisé à 90 mA et le modulateur à 2,5 V. En présence d'un fort clipping les performances en transmission seront fortement dégradées.

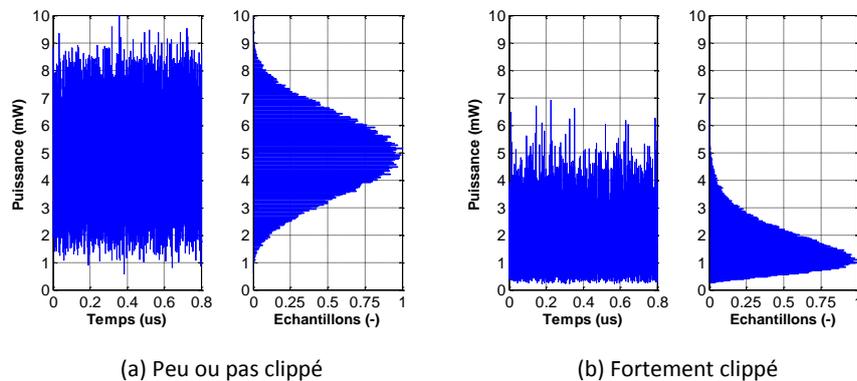


Figure 4.13. Forme temporelle et distribution du signal OFDM

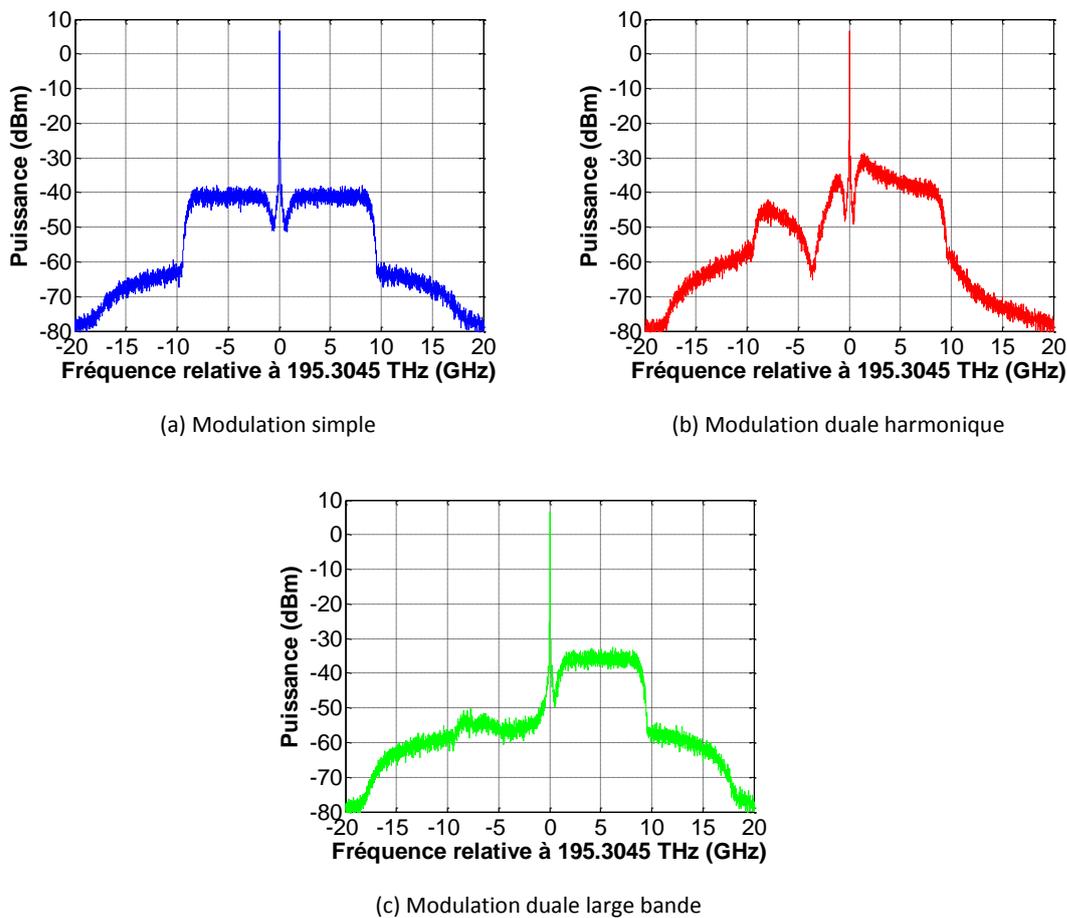


Figure 4.14. Spectres optiques en sortie du D-EML

La Figure 4.14 montre les spectres optiques en sortie du D-EML pour les trois types de modulation. En modulation simple, l'atténuation du driver dual sur la voie du laser est configurée à 100 dB. En modulation duale harmonique l'atténuation imposée sur la voie du laser est égale à 16 dB et il n'y a pas de délai entre les deux voies. Ces valeurs ont été optimisées en fonction du SER à 50 km à partir des valeurs lues sur les courbes en Figure 4.9 pour une fréquence de 5 GHz. Il apparaît que le point de fonctionnement optimal ne correspond pas au point de fonctionnement de la porteuse principale. Nous y reviendrons dans une étude ultérieure.

La Figure 4.14(c) montre que la suppression de la LSB est bien plus efficace dans le cas de l'utilisation des filtres. En affinant encore plus les valeurs des coefficients des filtres, il serait certainement possible d'augmenter un encore plus le SBPR global ($SBPR_{global} \approx 20$ dB sur la Figure 4.14(c)).

La Figure 4.15 présentent les résultats en transmission pour une liaison point-à-multipoints non-amplifiée avec des budgets optiques de 19 dB et 21 dB respectivement. On rappelle que le budget optique est défini comme étant le budget d'atténuation disponible pour toute la liaison (atténuation linéique dans la fibre, pertes dues au taux de partage, pertes dans les connectiques, etc.). Pour les faibles longueurs de fibre, le plancher d'erreur qui apparaît est dû au bruit dans la chaîne de réception électro-

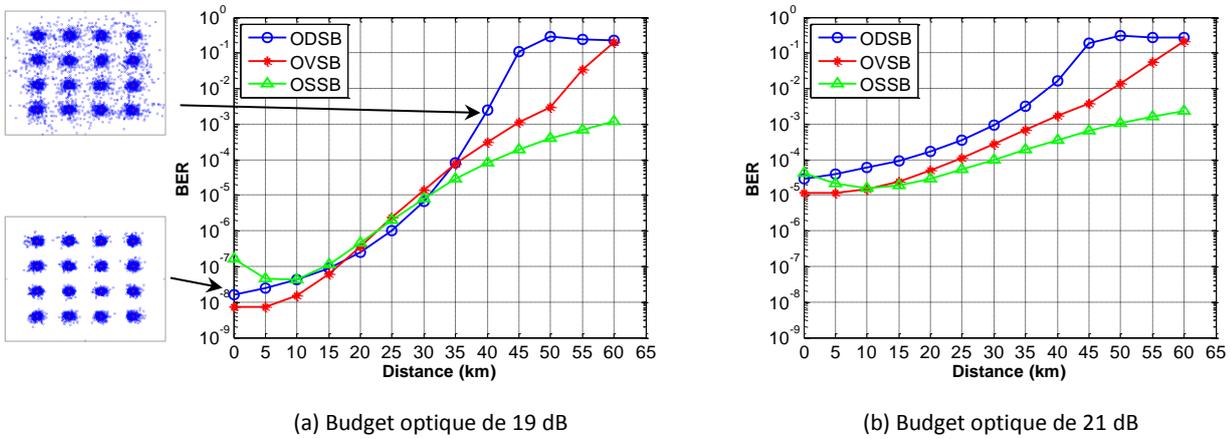


Figure 4.15. BER en fonction de la distance pour une liaison point-à-multipoint sans amplification

nique et à l'imperfection d'égalisation. Ce plancher d'erreur remonte vers les mauvais BER à mesure que le budget optique augmente.

Pour les faibles longueurs de fibre, la modulation duale, qu'elle soit OVSB ou OSSB, apporte peu d'améliorations car la dispersion chromatique n'est pas encore assez pénalisante. En revanche, si l'on base notre analyse sur une valeur de BER de 10^{-3} , du fait de l'utilisation possible de codes correcteurs d'erreurs dans le réseau d'accès, on montre que la modulation duale permet effectivement d'augmenter la distance de transmission. De plus la modulation OSSB est plus performante que la modulation OVSB. Ainsi, pour un budget optique de 19 dB et un critère de BER de 10^{-3} , on a montré qu'il est possible d'augmenter la distance de transmission d'environ 7 km et 27 km respectivement avec une modulation OVSB et OSSB. Une distance maximale d'environ 60 km peut être atteinte en modulation OSSB satisfaisant ainsi la distance maximale de transmission des PON étendus. Cependant, les budgets optiques normalisés pour les PON sont plus importants, 25 dB pour une classe B et 30 dB pour une classe C (voir Tableau 1.1). Dans l'optique de satisfaire au moins la classe B, un amplificateur booster a été ajouté.

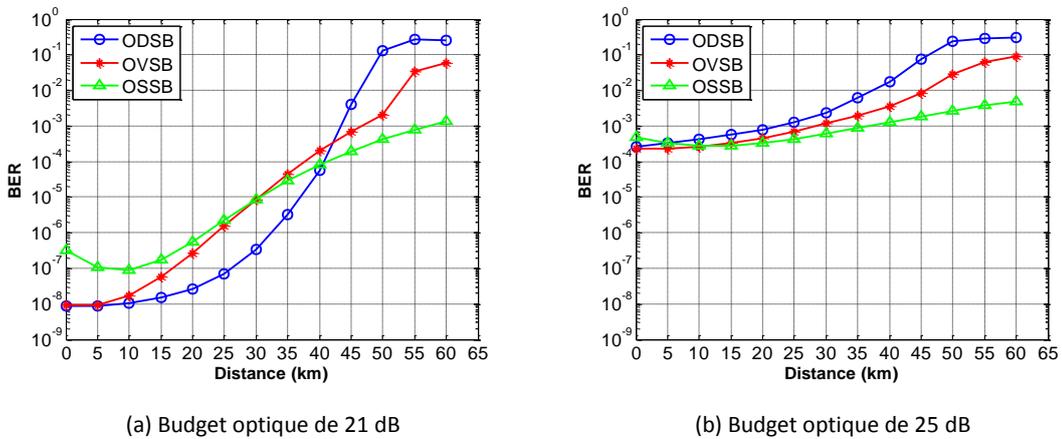


Figure 4.16. BER en fonction de la distance pour une liaison point-à-multipoint avec booster

La Figure 4.16 montrent les résultats obtenus toujours pour une liaison point-à-multipoints avec différents budgets optiques mais comportant cette fois-ci un amplificateur booster. En considérant une liaison descendante, l'amplificateur booster est situé au central et permet d'être partagé par plusieurs clients de manière à limiter le coût global. La puissance de sortie de l'amplificateur est fixée à 10 mW pour limiter les effets non-linéaires de la fibre. Pour un budget optique de 21 dB, l'amplificateur permet de rabaisser le plancher d'erreur pour les faibles longueurs de fibre et d'augmenter les distances de transmission (comparaison de la Figure 4.15(b) avec la Figure 4.16(a)). Ainsi pour un BER de 10^{-3} , il est de nouveau possible d'atteindre 60 km en modulation OSSB, ce qui n'était pas le cas sans amplification. Cependant, la dispersion chromatique et le bruit au niveau du récepteur font qu'il n'est pas possible d'aller au-delà.

En gardant la même amplification, mais en augmentant le budget optique à 25 dB, le plancher d'erreur pour les faibles longueurs de fibre se rapproche de nouveau des valeurs de BER fortes. Il est alors possible d'atteindre 35 km en modulation OSSB ce qui ne représente qu'une augmentation d'environ 10 km par rapport à la modulation ODSB.

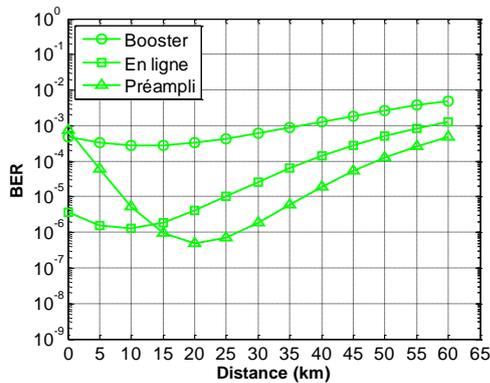


Figure 4.17. BER en fonction de la distance en OSSB (OB = 25 dB, avec différentes amplifications)

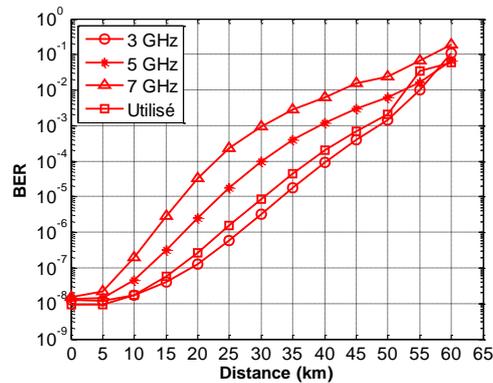


Figure 4.18. BER en fonction de la distance en OVSB (OB = 21 dB, avec booster)

La Figure 4.17 montre les performances d'une modulation OSSB avec un budget optique de 25 dB pour plusieurs configurations d'amplification. On retrouve la configuration en booster utilisée précédemment avec un amplificateur au central (en considérant une liaison descendante) délivrant une puissance de 10 mW. La deuxième méthode étudiée est l'amplification en ligne, pour laquelle l'amplificateur est placé dans le nœud de répartition, juste avant le diviseur de puissance passif. La troisième solution est la préamplification, où l'amplificateur est placé à l'ONU. Seule la première solution est acceptable dans le cadre des réseaux PON. En effet, les deux autres requièrent soit une modification de l'infrastructure existante, soit une augmentation du coût du module client. Cette étude a mis en avant que l'amplification booster apporte les moins bonnes performances. Les configurations en ligne et en préamplification permettent de retrouver une distance maximale d'environ 60 km. La première partie de la courbe concernant l'amplification en ligne (distances < 20 km) s'explique par le fait que l'amplificateur en ligne possède le même rôle qu'un amplificateur booster puisque la quasi-totalité de l'atténuation est appliquée après amplification par le nœud de distribution.

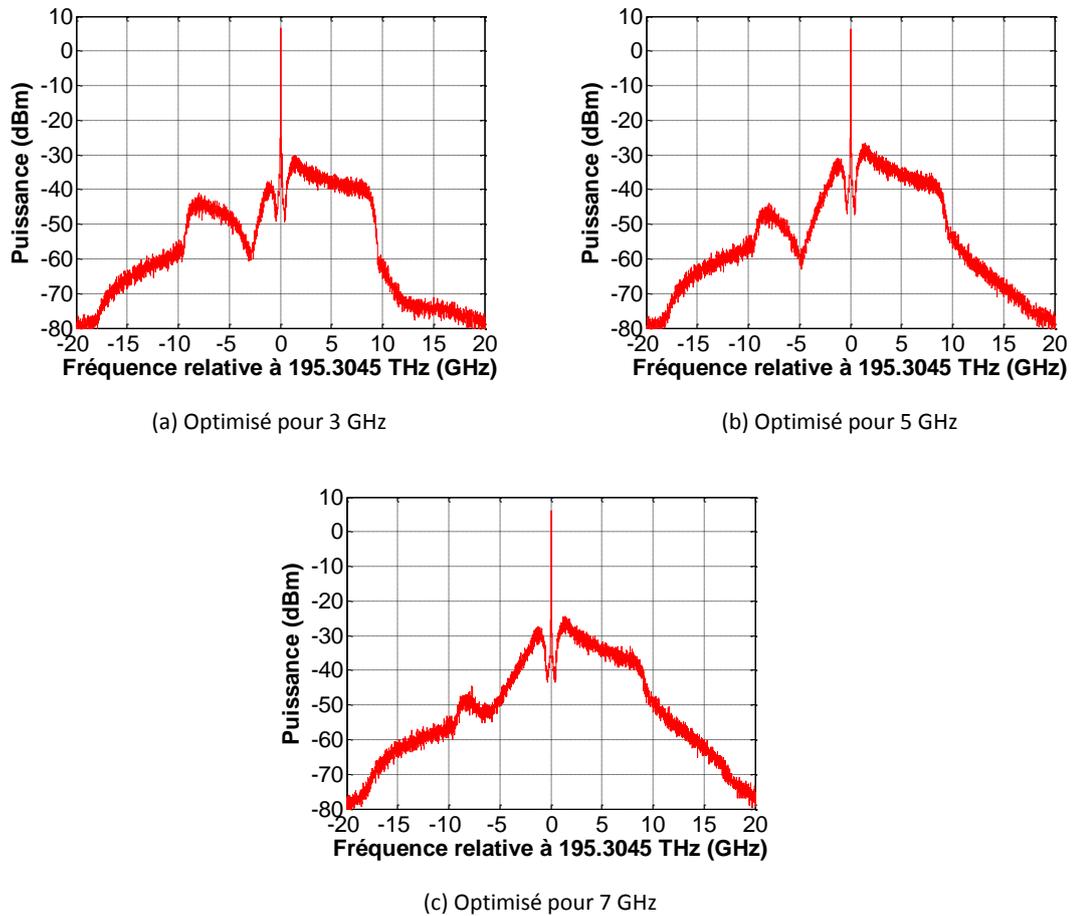


Figure 4.19. Spectre optique en sortie du D-EML en modulation OVSB

Une étude portant sur le point de fonctionnement en modulation OVSB a également été menée. Les résultats en transmission sont reportés sur la Figure 4.18 et les spectres optiques associés en Figure 4.19. De prime abord, on aurait pu utiliser le point de fonctionnement optimisé pour une modulation OVSB à 5 GHz (soit une atténuation de 13 dB sur la voie du laser et aucun déphasage entre les deux voies de modulation) puisque c'est précisément la fréquence porteuse du signal OFDM. Cependant il ne s'agit pas là du meilleur point de fonctionnement comme le montre la Figure 4.18. Le point que nous avons finalement choisi est proche du point d'optimisation à 3 GHz avec une atténuation de 16 dB et aucun déphasage entre les deux voies.

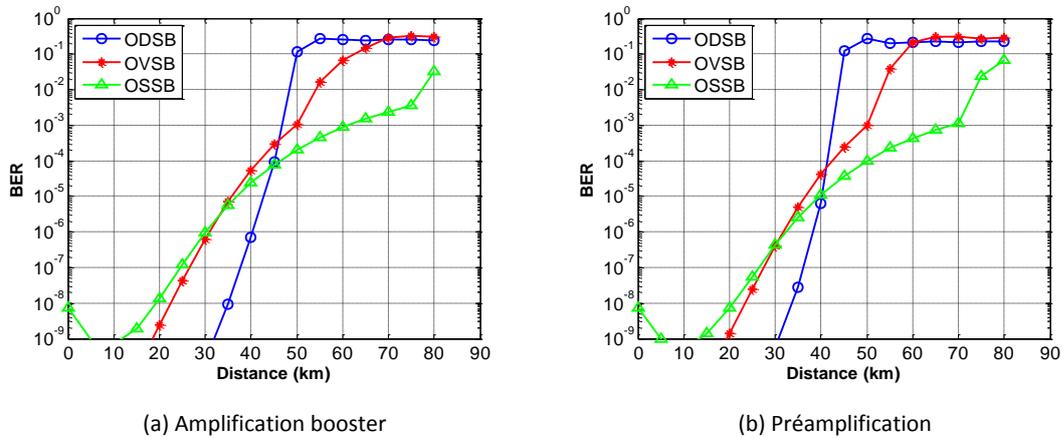


Figure 4.20. BER en fonction de la distance pour une liaison point-à-point

La Figure 4.20 montrent les performances en transmission pour une liaison point-à-point avec une amplification booster et une préamplification. Dans le cas de la liaison point-à-point, l'atténuateur permettant de simuler le taux de partage est ôté et le budget optique n'est composé que de l'atténuation linéique de la fibre. Pour un BER d'évaluation toujours fixé à 10^{-3} , on montre que la préamplification permet d'atteindre des distances légèrement plus grandes à cause de l'impact réduit des effets non-linéaires de la fibre. Ainsi il est possible d'atteindre environ 70 km avec la préamplification, contre environ 60 km avec une amplification booster dans le cas de la modulation OSSB. Ce type de liaison point-à-point peut s'appliquer par exemple au contexte des liaisons optiques entre les centres de données (datacom) qui se multiplient à travers tout le territoire.

2.4.3 Résultats de simulation à 40 Gb/s

Des simulations à un débit utile de 40 Gb/s ont également été effectuées avec le même schéma de simulation que celui décrit par la Figure 4.11. Le signal OFDM utilisé possède 256 sous-porteuses (227 utiles et 29 pilotes) avec une modulation de type 16-QAM et un préfixe cyclique de 12,5%. Le débit réel

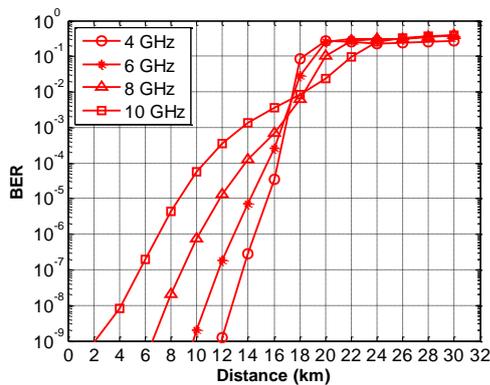


Figure 4.21. BER en fonction de la distance en OVSB (liaison point-à-point avec booster)

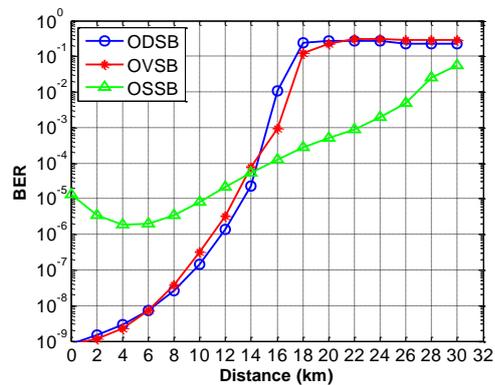


Figure 4.22. BER en fonction de la distance (OB = 21 dB, avec booster)

est d'environ 49,6 Gb/s impliquant une bande occupée par le signal d'environ 12,4 GHz. La fréquence porteuse du signal OFDM est choisie égale à 8 GHz. Un amplificateur est utilisé dans certains cas en mode booster et dans d'autres en mode préamplificateur.

La Figure 4.21 montre les résultats de simulation pour une liaison point-à-point (le budget optique n'est composé que de l'atténuation linéique de la fibre optique) avec une amplification en mode booster pour différentes configurations d'OVSB. On constate, comme nous l'avons fait pour 25 Gb/s, que le point de fonctionnement optimal n'est pas exactement celui correspondant à la porteuse du signal OFDM, à savoir 8 GHz. Cependant, les différences pour un BER de 10^{-3} restent assez faibles dans le cas présent. Nous faisons le choix d'un point de fonctionnement correspondant à une optimisation pour 4 GHz. Les spectres correspondant sont présentés en Figure 4.23.

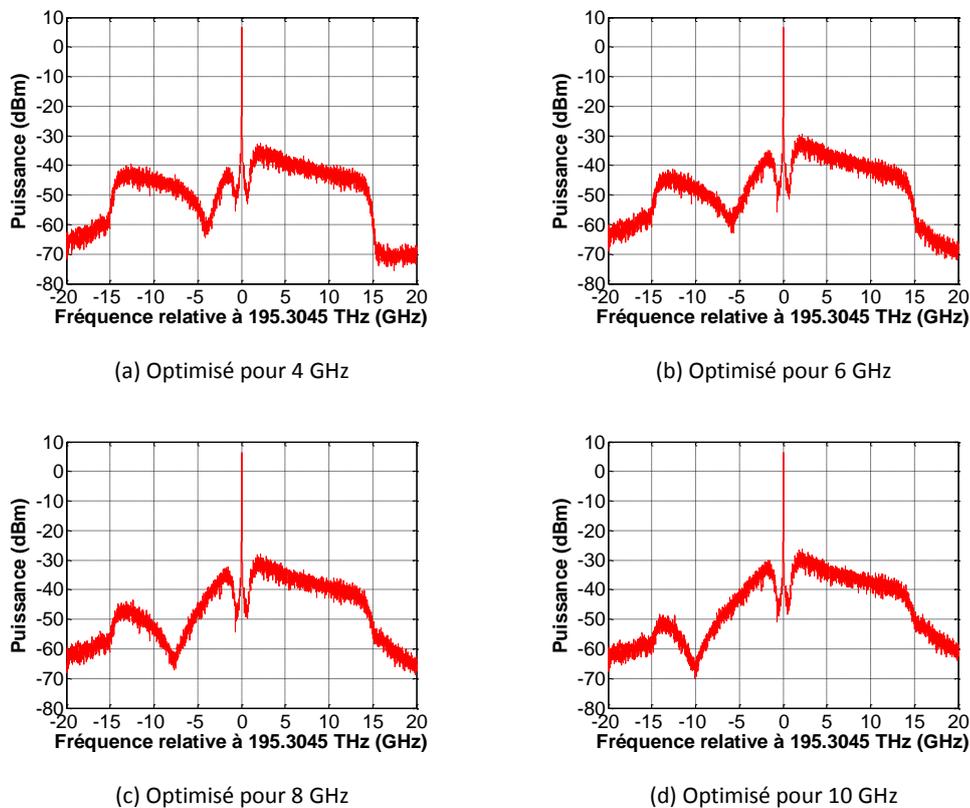
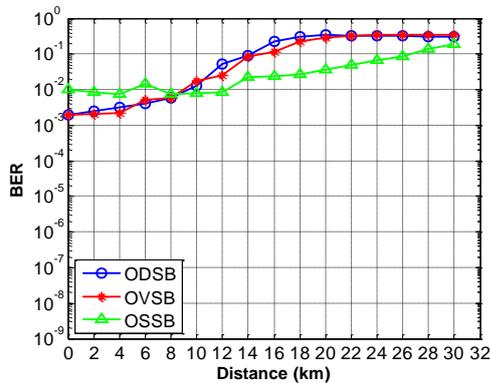
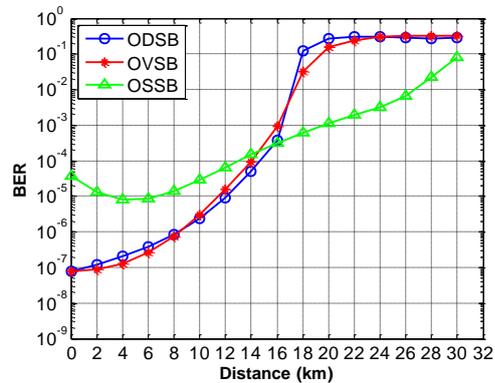
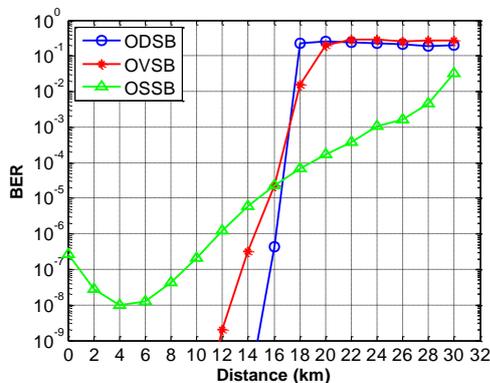


Figure 4.23. Spectre optique en sortie du D-EML en modulation OVSB

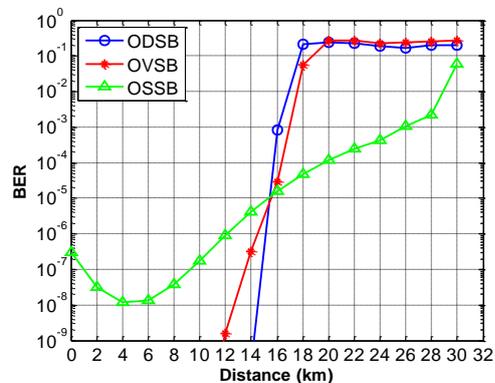
La Figure 4.22 présente les performances en transmission obtenues pour un budget optique de 21 dB. La puissance de sortie de l'amplificateur booster est de 10 mW. Avec le point de fonctionnement choisi pour l'OVSB, on constate alors que cette dernière présente quasiment les mêmes performances que la modulation ODSB. Il est possible d'atteindre dans ces deux configurations des distances jusqu'à 16 km pour un BER de 10^{-3} . La modulation OSSB ne présente, comme dans le cas du débit à 25 Gb/s et pour les mêmes raisons, aucun avantage pour des faibles distances mais des performances meilleures pour des distances élevées. Ainsi il est possible d'atteindre environ 22 km avec cette modulation, toujours pour un BER de 10^{-3} .

(a) Amplification booster avec $P_{out} = 10$ mW(b) Amplification booster avec $P_{out} = 20$ mW**Figure 4.24.** BER en fonction de la distance pour un budget optique de 25 dB

La Figure 4.24 montre les résultats de simulation en transmission pour un budget optique fixe de 25 dB et deux puissances d'émission en sortie du booster choisies à 10 mW et 20 mW. Dans le cas de la première puissance d'émission, l'atténuation est trop importante et le bruit vient largement pénaliser la transmission. Le BER présente un plancher d'erreur au-dessus de 10^{-3} . En revanche, lorsque la puissance d'émission augmente, le bruit devient moins pénalisant mais les effets non-linéaires de la fibre commencent à impacter la transmission. En effet, on voit que pour un BER à 10^{-3} , le gain apporté par la modulation OSSB est moins important que pour un budget optique de 21 dB. Ce dernier est de l'ordre de 4 km permettant d'atteindre cette fois-ci 20 km.



(a) Amplification booster



(b) Préamplification

Figure 4.25. BER en fonction de la distance pour une liaison point-à-point

On retrouve sur la Figure 4.25 les performances en transmission pour une liaison point-à-point avec une amplification booster ($P_{out} = 10$ mW) et une préamplification ($P_{out} = 30$ μ W). Ici l'atténuation reste assez faible et c'est essentiellement les effets de la dispersion chromatique qui vont pénaliser la transmission. Le choix d'une préamplification ou d'une amplification booster influencent peu les perfor-

mances pour les trois modulations. La préamplification reste néanmoins plus performante. Il est possible d'atteindre jusqu'à 26 km avec une modulation OSSB en configuration de préamplification.

2.4.4 Comparaison avec d'autres techniques

Nous avons montré, en utilisant un D-EML, que pour des distances élevées, la modulation OSSB était la plus performante. Il nous apparaît maintenant indispensable de situer les performances obtenues avec le D-EML par rapport à d'autres technologies de composants. Nous avons donc procédé à la simulation de transmission de modulations OSSB-OFDM obtenues en utilisant un filtrage optique ou un DPMZM (Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator).

Pour obtenir un signal OSSB-OFDM nous proposons d'utiliser un filtre optique passe-bande en sortie d'un EML classique. La fréquence centrale du filtre est accordée à la valeur correspondante à la somme, respectivement la différence, de la fréquence d'émission du laser et de la fréquence porteuse du signal OFDM si l'on souhaite supprimer la USB, respectivement la LSB. Cette technique reste assez simple à appliquer mais l'inconvénient est qu'il faut que tout le système soit régulé en température pour empêcher une dérive en fréquence du laser qui résulterait en un mauvais alignement avec la fréquence centrale du filtre. D'autre part, il est fort probable qu'il faille concevoir le filtre optique pour un signal OFDM donné, c'est-à-dire possédant une largeur de bande et une porteuse définies. La Figure 4.26 montre le schéma de la liaison simulée utilisant un filtrage optique pour générer un signal OSSB.

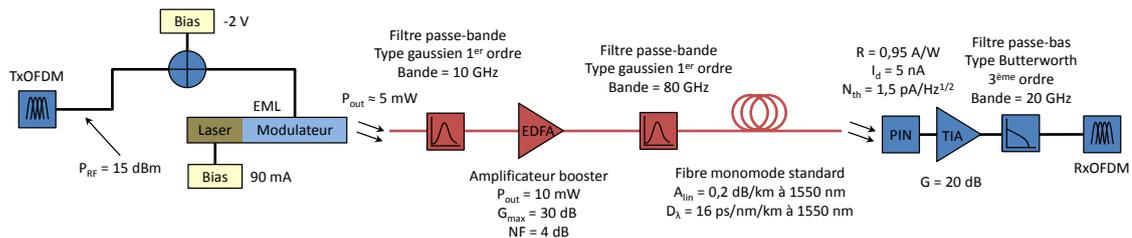


Figure 4.26. Synoptique de la liaison simulée avec un EML et un filtre optique (EML+OBPF)

Nous proposons une seconde solution pour générer un signal OSSB-OFDM qui utilise un DPMZM. Celle-ci est plus flexible et plus efficace en termes de suppression de bande latérale. Cependant c'est aussi la plus encombrante et la plus consommatrice d'énergie. En effet, le DPMZM est constitué de trois modulateurs Mach-Zehnder en LiNbO_3 . Le premier est un MZM primaire dont chacun des bras est constitué d'un MZM secondaire. La Figure 4.27 décrit le schéma de la liaison ainsi que celui du DPMZM. Le principe de génération du signal OSSB-OFDM est assez simple. Les MZM secondaires sont polarisés à $V_{\pi/2}$ pour conserver la porteuse et profiter de la zone linéaire des modulateurs. Le MZM primaire introduit un déphasage de $\pi/2$ entre ses deux bras qui permet la suppression d'une des bandes latérales du fait que l'un des signaux modulant les MZM secondaires a été également déphasé de $\pi/2$.

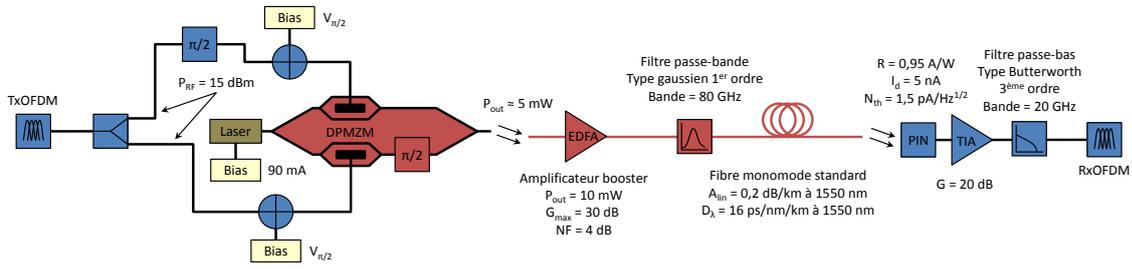


Figure 4.27. Synoptique de la liaison simulée avec le DPMZM

La Figure 4.28 présente les spectres optiques en sortie des différents émetteurs testés et précédemment décrits. L'émetteur à base de DPMZM est le dispositif le plus efficace pour générer un signal OSSB (Figure 4.28(b)). À contrario, l'émetteur utilisant l'OBPF (Optical Band Pass Filter) laisse une bande latérale résiduelle non négligeable.

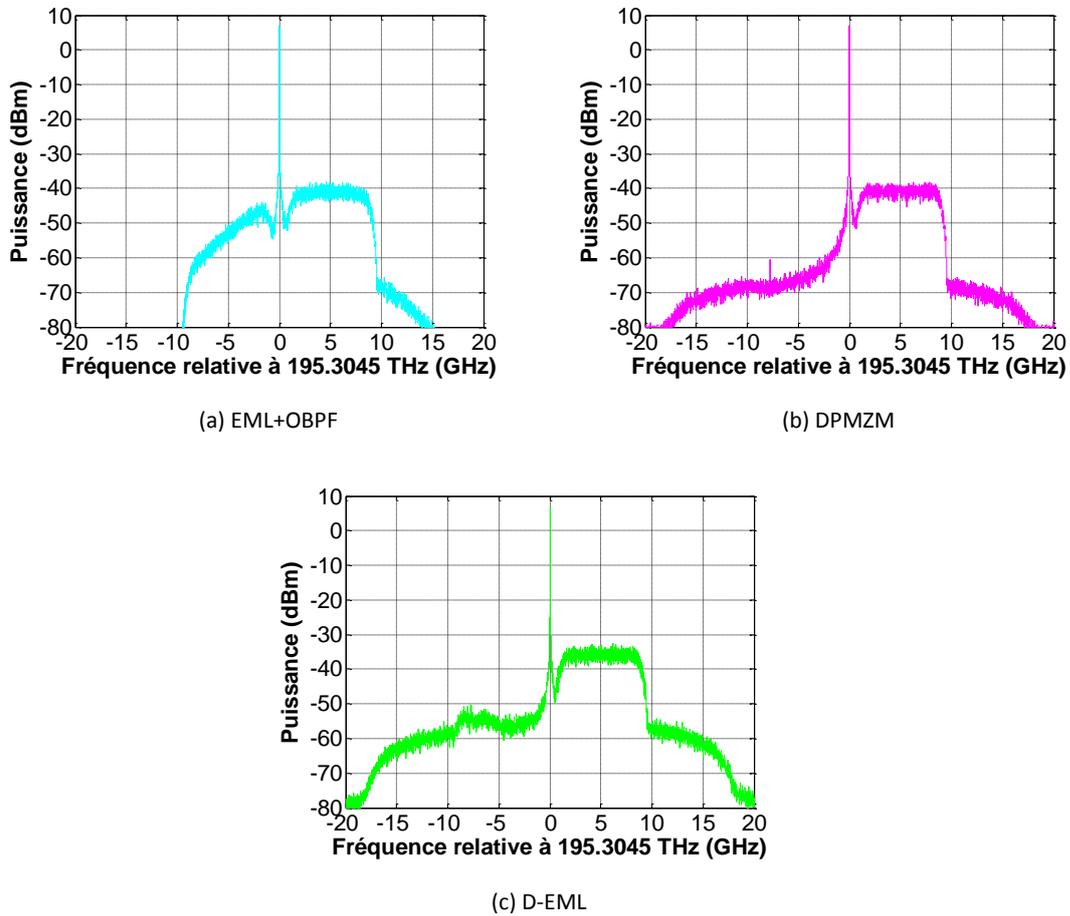


Figure 4.28. Spectre optique en sortie des différents émetteurs

La comparaison des performances des trois émetteurs est donnée sur la Figure 4.29 pour une liaison à budget optique fixe de 21 dB et un débit utile de 25 Gb/s. Un amplificateur booster est utilisé produisant une puissance de sortie de 10 mW.

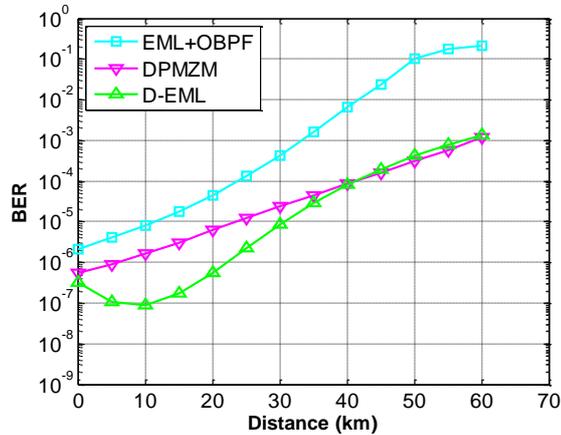


Figure 4.29. BER en fonction de la distance (OB = 21 dB, amplification booster)

Il apparaît clairement que le D-EML permet d'atteindre des performances aussi intéressantes qu'un DPMZM pour un coût, un encombrement et une consommation réduits ce qui lui confère un grand avantage. On note toujours une amélioration des performances pour les longueurs de fibre autour de 10 km dans le cas du D-EML à laquelle on ne sait pas apporter d'explication.

2.5 Résultats de transmissions en DMT

2.5.1 Schéma de simulation

Des rétro-simulations ont également été effectuées consécutivement à des expérimentations réalisées par un doctorant de Télécom ParisTech [55]. C'est la modulation DMT qui a été testée parce qu'elle présente une plus grande simplicité de mise en œuvre. En effet, un prétraitement numérique à base de symétrie hermitienne permet de rendre le signal réel en sortie de l'AWG (Arbitrary Waveform Generator) ce qui permet de s'affranchir de l'oscillateur, des mixers et du diviseur hybride électrique. En contrepartie, le débit est divisé par deux pour un même nombre d'entrée sur l'IFFT du modulateur. La Figure 4.30 montre le schéma de principe qui a été utilisé. Ce dernier représente fidèlement les expérimentations effectuées à Télécom ParisTech.

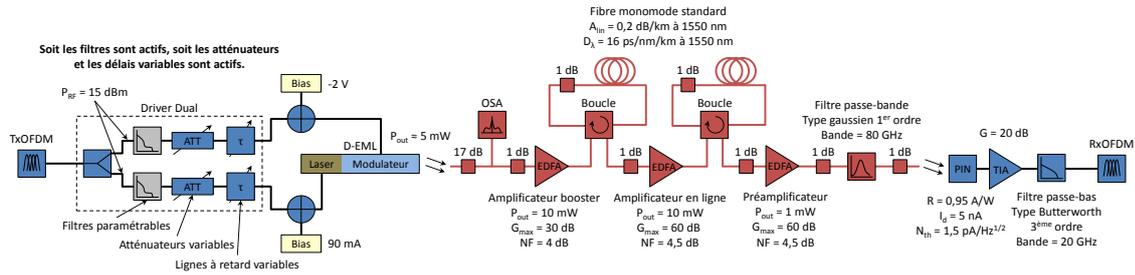


Figure 4.30. Synoptique de la liaison utilisant le D-EML en modulation DMT

Le générateur OFDM produit un signal DMT purement réel injecté directement sur le driver dual. Ce signal possède 256 sous-porteuses (15 sous-porteuses pilotes, 113 sous-porteuses utiles et 128 sous-porteuses pour la symétrie hermitienne) avec un codage 4-QAM pour un débit total de 24 Gb/s. Le préfixe cyclique est fixé à 12,5%. À la sortie du D-EML un atténuateur optique de 17 dB permet de simuler les pertes par couplage optique avec la fibre ainsi qu'un diviseur 90/10 qui envoie une partie du flux optique vers l'OSA et l'autre partie vers le canal de transmission. Le canal est composé d'au maximum trois amplificateurs optiques (EDFA) en fonction de la distance à parcourir et de tronçons de 25 km de fibre monomode standard. Le premier amplificateur est placé en position booster, le second en amplificateur en ligne et le troisième en préamplificateur. La Figure 4.31 résume les schémas d'amplification utilisés pour chacune des distances testées. Les différentes connectiques sont représentées par des pertes de 1 dB. Les principaux paramètres sont répertoriés sur le schéma de la Figure 4.30.

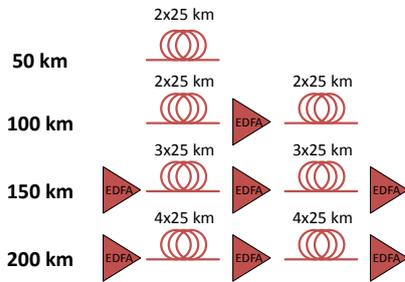
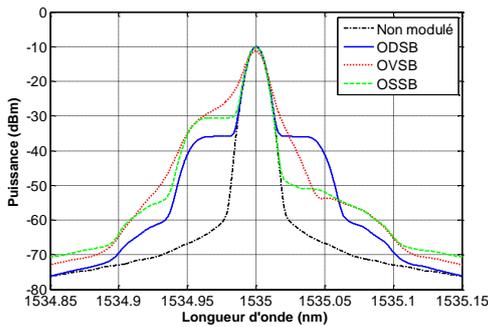
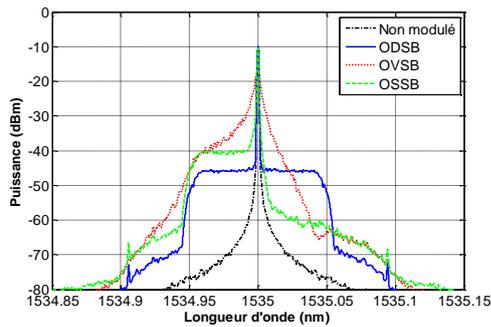


Figure 4.31. Schémas d'amplification

Les différents connectiques sont représentés par des pertes de 1 dB. Les principaux paramètres sont répertoriés sur le schéma de la Figure 4.30.



(a) Résolution optique de 10 pm



(a) Résolution optique de 1 pm

Figure 4.32. Spectres optiques en sortie du D-EML pour différentes résolutions optiques

La Figure 4.32(a) représente les spectres optiques en sortie du D-EML vus par un appareil de mesure possédant une résolution de 10 pm, pour les trois configurations de modulations étudiées. En fixant une telle résolution, on se place dans les conditions similaires à celles utilisées expérimentalement. D'un autre côté, la Figure 4.32(b) représente les mêmes spectres optiques pour une résolution 10 fois plus

petite, c'est-à-dire 1 pm. Le spectre obtenu expérimentalement dans [55] et reporté sur la Figure A.8 de l'Annexe A est très semblable à un compromis entre les spectres OVSB et OSSB trouvés en simulation.

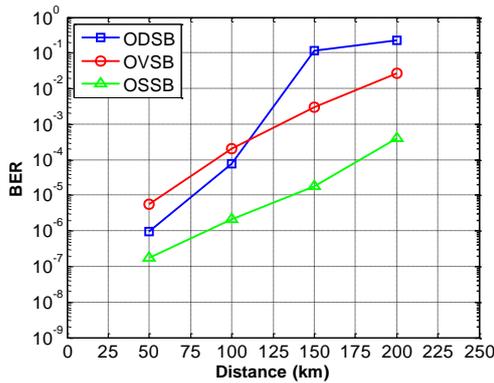
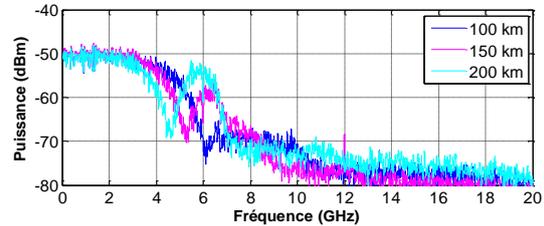
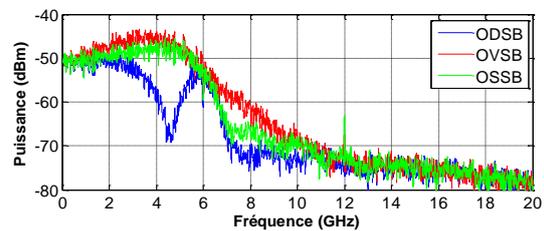


Figure 4.33. BER en fonction de la distance



(a) Configuration ODSB



(b) Après 200 km

Figure 4.34. Spectres électriques en sortie de la photodiode

Les spectres électriques en sortie de la photodiode pour différentes distances parcourues en configuration ODSB sont décrits par la Figure 4.34(a). Les distances testées sont suffisamment longues pour permettre d'apercevoir les évanouissements fréquentiels caractéristiques du canal IM-DD dispersif portant un signal ODSB [56]. Ces évanouissements sont localisés à environ 6 GHz, 5 GHz et 4,3 GHz respectivement pour 100 km, 150 km et 200 km. Ils ont également été clairement mis en évidence dans [55] aux mêmes positions (Annexe A, Figure A.9). La présence de ces évanouissements fréquentiels dans la bande spectrale du signal portant les données va engendrer des distorsions résultant en une dégradation des performances. Ainsi, on peut estimer qu'au-dessus de 100 km la modulation ODSB sera fortement pénalisée par la dispersion chromatique à cause de la progression du premier évanouissement fréquentiel dans la bande spectrale du signal. Les résultats de simulation en transmission sont présentés sur la Figure 4.33. On constate en renforcement de l'analyse précédente une forte dégradation des performances de la modulation ODSB après 100 km. Les modulations OVSB et OSSB sont moins sensibles à la dispersion chromatique ce qui implique que leurs performances respectives diminuent moins rapidement avec la distance. On constate, comme cela a déjà été montré précédemment dans ce manuscrit, que la modulation OSSB est plus performante que la modulation OVSB car la suppression de bande latérale est plus efficace. En effet, on remarque sur la Figure 4.34(b) que c'est le spectre de la modulation OSSB qui reste le moins perturbé à 200 km. Les résultats de simulation des performances en transmission sont très proches de ceux obtenus expérimentalement. Dans [55] des BER de $6 \cdot 10^{-6}$, 10^{-4} et $4 \cdot 10^{-4}$ ont été mesurés pour des distances respectives de 100 km, 150 km et 200 km en configuration OSSB. En simulation (Figure 4.33) on retrouve des valeurs de BER de $2 \cdot 10^{-6}$, $2 \cdot 10^{-5}$ et $4 \cdot 10^{-4}$ pour les mêmes longueurs et la même configuration.

2.6 Conclusion

L'OFDM possède une grande efficacité spectrale comparé au NRZ ce qui permet pour un même débit considéré de réduire la bande spectrale occupée par le signal modulé. Ainsi le signal OFDM est moins pénalisé par la dispersion chromatique dans la fibre même en modulation ODSB. Nous avons montré, en simulation, qu'il était possible de générer un signal OSSB-OFDM large bande à partir de la modulation duale du D-EML. Pour cela la gestion des amplitudes de modulation et du déphasage entre les deux voies de modulation du D-EML passe par l'utilisation de filtres numériques. Les coefficients de ces filtres sont issus d'une étude, fréquence par fréquence, qui vise à maximiser le SBPR. Si l'on choisit de ne satisfaire la condition SSB que pour une fréquence particulière, alors le signal obtenu peut être appelé OVSB. Cette méthode est plus simple mais apporte moins de gain en distance par rapport à la configuration OSSB.

Tableau 4.1. Résumé des performances en OFDM avec une amplification booster

Cas	Distance maximale de transmission pour un BER de 10^{-3}			
	25 Gb/s		40 Gb/s	
	BO = libre	BO = 25 dB	BO = libre	BO = 25 dB
ODSB	46 km	22 km	17 km	16 km
OVSB	50 km	27 km	17 km	16 km
OSSB	61 km	36 km	24 km	20 km

Le Tableau 4.1 résume les performances atteintes en OFDM pour les trois configurations de modulation à 25 Gb/s et 40 Gb/s en considérant un budget optique libre, c'est-à-dire uniquement composé de l'atténuation linéique de la fibre (liaison point-à-point), et un budget optique fixe de 25 dB correspondant à la classe B des PON (liaison point-à-multipoint).

Une rétro-simulation, portant cette fois sur la modulation DMT, dérivée de l'OFDM, a été faite afin de vérifier la possibilité de générer un signal OSSB large bande dans cette configuration. Les résultats de simulation obtenus sont très proches des résultats expérimentaux obtenus par notre partenaire Télécom ParisTech.

3 Résumé du chapitre

L'OFDM est une technique de multiplexage fréquentiel utilisant des porteuses orthogonales entre-elles permettant ainsi de réduire l'occupation spectrale d'un signal en comparaison du FDM. Elle est presque toujours associée à des modulations possédant une grande efficacité spectrale (b/s/Hz) comme par exemple les modulations mPSK ou mQAM. En ce sens, l'OFDM garantit une bien meilleure efficacité spectrale qu'une modulation OOK-NRZ. La génération d'un signal OFDM peut être effectuée de manière analogique en utilisant des filtres, des oscillateurs, des multiplieurs, etc. mais c'est une solution coûteuse et complexe. En pratique dans la plupart des cas, un signal OFDM est généré par un processus numérique dans lequel intervient une IFFT. L'essor de l'OFDM dans les télécommunications sans fil a été accéléré par l'augmentation continue des performances des processeurs et notamment des DSP (Digital Signal Processor) et FPGA (Field Programmable Gate Array). Depuis un peu plus de dix ans, l'OFDM est étudiée comme une solution possible pour la montée en débit dans le réseau d'accès optique. Les prin-

cipaux inconvénients qui lui sont reprochés sont l'utilisation d'une électronique rapide (ADC et DAC) encore cher et consommatrice d'énergie. Un certain nombre de problèmes de synchronisation sont également à prendre en compte et, de manière générale, l'OFDM bénéficie d'une maturité moins avancée que les modulations OOK-NRZ. Cependant, il apparaît opportun de continuer les recherches sur cette technologie et de la combiner, comme nous l'avons fait dans ce chapitre, avec une source optique atypique permettant de générer des modulations plus avancées.

La modulation du D-EML par un signal OFDM offre trois possibilités de configurations. La modulation du modulateur seul résulte en un signal ODSB classique. En revanche, lorsque le laser et le modulateur sont modulés ensemble, deux cas se présentent. Dans le premier, on choisit de satisfaire la condition SSB (équation (13) du chapitre 2) pour une fréquence particulière. Le signal ainsi généré peut alors être considéré comme un signal OVSB. Dans le second cas, on satisfait la condition SSB pour toute une bande de fréquences. On obtient alors un signal OSSB avec une bien meilleure suppression d'une des deux bandes latérales.

Les trois configurations de modulation du D-EML énoncées dans le paragraphe précédent ont été testées et comparées pour des débits variant de 25 Gb/s à 40 Gb/s. Il ressort de cette comparaison que la configuration OSSB permet d'atteindre les plus grandes distances pour un BER fixé à 10^{-3} . En effet, la configuration ODSB, offrant les moins bonnes performances, est très affectée par la réponse du canal IM-DD dispersif à cause du battement entre les deux bandes latérales du spectre du signal modulé. La configuration OVSB, compromis entre OSSB et ODSB, permet des performances légèrement supérieures à celles obtenues en ODSB mais largement inférieures à celles obtenues en OSSB. Il faut cependant noter que l'obtention du signal OSSB est plus délicate par rapport au signal OVSB. En effet, pour la configuration OSSB, il faut être capable de paramétrer des filtres numériques (magnitude et phase) régissant le déphasage et la différence d'amplitude entre le signal modulant le modulateur et sa réplique modulant le laser dans le but de maximiser le SBPR. Les coefficients de ces filtres sont intrinsèquement dépendants de la réponse en fréquence du laser et de la réponse en amplitude du modulateur. À contrario, la configuration OVSB ne nécessite que de configurer une atténuation et un délai entre les deux voies de modulation du D-EML.

Le Tableau 4.1 peut être rapproché du Tableau 3.10 du chapitre 3 et notamment en considérant les colonnes dédiées au modèle phénoménologique pour les débits de 25 Gb/s et 40 Gb/s. On peut alors créer le Tableau 4.2 qui compare des cas semblables en modulation NRZ et OFDM. On remarque alors que la modulation OFDM, grâce à son efficacité spectrale supérieure au NRZ, permet d'atteindre de plus grandes distances et ceci même en modulation simple. Cependant le gain en distance n'est pas suffisant à ce jour en regard de la complexité de mise en œuvre de l'OFDM à l'émission et à la réception en comparaison du NRZ.

Tableau 4.2. Résumé des performances en OFDM avec une amplification booster

Modulation	Distance maximale de transmission pour un BER de 10^{-3}			
	25 Gb/s		40 Gb/s	
	NRZ	OFDM	NRZ	OFDM
Modulation simple <i>Cas (a) ou ODSB</i>	18 km	46 km	7,5 km	17 km
Modulation duale <i>Cas (d) ou OSSB</i>	56 km	61 km	20 km	24 km

Nous avons également remarqué au travers des simulations que l'OFDM est plus sensible que le NRZ au SNR de la liaison, ce qui est tout à fait logique au vu de la nature analogique de cette modulation. Des planchers d'erreur apparaissent rapidement et limitent les performances en transmission en OFDM dès que le budget optique augmente un peu. Une amplification optique est alors presque toujours nécessaire. À titre de comparaison, il a été montré avec le modèle phénoménologique en modulation NRZ une distance maximale de transmission d'environ 40 km pour un BER de 10^{-3} et un taux de partage de 1:64 sans amplification à 25 Gb/s alors que la modulation OFDM n'autorise qu'un taux de partage de 1:32 en considérant une amplification booster. Cependant, malgré sa complexité, l'OFDM continue de séduire par les nombreuses possibilités qu'elle offre comme par exemple l'allocation dynamique de bande passante dans l'accès multiple ou encore la capacité à adapter son débit en fonction de la qualité du canal pour une qualité de service fixée (AMOOOFDM : Adaptively Modulated Optical Orthogonal Frequency Multiplexing) [32].

Chapitre 5

Modélisation orientée composant pour la troisième génération de D-EML

La première génération de D-EML intégrait monolithiquement un laser DFB et un modulateur EA avec deux accès de modulation indépendants afin de dissocier complètement modulation de fréquence et d'amplitude optique. Pour cette source, la modulation de fréquence optique est obtenue par la modulation directe du laser. L'injection de courant dans la section laser fait augmenter la densité de porteurs qui engendre une variation de l'indice de réfraction conduisant à une modulation de la fréquence optique en sortie. L'avantage de cette version de D-EML réside dans la simplicité de fabrication et le niveau d'expérience acquis depuis un certain temps par le laboratoire III-V Lab qui fabrique cette source. De plus l'efficacité FM possible est importante, de l'ordre de 1 GHz/mA soit 20 GHz/V sur 50 Ω . En revanche, l'inconvénient est que l'injection de porteurs n'est pas compatible avec une grande vitesse de modulation. En effet, dans un laser DFB classique, on retrouve la limitation provoquée par la résonance photon-électron. La bande passante FM du laser semble donc limitée à 20 GHz au maximum du fait des mécanismes mis en jeu.

III-V Lab a alors imaginé de nouvelles solutions technologiques pour le D-EML permettant d'augmenter à la fois l'efficacité FM et surtout la bande passante FM de la section laser. Deux nouvelles générations de D-EML ont alors été conçues en se basant sur l'utilisation d'un modulateur électro-optique intra-cavité. Ce modulateur EO (Electro-Optic) utilise l'effet Stark confiné quantiquement (QCSE : Quantum Confined Stark Effect) pour modifier l'indice optique, et donc la phase optique, très rapidement.

La deuxième génération de D-EML (Figure 5.1) est très similaire à la première dans le sens où il s'agit d'un laser DFB intégré avec un modulateur EA. La différence réside dans la présence d'un modulateur EO intra-cavité entre le laser DFB et la facette HR qui permet de moduler la phase de réflexion à la facette arrière engendrant ainsi une modulation de la fréquence optique. La troisième génération de D-EML (Figure 5.1) est assez différente puisqu'elle est basée sur un laser de type Fabry-Perot. La section laser est cette fois-ci composée de trois sous-sections, le modulateur électro-optique, contrôlée en tension, un déphaseur continu, contrôlé en courant, et une sous-section de gain, également contrôlée

en courant. La cavité laser est bouclée par deux DBR (Distributed Bragg Reflector) qui assurent la sélection d'un mode Fabry-Perot. La modulation de fréquence optique est basée, comme pour la deuxième génération de D-EML, sur le QCSE obtenu par la modulation de la section EOM (Electro-Optic Modulator). La modulation d'amplitude due au QCSE est minime puisque la différence de gap entre la sous-section EOM et la sous-section à gain est choisie judicieusement (> 70 nm). La sous-section PS (Phase Shifter) permet de se prémunir des effets de saut de mode comme il s'agit d'une cavité Fabry-Perot. L'injection d'un courant continu dans la sous-section à gain assure les bonnes conditions pour l'effet laser. La section EAM finalisant le D-EML reste inchangée pour assurer la modulation d'amplitude optique qui vient se combiner à la modulation de fréquence optique générée par le laser afin de produire en sortie du composant un spectre optique modulé plus étroit.

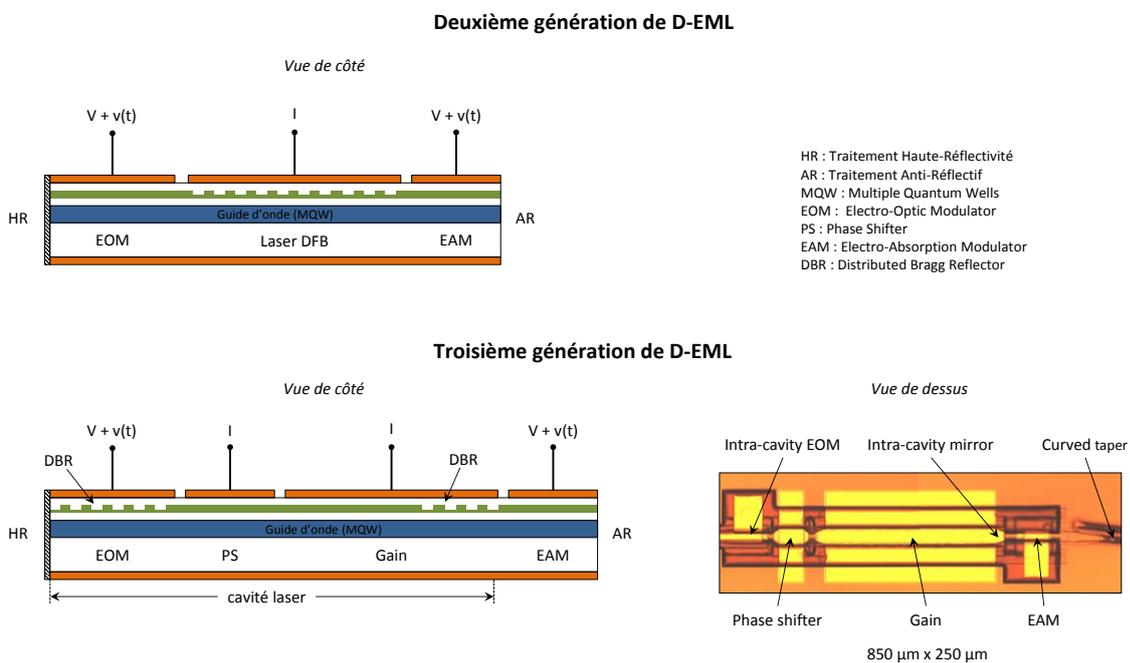


Figure 5.1. Photos et schémas des deuxième et troisième générations de D-EML

De tels concepts ont été envisagés dans le but d'atteindre des bandes passantes FM de l'ordre de 40 GHz et des efficacités FM de 20 GHz/V à 40 GHz/V. L'inconvénient de la structure de la troisième génération est que la section laser forme une cavité Fabry-Perot dont la sélection d'un mode principal est plus ou moins bien effectuée par les deux DBR.

Un travail de modélisation orienté cette fois-ci vers le composant a été effectué en utilisant les TLM (Transmission Line Model) de VPIcomponentMakerTM afin d'obtenir un modèle composant complet de la troisième génération de D-EML. L'intérêt résidait également dans le fait de vouloir fournir une aide aux concepteurs en s'appuyant sur les résultats de simulations pour faire évoluer et améliorer la future génération de D-EML.

1 Modélisation

1.1 Introduction

VPIcomponentMakerTM est un logiciel commercial permettant de simuler par l'intermédiaire des TLM un grand nombre de composants semi-conducteurs multi-sections utilisant un mono-guide optique massif ou MQW (Multiple Quantum Wells). Chaque section peut être complètement paramétrée indépendamment des sections adjacentes offrant ainsi la possibilité de modéliser un riche panel de dispositifs, comme par exemple des lasers FP, DFB, des DBR, des EAM, des SOA, *etc.* ou des combinaisons de composants. Deux grands types de sections sont pris en compte, les sections contrôlées par des courants directs et les sections contrôlées par des tensions inverses. La principale limitation des TLM réside dans le fait que le dispositif simulé ne possède qu'un seul guide d'onde rectiligne continu qui traverse toute la structure autorisant ainsi la propagation d'un seul mode fondamental transverse (TE) ou deux modes identiques dans le choix d'une propagation isotrope (TE-TM).

Les TLM utilisées dans VPIcomponentMakerTM sont basées sur la méthode de modélisation appelée Transmission-Line Matrix/Method (TLM) originellement développée par P.B. Johns et R.L. Beurle pour l'analyse des résonances dans des cavités microondes [57] puis appliquée à une multitude d'autres problèmes [58]. Plus spécifiquement, les TLM sont une extension des Transmission-Line Laser Model (TLLM) développés par A.J. Lowery et ses collègues depuis les années 1985 [59].

1.2 Principe de base

Dans les modèles à base de TLM, il existe une discrétisation spatiale et temporelle de pas respectivement noté Δz et Δt reliés par la relation $\Delta z = v\Delta t$ avec v la vitesse de groupe de l'onde se propageant dans le guide d'onde. La Figure 5.2 montre le principe de discrétisation spatial d'un composant semi-conducteur multi-sections. Le composant est divisé en sections qui peuvent être de trois types, passive, active ou électro-absorbante. Chaque section est ensuite subdivisée en TLM dont le nombre dépend de la longueur L de la section considérée, de l'indice de groupe n_g et du pas d'échantillonnage temporel choisi pour la simulation (*SampleRate*) suivant la formule $s = \text{ceil}(L \cdot \text{SampleRate} \cdot n_g / c)$ avec c la vitesse de la lumière dans le vide. La fonction $\text{ceil}(\dots)$ arrondit le résultat à l'entier supérieur. Pour une longueur de section et un indice de groupe fixé, le nombre de TLM ne dépend alors que du pas d'échantillonnage temporel choisi pour la simulation. Plus ce pas est petit, plus il y aura de TLM et plus le résultat de simulation sera précis. En contrepartie, le temps de calcul sera plus important. Cette approche peut être sujette à controverse puisque l'on peut considérer qu'un nombre important de TLM entraîne plus de calculs et ainsi la possible propagation d'erreurs.

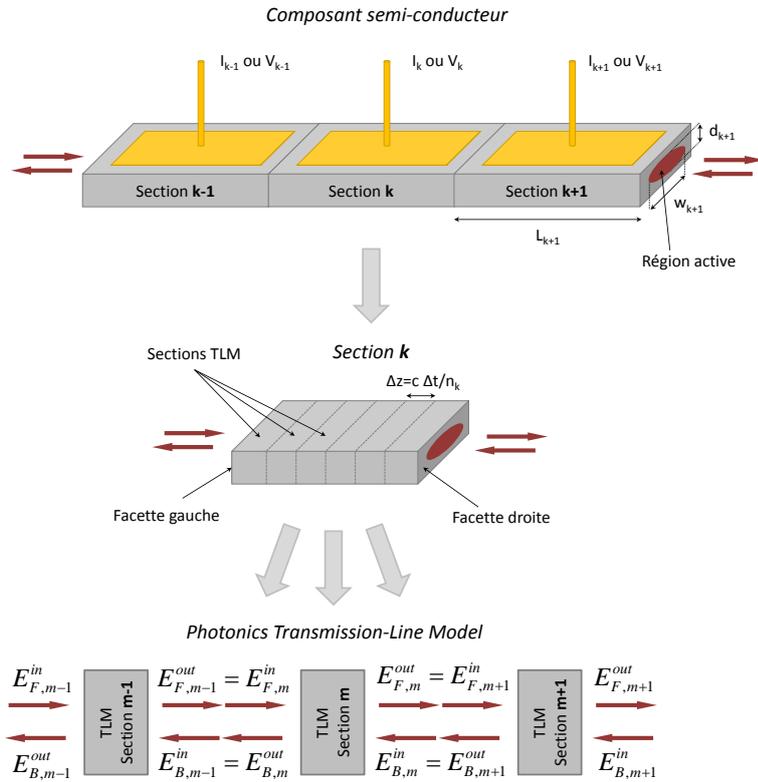


Figure 5.2. Principe de discrétisation spatiale pour les TLM

Chaque TLM est un nœud de calcul encadré par deux lignes de transmission idéales permettant une connexion aux TLM adjacentes. Le principe de calcul est ensuite décomposé en deux phases. Dans la première phase, appelée étape de calcul, chaque TLM constituant le composant reçoit en même temps les deux champs entrant qui lui sont destinés (E_F^{in} et E_B^{in}) et effectue les calculs nécessaires dépendant des modèles et des paramètres choisis pour la section considérée. Dans la deuxième phase, appelée étape de connexion, les champs sortant de chaque TLM (E_F^{out} et E_B^{out}) sont transmis aux TLM adjacentes pour servir de champs entrant pour le cycle suivant.

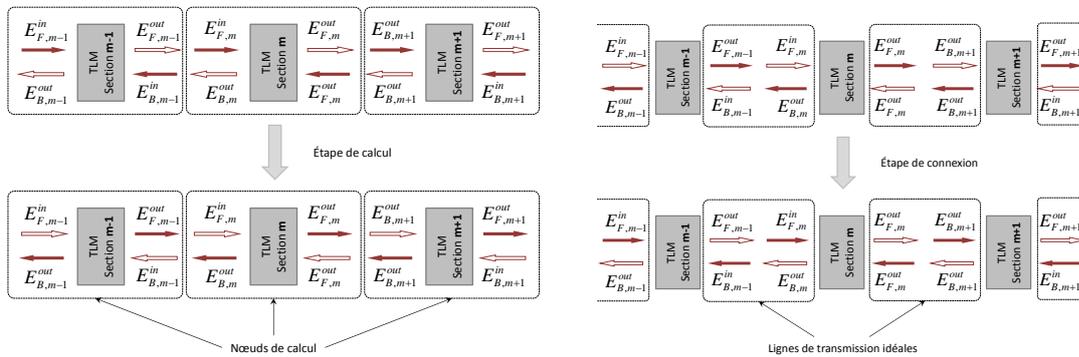


Figure 5.3. Principe de calcul pour les TLM

Comme mentionné précédemment, une section d'un composant semi-conducteur ne peut être que d'un type particulier parmi les trois suivants : active, passive ou électro-absorbante.

Les sections passives possèdent un gain nul, c'est-à-dire que les émissions spontanée et stimulée sont inexistantes. Ces sections sont contrôlées en courant et permettent de modéliser les pertes internes, les pertes par couplage, le chirp, la réflectivité aux facettes, *etc.* Si le courant injecté est non nul, il influence la densité de porteurs et met en jeu un certain nombre de mécanismes comme par exemple la variation de l'indice de réfraction. Ce type de section peut être utilisé pour modéliser des guides d'onde ou bien des déphaseurs. Il est possible d'ajouter un réseau de Bragg permettant ainsi de modéliser un DBR.

Les sections actives se différencient des sections passives par la présence de gain, linéaire ou logarithmique, induisant une émission spontanée et/ou stimulée. Elles sont contrôlées en courant. Le reste des mécanismes de modélisation est identique aux sections passives. Les sections actives entrent dans la modélisation des lasers. En ajoutant un réseau il est possible de modéliser par exemple un laser DFB.

Les sections électro-absorbantes sont gouvernées par des équations un peu différentes. Ces sections sont contrôlées par des tensions inverses et permettent de modéliser les dispositifs électro-absorbants et électro-optiques en prenant en compte les effets Kerr, Pockels, Franz-Keldysh et Stark. Pour ces sections, il est également possible d'ajouter un réseau de Bragg.

1.3 Détails d'implémentation

La Figure 5.4 montre une vue de la troisième génération de D-EML tel que nous l'avons modélisée avec des proportions approximatives. La section 1 modélise le modulateur électro-optique intra-cavité (EOM) à l'aide d'une section électro-absorbante. Un réseau est ajouté à cette section pour former le premier DBR. La section 2 modélise le phase shifter (PS) grâce à une section électro-absorbante. La région à gain regroupe les sections 3&4 modélisées par des sections actives avec la présence d'un réseau sur la section 4 pour former le second DBR qui boucle la cavité Fabry-Perot permettant l'effet laser. Enfin la section 5 modélise le modulateur électro-absorbant (EAM).

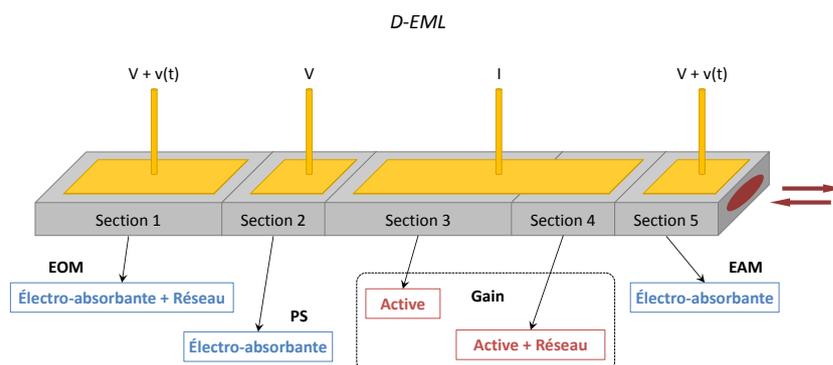


Figure 5.4. Schéma de modélisation du D-EML

Les sous-parties qui suivent décrivent de manière précise les modèles utilisés en se basant sur l'aide du logiciel VPIcomponentMaker™ qui sert de référence. Dans ces parties, seuls les modèles utilisés pour

le D-EML sont décrits alors qu'il peut en exister différents pour un même phénomène. Par exemple, pour une section active, le gain peut être modélisé par une loi linéaire ou logarithmique.

1.3.1 Équations de propagation des ondes pour les champs optiques

Le champ électrique à l'intérieur de la région active de la section TLM considérée peut être représenté par une superposition des enveloppes complexes $A(z, t)$ et $B(z, t)$ variant lentement dans le temps respectivement pour l'onde se propageant de gauche à droite et celle se propageant dans le sens contraire à l'intérieur du guide d'onde :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \left[\vec{F}(\vec{r}_\perp, f_c) A(z, t) + \vec{F}^*(\vec{r}_\perp, f_c) B(z, t) \right] e^{j2\pi f_c t} + c.c. \quad (1)$$

f_c est la fréquence centrale du signal simulé et $\vec{F}(\vec{r}_\perp, f_c)$ décrit le profil du champ électrique du mode fondamental dans le plan perpendiculaire à la section. Puisque les enveloppes $A(z, t)$ et $B(z, t)$ varient rapidement suivant z , il est plus approprié d'utiliser les amplitudes complexes $a(z, t)$ et $b(z, t)$ qui varient lentement à la fois suivant t et z et définies par :

$$a(z, t) = e^{j(\beta_0 - \delta_{grating})z} \cdot A(z, t) \quad (2)$$

$$b(z, t) = e^{-j(\beta_0 - \delta_{grating})z} \cdot B(z, t) \quad (3)$$

Ici a été introduite la constante de propagation du mode fondamental avec l'indice effectif $n_{eff}(f_0)$ (**EffectiveIndex**) donné à la fréquence f_0 (**NominalFrequency**) :

$$\beta_0 = \frac{2\pi f_0}{c} \cdot n_{eff}(f_0) \quad (4)$$

Le coefficient $\delta_{grating}$ décrit le désaccord entre la fréquence de résonance du réseau et la fréquence centrale de simulation f_c (**SampleModeCenterFrequency**). En l'absence de réseau, ce coefficient est nul.

En utilisant les équations de Maxwell et (1)-(4) il est possible d'obtenir les équations de propagation des ondes pour les enveloppes complexes $a(z, t)$ et $b(z, t)$ variant lentement pour les champs optiques se propageant dans les deux sens à l'intérieur de la TLM m de la section k du composant simulé :

$$\left[\frac{1}{v_{g,k}} \frac{\partial}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial z} \right] a = \left[\frac{1}{2} \hat{G}(N_m, S_m) - \frac{1}{2} \hat{\alpha}_a - j\delta_a \right] a - j\kappa_{ab} b + Q_a \quad (5)$$

$$\left[\frac{1}{v_{g,k}} \frac{\partial}{\partial t} - \frac{\partial}{\partial z} \right] b = \left[\frac{1}{2} \hat{G}(N_m, S_m) - \frac{1}{2} \hat{\alpha}_b - j\delta_b \right] b - j\kappa_{ba} a + Q_b \quad (6)$$

$v_{g,k} = c/n_{g,k}$ est la vitesse de groupe du mode optique se propageant dans le guide déterminée à partir de la vitesse de la lumière dans le vide c et de l'indice de groupe $n_{g,k}$ (**GroupIndex**).

L'opérateur de gain optique $\hat{G}(N_m, S_m)$ est responsable du gain optique dans la région active. Il est décrit dans le paragraphe « [Modèle d'émission stimulée \(gain\)](#) ». Il faut noter que contrairement au champ optique, la densité de porteur $N_m(t)$ est constante dans chaque TLM m et est gouvernée par l'équation donnée dans le paragraphe « [Équations dynamiques pour la densité de porteurs](#) ».

Les opérateurs de pertes optiques $\hat{\alpha}_a$ et $\hat{\alpha}_b$ permettent de décrire les pertes internes ainsi que les pertes dues à l'absorption par des porteurs libres (FCA : Free-Carrier Absorption). Ils sont détaillés dans le paragraphe « [Modèle de pertes](#) ».

Les coefficients δ_a et δ_b décrivent pour les champs optiques se propageant en sens direct et sens contraire le désaccord avec la fréquence nominale f_0 permettant de modéliser le chirp (FDC : Free-Carrier Dispersion) et les effets d'un réseau de Bragg. Ils sont décrits dans la partie « [Modèle de chirp](#) ».

Les coefficients κ_{ab} et κ_{ba} modélisent les effets des couplages distribués par l'indice et/ou par le gain (ou pertes) sur les champs optiques dans la cavité. Leur description est faite dans le paragraphe « [Modèle de réseau distribué](#) ».

Enfin, les termes $Q_a = Q_a(z, t)$ et $Q_b = Q_b(z, t)$ permettent de prendre en compte l'émission spontanée pour les champs se propageant respectivement en sens direct et en sens contraire. Ils sont expliqués dans le paragraphe « [Modèle d'émission spontanée \(bruit\)](#) ».

La densité moyenne de photons $S_m(t)$ dans la section TLM m de longueur Δz est déterminée pour l'ensemble des champs optiques par l'équation :

$$S_m(t) = \frac{\Gamma_k}{E_{ph} v_{g,k}} \frac{1}{w_k d_k \Delta z} \int_{z_m - \frac{\Delta z}{2}}^{z_m + \frac{\Delta z}{2}} |A(z, t) + B(z, t)|^2 dz \quad (7)$$

Où $E_{ph} = hf_0$ est l'énergie de photon à la fréquence f_0 , Γ_k est le facteur de confinement optique (**ConfinementFactorMQW**) de la zone active à base de MQW, $d_k = d_{MQW,k}$ est l'épaisseur de la zone active (**ActiveRegionThicknessMQW**) et w_k sa largeur (**ActiveRegionWidth**).

1.3.2 Équations dynamiques pour la densité de porteurs

Les équations de propagations présentées précédemment sont incomplètes sans les équations décrivant la dynamique de la densité de porteurs $N_m(t)$ dans la TLM m de la section k du composant simulé. Il est à noter que le Spatial Hole Burning (SHB) est pris en compte lors de la modélisation d'un composant par des TLM puisque la densité de porteurs peut varier d'une TLM à l'autre [60]. En revanche, à l'intérieur d'une même TLM, la densité de porteurs est supposée constante et uniformément répartie. Bien évidemment, la précision de calcul joue un rôle dans la qualité des résultats obtenus, c'est pourquoi il faut veiller à ce que chaque section k d'un composant soit modélisée par suffisamment de TLM.

Pour un guide d'onde composé de multi-puits quantiques d'une section active, les équations dynamiques de la densité de porteurs s'écrivent ainsi :

$$\frac{dN_{SCH,m}}{dt} = \frac{\eta_k I_k}{qV_{SCH,k}} - \frac{N_{SCH,m}}{\tau_{cap,k}} + \frac{N_m}{\tau_{esc,k}} \cdot \frac{d_{MQW,k}}{d_{SCH,k}} \quad (8)$$

$$\frac{dN_m}{dt} = \frac{N_{SCH,m}}{\tau_{cap,k}} - \frac{N_m}{\tau_{esc,k}} \cdot \frac{d_{MQW,k}}{d_{SCH,k}} - R(N_m) - v_{g,k} \hat{G}(N_m, S_m) \cdot S_m \quad (9)$$

Il s'agit d'un modèle de réservoir [61] à deux niveaux qui prend en compte la densité de porteurs dans la zone SCH (Separate Confinement Heterostructure) notée $N_{SCH,m}(t)$ et la densité de porteurs dans la zone contenant les puits quantiques notée $N_m(t)$. Cette méthode permet également de modéliser la capture et l'échappement des porteurs entre les zone SCH et MQW grâce aux temps de capture τ_{cap} (**CarrierCaptureTimeconstant**) et d'échappement τ_{esc} (**CarrierEscapeTimeconstant**). La prise en compte de ces temps, si petits soient-ils, peut se révéler important car ils contribuent significativement, entre autres, à une compression du gain, limitant ainsi la bande passante de modulation dans les lasers MQW bien que ces derniers aient un fort gain différentiel. Ce modèle est cependant limité par le fait que les zones SCH de part et d'autre de la zone MQW doivent être symétriques.

L'équation (8) décrit l'injection de porteurs dans la région SCH (premier terme), la capture des porteurs de la région SCH par la zone MQW (deuxième terme) et l'émission thermionique, c'est-à-dire l'échappement des porteurs de la région MQW (troisième terme). η_k dénote l'efficacité d'injection du courant (**CurrentInjectionEfficiency**), I_k le courant injecté, q la charge de l'électron, $V_{SCH,k}$ le volume de la zone SCH défini par $V_{SCH,k} = w_k d_{SCH,k} L_k$ avec $d_{SCH,k}$ l'épaisseur de la région SCH (**ActiveRegionThicknessSCH**) pour la section k considérée. Les autres éléments ayant été définis précédemment.

L'équation (9) modélise l'injection de porteurs dans la région MQW (premier terme), l'émission thermionique (deuxième terme), les recombinaisons spontanée et non-radiative des paires électron-trou (troisième terme) ainsi que l'absorption stimulée et les processus de gain (quatrième terme). Pour les sections passives, l'opérateur de gain $\hat{G}(N_m, S_m)$ est nul. Pour les sections EAM, les équations dynamiques décrivant la densité de porteurs sont modifiées et présentées dans « [Modèles d'absorption stimulée \(EAM\)](#) ».

Le troisième terme de (9) représente la fonction de recombinaison des porteurs responsables des recombinaisons spontanée et non-radiative des paires électron-trou. Il s'écrit sous la forme d'une somme de trois éléments utilisant les coefficients de recombinaison linéaire A_k (**LinearRecombination**), bimoléculaire B_k (**BimolecularRecombination**) et Auger C_k (**AugerRecombination**) pour la section k .

$$R(N_m) = A_k N_m + B_k N_m^2 + C_k N_m^3 \quad (10)$$

La recombinaison linéaire ou monomoléculaire est non-radiative et intervient habituellement lorsque les porteurs sont piégés dans des états intermédiaires et se recombinent sans émettre de photons dans le mode laser. À contrario, la recombinaison bimoléculaire produit de l'émission spontanée lorsque les électrons et les trous se recombinent sans avoir eu besoin d'être excités dans les états hauts. Enfin, la

recombinaison Auger se produit habituellement lorsqu'un porteur transfère son énergie à un autre qui interagit à son tour avec un photon pour retourner à un état d'équilibre.

1.3.3 Modèle d'émission stimulée (gain)

En ce qui concerne la section 3 et 4 de la Figure 5.4 nous avons opté pour une modélisation par des régions active avec du gain. Pour s'approcher au plus près des caractéristiques du composant réel, un modèle de gain logarithmique dépendant de la fréquence optique a été choisi. L'expression de l'opérateur de gain dans (9) est la suivante :

$$\hat{G}(N_m, S_m) = \Gamma_k \cdot \frac{g(f, N_m)}{1 + \varepsilon \cdot S_{R,m}} \quad (11)$$

Γ_k est le facteur de confinement optique et $g(f, N_m)$ est la fonction de dépendance du gain avec la fréquence optique et la densité de porteurs. Le dénominateur de (11) permet de prendre en compte la saturation non-linéaire du gain provoquée par une forte densité de photons. Cette saturation est modélisée de manière phénoménologique par l'intermédiaire du facteur de compression de gain ε (**NonlinearGainCoefficient**) et de la densité de photons à la compression $S_{R,m}(t)$ donnée par :

$$S_{R,m}(t) = \frac{1}{\tau_{NL}} \int_0^t e^{-\frac{t-t'}{\tau_{NL}}} \cdot S_m(t') dt' \quad (12)$$

Bien souvent, la densité de photons causant la compression du gain optique est considérée comme étant la moyenne instantanée de la densité de photons $S_m(t)$ à l'intérieur de la section TLM modélisée. Pour cela, il faut utiliser un τ_{NL} (**NonlinearGainTimeconstant**) nul. Cependant, il peut être intéressant de prendre en compte la réponse temporelle non nulle de la non-linéarité du gain en choisissant un τ_{NL} certes faible (<100 fs), mais pas nul.

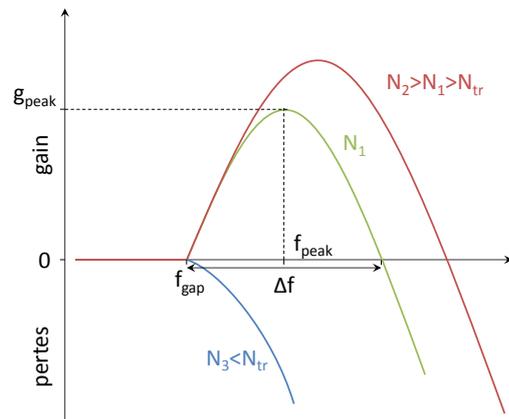


Figure 5.5. Courbes de gain en fonction de la fréquence optique et de la densité de porteurs

D'après [62], une courbe de gain optique réaliste s'apparente à celle tracée sur la Figure 5.5. Le gain optique dépend à la fois de la fréquence optique et de la densité de porteur $N_m(t)$ de la TLM considé-

rée. Si la densité de porteurs N_m est plus grande que la densité de porteurs à la transparence $N_{tr} = N_{0,k}$ (**CarrierDensityTransparency**), le gain vaut zéro pour les fréquences inférieures à la fréquence du gap f_{gap} , puis il est positif pour les fréquences $f_{gap} < f < f_{gap} + \Delta f$ avec Δf la largeur de bande du gain et devient négatif pour les fréquences $f > f_{gap} + \Delta f$. Si la densité de porteurs N_m est plus petite que la densité de porteurs à la transparence $N_{tr} = N_{0,k}$, le gain vaut zéro pour les fréquences $f < f_{gap}$ et devient négatif pour les fréquences $f > f_{gap}$. Lorsque $N_m > N_{tr}$, la variation du gain est approchée par l'équation parabolique :

$$g(f, N_m) = g_{peak}(N_m) \cdot \left(1 - \left(\frac{f - f_{peak}(N_m)}{\frac{\Delta f(N_m)}{2}} \right)^2 \right) \quad (13)$$

Le gain pic g_{peak} est déterminé par une loi logarithmique, pour une meilleure approximation, à partir du coefficient de gain matériau $a_{log,k}$ (**GainCoefficientLogarithmic**) et de la densité de porteurs à la transparence $N_{0,k}$ (**CarrierDensityTransparency**).

$$g_{peak}(N_m) = a_{log,k} \cdot \log\left(\frac{N_m}{N_{0,k}}\right) \quad (14)$$

Les paramètres f_{gap} , f_{peak} et Δf sont déterminés à partir d'une courbe de gain de référence possédant une fréquence de gain pic $f_{peak}(N_{ref,k})$ (**GainPeakFrequency**) définie de manière relative à la fréquence centrale de simulation (**SampleModeCenterFrequency**) et une bande de gain $\Delta f(N_{ref,k})$ (**GainBandwidth**) pour une densité de porteurs référence $N_{ref,k}$ (**CarrierDensityRefGainShape**) qui doit être supérieure à la densité de porteurs à la transparence $N_{0,k}$.

$$f_{gap} = f_{peak}(N_{ref,k}) - \frac{1}{2} \Delta f(N_{ref,k}) \quad (15)$$

$$\Delta f(N_m) = \Delta f(N_{ref,k}) \sqrt{\frac{g_{peak}(N_m)}{g_{peak}(N_{ref,k})}} \quad (16)$$

$$f_{peak}(N_m) = f_{peak}(N_{ref,k}) + \frac{\Delta f(N_{ref,k})}{2} \left(\sqrt{\frac{g_{peak}(N_m)}{g_{peak}(N_{ref,k})}} - 1 \right) \quad (17)$$

Dans le cas où $N_m < N_{tr}$, le gain pic est égal à zéro et la dépendance du gain en fonction de la fréquence optique est modélisée par la relation :

$$g(f) = -\frac{4}{\Delta z} \left(\frac{f - f_{gap}}{\frac{\Delta f(N_{ref,k})}{2}} \right)^2 \quad (18)$$

Cette fois-ci, le gain ne dépend plus de la densité de porteurs et f_{gap} est déterminé à partir de (15).

1.3.4 Modèle d'émission spontanée (bruit)

L'émission spontanée est un phénomène important à prendre en considération. Elle est due aux recombinaisons électron-trou entre la bande de conduction et la bande de valence qui donnent naissance à des photons non-corrélés, c'est-à-dire possédant une phase, une fréquence, une polarisation et un vecteur d'onde aléatoire. À cause du caractère aléatoire du vecteur d'onde, seulement une partie des photons ainsi créés sera couplée au mode laser et considérée comme du bruit.

Les termes $Q_a(z, t)$ et $Q_b(z, t)$ de (5) et (6) sont modélisés, pour chaque TLM m de la section k du composant simulé, par des sources de bruit de Langevin :

$$Q(z, t) = \sqrt{\frac{1}{2} \Gamma_k P_{sp}(N_m)} \cdot (X(z, t) + jY(z, t)) \quad (19)$$

$X(z, t)$ et $Y(z, t)$ sont des séquences pseudo-aléatoires non-corrélées et $P_{sp}(N_m)$ est la puissance de l'émission spontanée dépendante de la densité de porteurs. Tout comme le modèle de gain, le modèle d'émission spontanée est également dépendant de la fréquence optique. Cependant, contrairement au gain, la puissance de l'émission spontanée ne peut pas être négative. C'est pour cela qu'un modèle approximé par une Lorentzienne est plus approprié. La Lorentzienne atteint son maximum pour $f_{sp,peak}$ et possède une bande à mi-hauteur notée $\Delta f_{sp,peak}$ définies par :

$$f_{sp,peak} = f_{sp,k} + \sigma_{sp,k} (N_m - N_{ref,k}) \quad (20)$$

$$\Delta f_{sp,peak} = \Delta f_{sp,k} + \Delta \sigma_{sp,k} (N_m - N_{ref,k}) \quad (21)$$

$f_{sp,k}$ est la fréquence du pic de bruit (**NoiseCenterFrequency**) définie de manière relative par rapport à la fréquence centrale de simulation et $\Delta f_{sp,k}$ représente la bande à mi-hauteur du bruit (**NoiseBandwidth**) données toutes les deux pour la même densité de porteurs de référence qui sert pour le gain $N_{ref,k}$ (**CarrierDensityRefGainShape**). Les constantes $\sigma_{sp,k}$ (**NoiseFrequencyCarrierDependence**) et $\Delta \sigma_{sp,k}$ (**NoiseBandwidthCarrierDependence**) permettent de prendre en compte la dépendance de $f_{sp,peak}$ et $\Delta f_{sp,peak}$ en fonction de la densité de porteurs.

La puissance de bruit est déterminée en se basant sur le taux de recombinaison spontané pondéré par le facteur de couplage β_k (**NoiseCoupling**) spécifié pour chaque section k . La puissance de bruit spontané attendu à une facette pour un mode est donnée par :

$$P_{sp}(N_m) \propto \beta_k \cdot B_k N_m^2 \cdot w_k d_k \Delta z \cdot h\nu \quad (22)$$

Le facteur de couplage β_k décrit alors la proportion de photons générés par émission spontanée qui sont couplés au mode laser, $B_k N_m^2$ est le terme de recombinaison spontané, $w_k d_k \Delta z$ est le volume de la TLM m et $h\nu$ est l'énergie d'un photon.

1.3.5 Modèle de pertes

Les pertes sont modélisées de deux manières différentes, les pertes distribuées et les pertes localisées. Ces mécanismes de pertes sont pris en compte dans tous les types de section.

Les pertes localisées sont modélisées pour chaque interface entre deux sections d'un même composant par l'intermédiaire de l'efficacité de couplage optique (**OpticalCouplingEfficiency**). Typiquement le couplage optique aux interfaces internes entre les sections du composant sera de l'ordre de plus de 90% alors que pour les deux interfaces externes il pourra varier entre 20% et 80% attestant des pertes par couplage optique avec une fibre par exemple.

Les pertes distribuées $\hat{\alpha}_a$ et $\hat{\alpha}_b$ représentent la somme des pertes internes, des pertes par absorption de porteurs libres (FCA : Free-Carrier Absorption) et des pertes par absorption stimulée (EAM).

$$\hat{\alpha} = \alpha_i(N_m) + \hat{\alpha}_{EAM}(V_k, N_m) \quad (23)$$

Pour les sections qui ne sont pas de type EAM, $\hat{\alpha}_{EAM} = 0$. Les pertes par absorption stimulée seront détaillées dans la partie « [Modèles d'absorption stimulée \(EAM\)](#) ». Le paramètre de pertes internes $\alpha_i(N_m)$ évolue de manière linéaire avec la densité de porteurs.

$$\alpha_i(N_m) = \alpha_{i0} + \alpha_{iN} \cdot N_m \quad (24)$$

α_{i0} (**InternalLoss**) décrit les pertes matériau et les pertes dues à la diffusion de Rayleigh alors que α_{iN} (**InternalLossCarrierDependence**) modélise les pertes par absorption intra-bande des porteurs libres.

1.3.6 Modèles d'absorption stimulée (EAM)

L'absorption stimulée n'est présente que dans les sections de type EAM contrôlées par des tensions inverses et modélise l'effet Franz-Keldysh ou Stark respectivement pour les matériaux massif ou MQW. Pour les sections EAM, cette absorption stimulée est aussi accompagnée d'une modélisation des effets électro-optiques Kerr et Pockels qui est décrite dans la partie « [Modèle de chirp](#) ».

Nous l'avons dit précédemment, la particularité des sections EAM est qu'elles sont contrôlées par des tensions inverses. Ainsi, les porteurs ne sont plus injectés dans la région active, mais y sont générés par absorption de photon. Les équations dynamiques (8) et (9) donnant l'évolution de la densité de

porteurs décrites au paragraphe « Équations dynamiques pour la densité de porteurs » doivent alors être modifiées en ce sens.

$$\frac{dN_m}{dt} = -R(N_m) - \frac{N_m}{\tau_{so}(N_m)} + \Gamma_k v_{g,k} \hat{\alpha}_{EAM}(V_k, N_m) \cdot S_m \quad (25)$$

Ici, l'opérateur de gain est remplacé par l'opérateur d'électro-absorption $\hat{\alpha}_{EAM}(V_k, N_m)$ qui sera décrit en détail un peu plus loin. De plus, le temps d'échappement (sweep-out time) des porteurs de la région active est explicitement pris en compte par le paramètre $\tau_{so}(N_m)$ puisque c'est le phénomène prédominant par rapport aux autres recombinaisons. Ce temps d'échappement est supposé dépendant de la densité de porteurs et s'exprime sous la forme suivante :

$$\tau_{so}(N_m) = \frac{\tau_{0,k} \cdot \tau_{tr,k}}{\tau_{tr,k} \left(1 - \frac{N_m}{N_{0,k}} \right) + \tau_{0,k} \frac{N_m}{N_{0,k}}} \quad (26)$$

$\tau_{0,k}$ (**SweepOutTimeLow**) et $\tau_{tr,k}$ (**SweepOutTimeTransparency**) représentent le temps d'échappement respectivement pour les faibles densités de porteurs et pour la densité de porteurs à la transparence notée $N_{0,k}$ (**CarrierDensityTransparency**).

Le processus d'électro-absorption α_{EAM} est modélisé phénoménologiquement par une fonction qui dépend de la fréquence optique f , de la tension appliquée V_k , du coefficient d'absorption pic α_p , de la densité de porteurs N_m et de la densité de porteurs à la saturation $N_{sat,k}$ (**SaturationCarrierDensity**).

$$\alpha_{EAM}(f, V_k, N_m) = \frac{\alpha_p(V_k)}{1 + \frac{N_m}{N_{sat,k}}} \cdot H(f) \quad (27)$$

Le spectre d'absorption $H(f)$ est modélisé par une Lorentzienne qui permet une approximation suffisamment bonne dans l'hypothèse où seule la partie basse fréquence de la courbe est utilisée en simulation [63].

$$H(f) = \frac{1}{1 + \left(\frac{f - f_p(V_k)}{\frac{\Delta f(V_k)}{2}} \right)^2} \quad (28)$$

f_p est la fréquence d'absorption pic et Δf représente la largeur de bande d'absorption à mi-hauteur. Ces deux paramètres ainsi que l'absorption pic α_p sont dépendants de la tension appliquée à la section EAM k considérée. Cette dépendance utilise une loi polynomiale d'ordre 3.

$$\alpha_p(V_k) = \alpha_{0,k} + \alpha_{1,k} \cdot V_k + \alpha_{2,k} \cdot V_k^2 + \alpha_{3,k} \cdot V_k^3 \quad (29)$$

Avec $\alpha_{0,k}$ (**AbsorptionPeak**), $\alpha_{1,k}$ (**AbsorptionPeakLinear**), $\alpha_{2,k}$ (**AbsorptionPeakQuadratic**) et $\alpha_{3,k}$ (**AbsorptionPeakCubic**) respectivement les coefficients d'absorption constant, linéaire, quadratique et cubique.

$$f_p(V_k) = f_{0,k} + f_{1,k} \cdot V_k + f_{2,k} \cdot V_k^2 + f_{3,k} \cdot V_k^3 \quad (30)$$

Avec $f_{0,k}$ (**AbsorptionPeakFrequency**), $f_{1,k}$ (**AbsorptionPeakFrequencyLinear**), $f_{2,k}$ (**AbsorptionPeakFrequencyQuadratic**) et $f_{3,k}$ (**AbsorptionPeakFrequencyCubic**) respectivement les coefficients de fréquence d'absorption pic constant, linéaire, quadratique et cubique.

$$\Delta f(V_k) = \Delta f_{0,k} + \Delta f_{1,k} \cdot V_k + \Delta f_{2,k} \cdot V_k^2 + \Delta f_{3,k} \cdot V_k^3 \quad (31)$$

Avec $\Delta f_{0,k}$ (**AbsorptionBandwidth**), $\Delta f_{1,k}$ (**AbsorptionBandwidthLinear**), $\Delta f_{2,k}$ (**AbsorptionBandwidthQuadratic**) et $\Delta f_{3,k}$ (**AbsorptionBandwidthCubic**) respectivement les coefficients de bande d'absorption constant, linéaire, quadratique et cubique.

1.3.7 Modèle de chirp

Les termes δ_a et δ_b introduits dans (5) et (6) peuvent être tous deux écrits de manière générale sous l'expression :

$$\delta = \frac{2\pi f_0}{c} \Delta n_{eff,m} + \delta_{grating} \quad (32)$$

Où le premier terme prend en compte les effets de modulation de phase dus aux changements de l'indice de réfraction dans la TLM m et le second terme atteste de la déviation fréquentielle par rapport à la fréquence centrale à cause de la condition de Bragg. Il faut préciser que dans le premier terme, la fréquence nominale f_0 est utilisée à la place de la fréquence centrale de simulation f_c afin d'améliorer la précision du modèle au voisinage de f_0 . D'autre part, le second terme n'est évidemment présent que lorsqu'un réseau est utilisé dans la section k considérée. Il sera décrit plus en détails dans la partie « [Modèle de réseau distribué](#) ».

Les changements dans l'indice de réfraction de la TLM m sont dus aux phénomènes électro-optiques Kerr et Pockels dans les sections de type EAM uniquement Δn_{EAM} et à la dispersion par porteurs libres (FCD : Free-Carrier Dispersion) dans tous les types de section Δn_{FCD} .

$$\Delta n_{eff,m} = \Delta n_{EAM}(V_k) + \Delta n_{FCD}(N_m) \quad (33)$$

Pour les sections de type EAM, les changements dans l'indice de réfraction dépendant de la tension appliquée sur la section sont modélisés par un polynôme d'ordre 2 :

$$\Delta n_{EAM}(V_k) = \Delta_{1,k} \cdot V_k + \Delta_{2,k} \cdot V_k^2 \quad (34)$$

Avec $\Delta_{1,k}$ (**RefractiveIndexLinear**) et $\Delta_{2,k}$ (**RefractiveIndexQuadratic**) les coefficients concernant l'électro-réfraction de la section k à l'ordre 1 et 2.

L'indice de réfraction de la région active dans un laser semi-conducteur est dépendant de la densité de porteurs dans cette région en partie à cause des effets de plasma dans les bandes. Les variations d'indice sont suffisantes pour créer un décalage dynamique de la longueur d'onde d'émission du laser, c'est ce que l'on appelle le chirp [64]. Les variations d'indice de réfraction dépendantes de la densité de porteurs $\Delta n_{FCD}(N_m)$ utilisent un modèle basé sur l'indice différentiel.

$$\Delta n_{FCD}(N_m) = \Gamma_k \frac{dn}{dN_m}(N_m - N_{ch,k}) + \Gamma_{SCH,k} \frac{dn_{SCH}}{dN_{SCH,m}}(N_{SCH,m} - N_{ch,k}) \quad (35)$$

Où dn/dN_m est l'indice différentiel (**DifferentialIndexMQW**) dans la zone à puits quantiques de la TLM m et $dn_{SCH}/dN_{SCH,m}$ est l'indice différentiel (**DifferentialIndexSCH**) dans la région SCH de cette même TLM. Les déphasages produits par ces variations d'indice de réfraction sont liés à une densité de porteurs de référence $N_{ch,k}$ (**CarrierDensityRefIndex**) pour laquelle il n'y a pas de déphasage supplémentaire et les modes laser ainsi que la stop-bande de Bragg sont situés comme attendus.

1.3.8 Modèle de réseau distribué

Il est possible d'ajouter un réseau distribué à n'importe quel type de section. Le réseau peut être à couplage d'indice et/ou de gain (pertes). Ce type de réseau est utilisé pour effectuer la sélection d'un mode laser particulier dans les lasers DFB ou bien peut servir de miroir distribué comme dans le cas des DBR. Le couplage par l'indice est le plus souvent utilisé seul. L'ajout d'un couplage par le gain (pertes) permet de sélectionner un des deux modes dégénérés dans le cas de laser DFB symétrique par exemple. En ce qui concerne la modélisation du D-EML, nous ne nous intéresserons qu'au couplage par l'indice dans un premier temps.

Physiquement, le réseau est généralement gravé sur le ruban placé au-dessus de la zone active. Il se compose d'une alternance périodique de matériaux d'indice faible et fort. Le réseau induit un « déuning » noté $\delta_{grating}$ qui a déjà été introduit dans (32) et qui se calcule de la manière suivante :

$$\delta_{grating} = \frac{2\pi\Delta f_{Bragg}}{c} \cdot n_{eff,k} \quad (36)$$

Avec Δf_{Bragg} (**GratingStopbandFrequency**) l'écart entre la fréquence centrale de la stop-bande de Bragg et la fréquence centrale de simulation f_c (**SampleModeCenterFrequency**), et $n_{eff,k}$ (**EffectiveIndex**) l'indice effectif de la section k .

Les coefficients κ_{ab} et κ_{ba} permettent de modéliser le couplage par l'indice distribué sur les ondes optiques incidentes et réfléchies à l'intérieur de la cavité. Ils s'expriment sous la forme :

$$\kappa_{ab} = \kappa_i e^{j\Psi_i} \quad (37)$$

$$\kappa_{ba} = \kappa_i e^{-j\Psi_i} \quad (38)$$

La phase Ψ_i (**IndexCouplingPhase**) traduit les décalages de position dans le réseau à couplage d'indice en une phase centrale permettant de dé-symétriser le réseau. Le couplage par l'indice modélisé par κ_i est dépendant de la densité de porteurs.

$$\kappa_i(N_m) = \kappa_i(N_{gr,k}) + \frac{d\kappa_i}{dN_m}(N_m - N_{gr,k}) \quad (39)$$

Avec $\kappa_i(N_{gr,k})$ (**IndexCoupling**) le coefficient de couplage par l'indice à la densité de porteurs de référence $N_{gr,k}$ (**CarrierDensityRefGrating**) et $d\kappa_i/dN_m$ (**IndexCouplingCarrierDependence**) le coefficient dynamique fonction de la densité de porteurs N_m .

1.4 Conclusion

Cette partie a permis de décrire en détails les choix de modélisation ainsi que les modèles sélectionnés et utilisés pour simuler la troisième génération de D-EML. Le composant est ainsi scindé en 5 parties utilisant des sections électro-absorbantes, actives et passives afin de correspondre au mieux à la nature et à la composition réelle du D-EML.

2 Résultats de simulations

2.1 Introduction

Les premiers résultats de simulation ne concernent que la partie laser de la troisième génération de D-EML (ci-après nommée « le composant » ou « le laser ») comprenant le modulateur électro-optique intra-cavité, le déphaseur continu et la section de gain. Le modulateur électro-absorbant sera ajouté ultérieurement. La principale difficulté dans l'utilisation des TLM de VPIcomponentMaker™ est d'adapter les nombreux paramètres pour retrouver un comportement proche de celui que l'on peut observer avec d'autres modèles ou expérimentalement. Dans cette partie, nous donnons quelques paramètres clés que nous utilisons dans les simulations ainsi que les premiers résultats de simulation obtenus.

2.2 Paramètres

2.2.1 Paramètres géométriques

Le laser est constitué de 4 sections comme cela a déjà été présenté sur la Figure 5.4. Une section électro-absorbante avec un réseau de 100 μm joue le rôle de l'EOM, une section passive sans réseau de

70 μm représente le PS, deux sections actives, l'une sans réseau de 321 μm et l'autre avec de 24 μm , constituent la région de gain. La longueur totale de la cavité laser est donc de 515 μm . La largeur de la région active le long de l'axe de propagation est de 1,3 μm . La zone active contient 10 puits quantiques d'épaisseur 6,5 nm pour la section EOM et 7 nm pour toutes les autres sections. L'épaisseur de la région à multi-puits quantiques pour la section EOM est donc de 65 nm alors que pour les autres sections elle est de 70 nm. La région MQW est supposée entourée par deux régions SCH symétriques chacune d'épaisseur 80 nm.

2.2.2 Paramètres optiques

La facette HR du laser (extrémité gauche de la section EOM) possède un coefficient de réflexion de 95% alors que la facette AR (extrémité droite de la section à gain) est caractérisée par un coefficient de réflexion de 0,01%. En effet, en pratique un traitement antireflet inférieur à 10^{-4} est très difficile à obtenir. Les coefficients de réflexion aux interfaces internes entre les différentes sections du laser sont nuls.

Une comparaison a été effectuée entre le modèle de pertes inclut dans les TLM de VPIcomponentMaker™ et le modèle de pertes du programme Matlab développé par Télécom ParisTech. Le premier modèle cité est linéaire en fonction de la densité de porteurs alors que le second ne l'est pas (Figure 5.6).

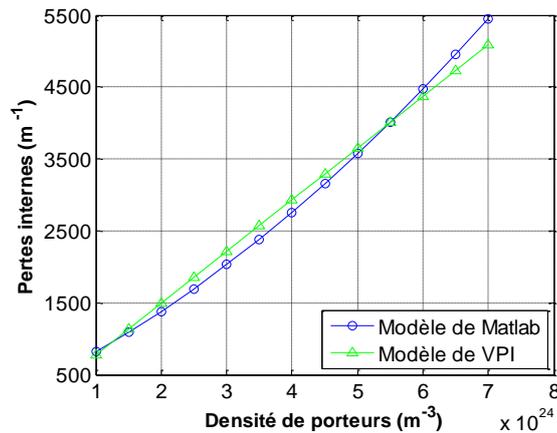


Figure 5.6. Comparaison des modèles de pertes internes

Concernant le modèle Matlab développé par Télécom ParisTech, les valeurs sont celles données dans [21] à la partie 2.1.2. Pour le modèle VPI, les pertes internes fixes valent 50 m^{-1} et les pertes internes dépendantes de la densité de porteurs sont de $720 \cdot 10^{-24} \text{ m}^2$. On constate alors qu'il est possible de retrouver quasiment le même comportement de pertes internes entre les deux modèles.

2.2.3 Paramètres de réseau (DBR)

Deux réseaux sont présents dans le laser pour effectuer la sélection d'un mode laser et garantir ainsi son caractère monochromatique. Sans ces réseaux, le laser serait un laser Fabry-Perot dissymétrique avec une facette à 95% et l'autre à 0,01%. Le modèle choisi pour les réseaux est le couplage par l'indice indépendant de la densité de porteurs. Ainsi, pour le premier DBR inscrit sur la section EOM le facteur

de couplage noté κL vaut 1,0 et pour le deuxième DBR inscrit sur une partie de la section à gain, le facteur de couplage est de 0,36. Ces facteurs restent encore à ajuster.

2.2.4 Paramètres relatifs à la dynamique des porteurs

Les facteurs de recombinaison nous ont été fournis par notre partenaire III-V Lab. Le facteur de recombinaison linéaire est nul, le facteur de recombinaison bimoléculaire vaut $0,8 \cdot 10^{-16} \text{ m}^3/\text{s}$ et le facteur de recombinaison Auger est de $2 \cdot 10^{-41} \text{ m}^6/\text{s}$. Le temps de capture des porteurs vers les zones MQW ainsi que le temps d'échappement des porteurs vers les zones SCH ont été optimisés pour tenir compte des effets de bande passante du composant. Ainsi, le temps de capture des porteurs vers les zones MQW est de 8 ps et le temps d'échappement des porteurs vers les zones SCH est de 16 ps.

2.2.5 Paramètres de gain

Les deux sections actives constituant la région de gain du laser utilisent les mêmes paramètres. Le gain dans ces sections est dépendant de deux paramètres principaux, la concentration en porteurs et la fréquence optique. La dépendance en fonction de la fréquence optique est un paramètre qui n'est pas pris en compte dans le modèle de la première génération de D-EML développé par Télécom ParisTech.

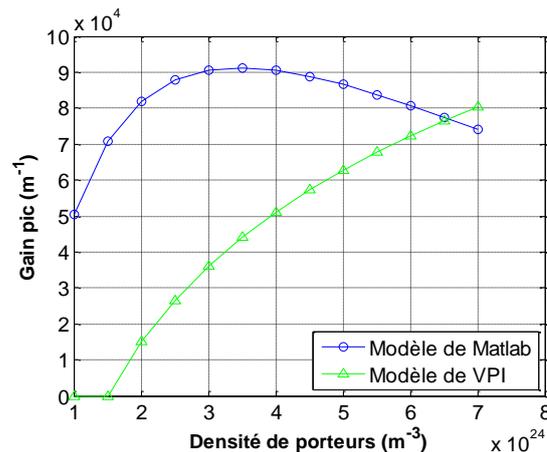


Figure 5.7. Comparaison des modèles de coefficients de gain

La Figure 5.7 montre l'évolution du gain pic (g_{peak}) en fonction de la densité de porteurs pour les deux modèles. C'est l'une des différences majeures dont il faut tenir compte pour l'ajustement des paramètres de la TLM pour trouver le comportement souhaité. En effet, dans le modèle de Télécom ParisTech, expliqué dans [21] à la section 2.1.2, le gain pic prend en compte les effets de température qui, pour une forte densité de courant injecté, c'est-à-dire une forte densité de porteurs, viennent écraser la valeur du gain. Dans le modèle que nous présentons, la dépendance du gain en fonction de la température n'est pas incluse. Ceci explique pourquoi il nous est plus délicat de simuler un comportement de saturation de puissance pour les forts courants. Les valeurs utilisées pour tracer les courbes de la Figure 5.7 sont données dans [21] à la section 2.1.2 pour le modèle Matlab et, pour le modèle que nous avons mis en place, le coefficient de gain logarithmique vaut $12 \cdot 10^4 \text{ m}^{-1}$ et la densité de porteurs à la transparence est de $1,5 \cdot 10^{24} \text{ m}^{-3}$.

En revanche, nous introduisons une dépendance du gain en fonction de la fréquence optique. Ceci est présenté par la Figure 5.8. On y voit l'évolution du gain $\hat{G}(N_m, S_m)$ en fonction de la fréquence optique et de la densité de porteurs pour une densité de photon à la saturation fixe. Cette évolution a déjà été présentée sur la Figure 5.5. Pour une densité de porteurs inférieure à celle à la transparence, le gain est nul pour $f < f_{gap}$ et négatif pour $f > f_{gap}$. Lorsque la densité de porteurs est supérieure à celle à la transparence, un gain positif apparaît alors. La position du gain pic se déplace alors vers les fréquences optiques les plus hautes lorsque la densité de porteurs augmente. Les valeurs utilisées pour tracer les courbes de la Figure 5.8 sont détaillées dans le Tableau 5.1.

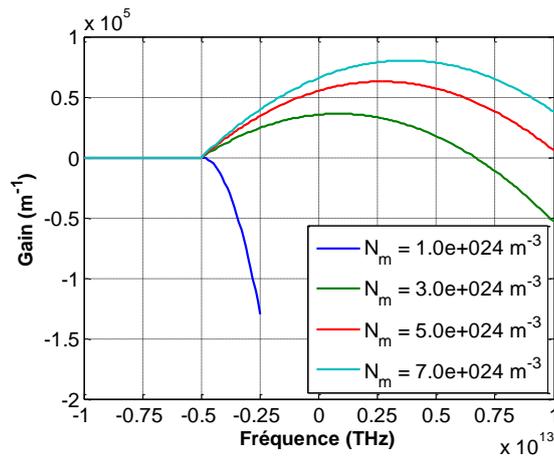


Figure 5.8. Courbes de gain en fonction de la fréquence optique

À cause des différences significatives qui existent entre le modèle de gain des TLM dans VPI et celui du modèle Matlab de D-EML développé par Télécom ParisTech il est impossible d'utiliser directement les valeurs des paramètres du second pour paramétrer le premier. Pour les TLM il faut donc réajuster les valeurs des paramètres de gain pour obtenir le comportement souhaité en termes de caractéristique courant/puissance.

Tableau 5.1. Paramètres pour le modèle de gain

Nom	Symbole	Valeur	Unité
GainCoefficientLogarithmic	$a_{log,k}$	$12 \cdot 10^4$	m^{-1}
CarrierDensityTransparency	N_0	$1,5 \cdot 10^{24}$	m^{-3}
GainPeakFrequency	$f_{peak}(N_{ref,k})$	0	Hz
GainBandwidth	$\Delta f(N_{ref,k})$	$1 \cdot 10^{13}$	Hz
CarrierDensityRefGainShape	$N_{ref,k}$	$2,5 \cdot 10^{24}$	m^{-3}
NonlinearGainCoefficient	ϵ	$3 \cdot 10^{-23}$	m^3
NonlinearGainTimeconstant	τ_{NL}	$100 \cdot 10^{-15}$	s

2.2.6 Paramètres de chirp

Le modèle de chirp utilisé par les TLM est basé sur la connaissance de l'indice différentiel dans les puits quantique et la région SCH. La valeur de l'indice différentiel pour la zone MQW est de $-1 \cdot 10^{-26} m^3$ et

pour la zone SCH, il est de $-1,5 \cdot 10^{-26} \text{ m}^3$. La densité de porteurs pour laquelle le chirp est nul vaut $2 \cdot 10^{24} \text{ m}^{-3}$. Ces valeurs sont communes à toutes les sections.

2.2.7 Paramètres d'électro-absorption et d'électro-réfraction

Dans les TLM, les phénomènes d'électro-absorption et d'électro-réfraction ne sont pas complètement corrélés. En effet, une partie de la variation d'indice dans le guide provient de l'augmentation de la densité de porteurs due à l'augmentation de l'absorption et l'autre partie provient d'une relation directe avec la tension appliquée à la section. La Figure 5.9 montre des courbes d'absorption typiques avec les paramètres décrits dans le Tableau 5.2.

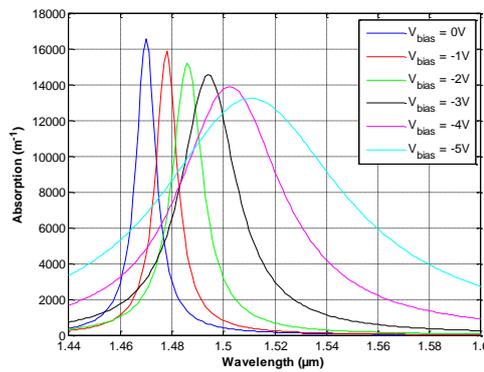


Figure 5.9. Courbes d'absorption des sections EAM en fonction de la longueur d'onde

L'analyse de ces courbes permet d'expliquer pourquoi le modèle d'électro-absorption utilisé dans les TLM n'est valable que sur une plage de longueurs d'onde et de tensions données. Par exemple, avec les paramètres utilisés sur la Figure 5.9, l'absorption n'est correctement définie que pour les longueurs d'onde supérieures à 1550 nm si la tension reste supérieure à -5 V.

Tableau 5.2. Paramètres pour le modèle d'absorption stimulée

Nom	Symbole	Valeur	Unité
AbsorptionPeak	$\alpha_{0,k}$	$2 \cdot 10^6$	m^{-1}
AbsorptionPeakLinear	$\alpha_{1,k}$	$8 \cdot 10^4$	$\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$
AbsorptionPeakQuadratic	$\alpha_{2,k}$	0	$\text{V}^2 \cdot \text{m}^{-1}$
AbsorptionPeakCubic	$\alpha_{3,k}$	0	$\text{V}^3 \cdot \text{m}^{-1}$
AbsorptionPeakFrequency	$f_{0,k}$	$2,04 \cdot 10^{14}$	Hz
AbsorptionPeakFrequencyLinear	$f_{1,k}$	$1,1 \cdot 10^{12}$	Hz/V
AbsorptionPeakFrequencyQuadratic	$f_{2,k}$	0	Hz/V ²
AbsorptionPeakFrequencyCubic	$f_{3,k}$	0	Hz/V ³
AbsorptionBandwidth	$\Delta f_{0,k}$	$1,3 \cdot 10^{12}$	Hz
AbsorptionBandwidthLinear	$\Delta f_{1,k}$	0	Hz/V
AbsorptionBandwidthQuadratic	$\Delta f_{2,k}$	0	Hz/V ²
AbsorptionBandwidthCubic	$\Delta f_{3,k}$	$-0,08 \cdot 10^{12}$	Hz/V ³
SaturationCarrierDensity	$N_{sat,k}$	$5 \cdot 10^{22}$	m^{-3}

2.2.8 Paramètres d'émission spontanée

Le modèle retenu pour l'émission spontanée est le modèle par couplage du bruit. Le facteur de couplage de bruit est de 10^{-4} . Le bruit est filtré par une Lorentzienne pour lui donner une dépendance en fonction de la longueur d'onde. La fréquence centrale de la Lorentzienne est la même que la fréquence centrale de simulation et est indépendante de la densité de porteurs. La bande de bruit est de 10^{13} Hz et est également indépendante de la densité de porteurs.

2.3 Résultats de simulation

Une première difficulté rencontrée en simulation avec le design de cette 3^{ème} génération de D-EML est l'obtention d'un spectre monochromatique en sortie du composant. En effet, cette nouvelle génération est conçue comme un laser Fabry-Perot avec un filtrage de mode principalement opéré par le DBR de la section EOM. Si le filtrage n'est pas suffisant, un petit paquet de mode Fabry-Perot peut subsister comme c'est le cas sur la Figure 5.10(a). Le taux de réjection des modes latéraux n'est pas suffisant comparé aux résultats expérimentaux décrits par la Figure 5.10(b) malgré nos efforts pour adapter les paramètres accessibles dans le modèle.

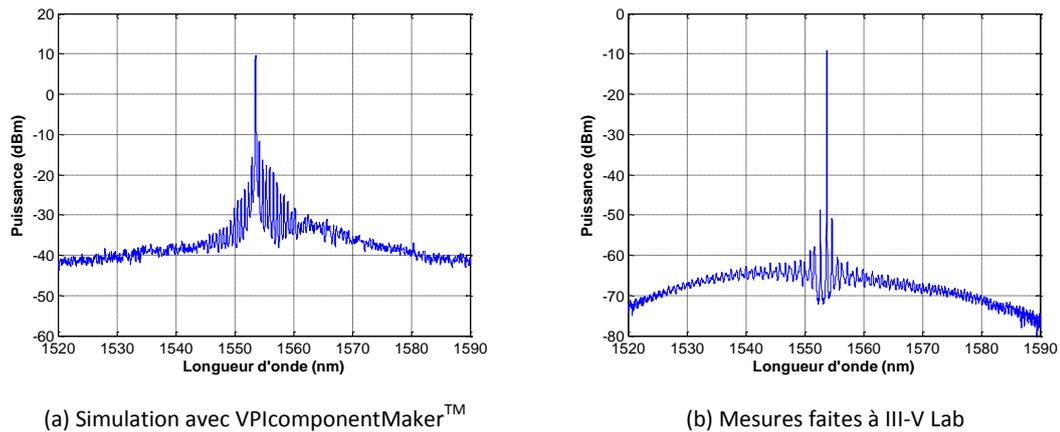


Figure 5.10. Spectres optique simulé et mesuré en sortie du D-EML

La Figure 5.11 illustre la caractéristique de puissance en fonction du courant du laser à modulateur EO intra-cavité. Cette caractéristique présente un courant de seuil de 8 mA, ce qui se rapproche du composant réel mais un rendement quantique de plus de 37%, ce qui est trop élevé. On attendrait plutôt des valeurs autour de 18% à 22%. Il faut noter que le spectre n'est parfois plus du tout monochromatique pour certains points de cette caractéristique.

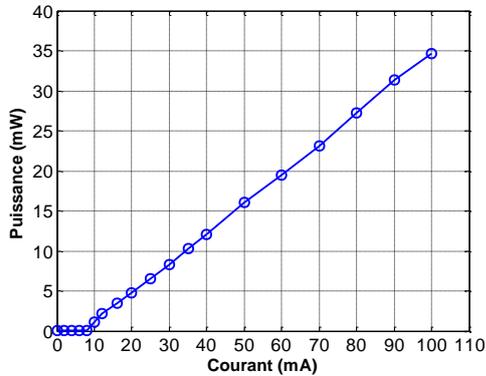


Figure 5.11. Puissance en fonction du courant en sortie du laser

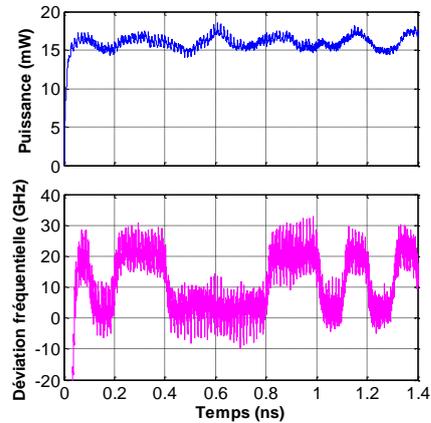


Figure 5.12. Puissance et chirp en sortie du laser modulé par une séquence binaire

Des simulations en régime dynamique ont également été effectuées afin d'observer le comportement du modèle en réponse à une séquence de bits (Figure 5.12). Le caractère fortement polychromatique du laser entraîne à l'évidence des modulations parasites à la fois sur le chirp et la puissance optique rendant le modèle inexploitable en l'état.

2.4 Conclusion

VPIcomponentMaker™ est un puissant logiciel de simulation de composant optique. Une étude approfondie des modèles accessibles dans ce logiciel a permis de déterminer les meilleurs choix de modélisation pour entreprendre la simulation des D-EML de nouvelle génération. Cependant, le travail effectué jusqu'à présent ne permet pas de reproduire correctement le comportement observé expérimentalement des nouveaux D-EML.

3 Résumé du chapitre

Le D-EML constitué d'un laser DFB et d'un modulateur EA a prouvé son efficacité notamment pour les débits de 10 Gb/s, 20 Gb/s et 40 Gb/s [10] [65]-[68]. Cependant la vitesse de modulation en fréquence optique du laser est limitée car elle est basée sur l'injection de courant. La résonance photon-électron limite en réalité la bande passante FM du laser autour de 20 GHz. Pour s'affranchir de cet inconvénient et garantir de meilleures performances pour les débits élevés, une autre architecture de laser a été mise au point par III-V Lab. Les nouvelles générations de D-EML incorporent désormais des lasers à modulateur EO intra-cavité. La cavité laser est formée à la première extrémité par une facette à haute réflectivité et un DBR et à la seconde extrémité par un autre DBR afin d'entretenir les oscillations. La sélection d'un mode dominant devrait être assurée par le plus grand DBR placé près de la facette à haute réflectivité. Dans cette cavité se trouve un milieu à gain, contrôlé par une injection de courant, permettant d'assurer l'effet laser, et deux sections électro-optiques contrôlées par des tensions inverses. La première sert de déphaseur statique (positionnement du mode laser) et la seconde sert à moduler la phase de l'onde optique intra-cavité permettant ainsi une modulation de fréquence optique

en sortie du laser. Cette fois-ci, la modulation de fréquence optique du laser est ainsi basée sur l'effet Stark confiné quantiquement. Des bandes passantes FM de plus de 40 GHz seraient alors accessibles.

Dans ce chapitre nous avons présenté en détails le modèle TLM de la nouvelle génération de D-EML que nous avons mis en œuvre dans VPIcomponentMakerTM. Ce modèle repose sur le formalisme des matrices de transfert pour découper spatialement suivant l'axe longitudinal le laser à modéliser. De cette manière il est possible de prendre en compte les inhomogénéités dans la distribution des porteurs suivant l'axe longitudinal et donc de modéliser plus finement le comportement du laser. Le modèle que nous avons décrit dans ce chapitre présente de nombreuses similitudes avec le modèle Matlab décrit dans [21] mais aussi certaines différences. En effet, le modèle TLM ne prend pas en compte les effets de température qui viennent fortement dégrader le gain pour les forts courants d'injections. Le calcul des pertes dans la cavité n'est également pas effectué de la même manière dans les deux modèles. Ces différences font qu'il est impossible de paramétrer un modèle avec les valeurs de l'autre pour retrouver le même comportement. La modélisation de la nouvelle génération de D-EML n'a pour l'instant pas aboutie à un résultat suffisamment proche des mesures expérimentales qui ont été effectuées sur les composants.

Conclusion générale

Actuellement en France le réseau d'accès, c'est-à-dire le dernier segment de réseau permettant d'acheminer les informations jusqu'aux utilisateurs, est principalement basé sur des solutions utilisant la paire cuivrée et le câble coaxial. La technologie xDSL associée à ces solutions commence à connaître ses limites en termes de nombre de clients raccordables et surtout de débit au vu de l'apparition de nombreux services multimédias nécessitant de grandes bandes passantes (télémédecine, vidéo UHD, vidéo à la demande, partage de fichiers, *etc.*). La multiplication des terminaux mobiles intelligents révolutionne également notre façon de consommer des données faisant peser une forte contrainte notamment sur le réseau d'accès. Pour ces raisons, le réseau d'accès électrique est progressivement en train de migrer vers des solutions utilisant la fibre optique, comme cela a été le cas pour le réseau cœur et les réseaux métropolitains auparavant. En France, Orange a fait le choix de se tourner vers la technologie PON pour desservir un maximum de clients tout en mutualisant une partie de l'infrastructure afin de réduire les coûts de déploiement et d'entretien. Actuellement c'est le G-PON qui est le plus déployé offrant typiquement un débit total montant de 1,25 Gb/s et descendant de 2,5 Gb/s. Les organismes tels que l'ITU-T et le FSAN travaillent à la pré-normalisation et à la normalisation des architectures, des sources optiques, des récepteurs, des méthodes de multiplexage, des formats de modulation, *etc.* qui constitueront les réseaux d'accès optiques de demain. En effet, les prévisions de trafic internet montrent que la demande en débit ne cessera d'augmenter dans prochaines années et il est nécessaire de chercher, dès à présent, des solutions pour la montée en débit dans le réseau d'accès. Pour l'instant, la prévision de montée en débit prévue dans le réseau d'accès est échelonnée de 10 Gb/s à 40 Gb/s sur plusieurs années sous des appellations différentes (XG-PON1, NG-PON2, post-NG-PON2, *etc.*). Une solution attractive consiste à augmenter les débits en conservant le TDM/TDMA afin de profiter de la maturité de cette technologie et de sa simplicité. Dans ce cas, la montée en débit est limitée par le phénomène de dispersion chromatique dans la fibre associé au chirp dans les sources optiques. Le premier phénomène décrit la diffraction temporelle des composantes d'une impulsion, possédant des longueurs d'onde différentes, résultant en un étalement temporel de la puissance optique au cours de la transmission. Le second phénomène caractérise la modulation parasite de fréquence optique qui intervient lors de la modulation de l'intensité optique dans la plupart des sources. La combinaison des deux phénomènes induit un élargissement temporel des impulsions optiques portant les informations résultant en des interférences entre symboles et donc des erreurs en réceptions. Pour combattre les effets de la dispersion chromatique, des recherches sont effectuées directement sur les sources optiques.

Dans ce travail de thèse nous avons choisi de nous intéresser aux performances d'une nouvelle source optique appelée D-EML. Ce composant résulte de l'intégration monolithique d'un laser DFB et d'un modulateur EA sur InP. Son encombrement réduit, sa faible consommation et sa facilité de fabrication (faible coût) en font une source idéale pour le réseau d'accès. En comparaison des EML standards déjà utilisés dans l'accès, le D-EML possède deux accès de modulation indépendant pour le laser et le modulateur. Le laser est conçu de manière à avoir un fort chirp adiabatique et joue ainsi le rôle de modulateur de fréquence optique. Le modulateur EA assure quant à lui la modulation de l'intensité op-

tique. Avec une telle source il est alors possible de séparer complètement modulation d'intensité et de fréquence optique. En couplant dans les bonnes proportions AM et FM il est possible de sculpter le spectre du signal modulé et de produire ainsi un signal OSSB moins sensible aux effets de la dispersion chromatique. Plusieurs modèles du D-EML ont été réalisés dans ce travail de thèse.

Un premier modèle idéal, composé d'un modulateur de fréquence et d'intensité optique idéal, a permis de valider le concept de modulation duale et de montrer le gain en distance qu'elle apportait par rapport à une modulation simple de l'EAM pour le format OOK-NRZ. Il a été montré une limite de 262 km, 42 km et 16,5 km respectivement pour les débits de 10 Gb/s, 25 Gb/s et 40 Gb/s en considérant un BER de 10^{-3} pour une liaison n'incluant que la dispersion chromatique et avec un taux d'extinction à l'émission de 6 dB. Nous avons pu mettre en évidence avec ce modèle n'incluant que le chirp adiabatique que les modulations DATA/DATA et $\overline{\text{DATA}}/\text{DATA}$ avaient les mêmes performances.

Un second modèle, basé cette fois-ci sur des caractérisations expérimentales, a été mis au point. Grâce à ce modèle phénoménologique, nous avons pu évaluer les performances de la modulation duale du D-EML dans des liaisons plus réalistes prenant en compte la dispersion chromatique, l'atténuation linéique et les effets non-linéaires dans la fibre ainsi que les différents bruits de la liaison (bruit thermique et bruit de grenaille dans le récepteur, bruit d'amplification optique, etc.). Il a été montré que l'introduction du chirp transitoire venait modifier le comportement de la modulation duale en pénalisant les cas possédant un fort taux d'extinction et en améliorant légèrement les cas ayant de plus faibles taux d'extinction. Nous avons montré en simulation que l'ajustement du délai entre les deux voies de modulation du D-EML était crucial pour l'amélioration des distances de transmission, notamment pour les débits élevés (25 Gb/s et 40 Gb/s). D'un point de vue expérimental, l'ajustement de ce délai sert dans un premier temps à équilibrer les longueurs électriques des voies de modulations mais également dans un deuxième temps à effectuer une sorte de préchirping. Avec le modèle phénoménologique nous avons confirmé que la réduction du taux d'extinction pour une modulation OOK-NRZ permettait de mieux satisfaire la condition SSB et donc d'atteindre de plus grandes distances de transmission. Cette étude a permis de mettre en évidence que la modulation duale du D-EML à 10 Gb/s était plus appropriée pour des liaisons de type métropolitaine ou des liaisons entre des centres de données puisqu'un gain de près de 100 km est démontré en comparaison d'une modulation simple d'un EML pour un BER de 10^{-3} à la condition d'utiliser un système d'amplification en ligne. En revanche le D-EML semble particulièrement intéressant pour les réseaux d'accès de type PON à 25 Gb/s. En effet, une configuration de modulation duale du D-EML desservant 64 utilisateurs jusqu'à un peu plus de 40 km a été simulée pour un BER de 10^{-3} .

Un troisième modèle, orienté composant, a été développé par notre partenaire Télécom ParisTech. Nous avons réalisé l'intégration de ce modèle dans le simulateur système VPItransmissionMakerTM afin d'en évaluer les performances en transmission. À cause de sa complexité, ce modèle n'est pas réellement adapté aux simulations systèmes. Cependant des résultats à 10 Gb/s ont pu être obtenus montrant des performances proches de celles déterminées avec le modèle phénoménologique.

Le modèle phénoménologique a été également exploité lors d'une étude portant sur la modulation OFDM. Malgré le fait que les organismes de pré-normalisation et de normalisation semblent se tourner vers des technologies TWDM-PON pour les futurs réseaux d'accès, l'OFDM reste une technique de multiplexage attractive par sa flexibilité et sa grande efficacité spectrale. Nous avons pu montrer en simulation que le D-EML offrait la possibilité de trois modulations. La modulation simple du modulateur con-

duit à l'émission d'un signal ODSB fortement pénalisé par la dispersion chromatique. La modulation conjointe du laser et du modulateur en satisfaisant la condition SSB pour une fréquence particulière conduit à un signal que l'on peut qualifier d'OVSF car l'une des bandes latérales n'est pas complètement supprimée. Une méthodologie a été développée pour satisfaire la condition SSB sur toute une bande de fréquence et nous avons ainsi pu obtenir en simulation pour la première fois un signal OSSB-OFDM large bande obtenu à partir de la modulation conjointe d'un laser DFB et d'un EAM. Le signal OSSB-OFDM a montré les meilleures performances comparativement à l'ODSB et l'OVSF. Des distances de 61 km et 24 km ont été atteintes respectivement pour des débits de 25 Gb/s et 40 Gb/s en configuration OSSB avec une amplification booster. Nous avons également remarqué au travers des simulations système que l'OFDM reste plus sensible que le NRZ au SNR de la liaison, ce qui est tout à fait logique au vu de sa nature analogique. Des planchers d'erreur apparaissent rapidement et limitent les performances en transmission en OFDM dès que le budget optique devient important. Une amplification optique est alors presque toujours nécessaire. À titre de comparaison, il a été montré avec le modèle phénoménologique en modulation NRZ une distance maximale de transmission d'environ 40 km pour un BER de 10^{-3} et un taux de partage de 1:64 sans amplification à 25 Gb/s alors que la modulation OFDM n'autorise qu'un taux de partage de 1:32 en considérant une amplification booster.

Un nouveau design de D-EML a été inventé par III-V Lab pour assurer sa compatibilité à haut débits (40 Gb/s et plus). Ce nouveau composant est basé sur l'introduction d'un modulateur électro-optique dans la cavité laser afin d'utiliser l'effet Stark confiné quantiquement pour assurer la modulation de fréquence optique à haute vitesse. Nous avons cherché à modéliser ce nouveau design de composant à l'aide des TLM de VPIcomponentMaker™ pour produire une aide à son développement. Les choix des modèles ont été faits et nous avons pu mettre en évidence les différences notables de modélisation avec le modèle Matlab également basé sur les TLM. Cependant, malgré divers optimisations de paramètres, et en raison d'un manque de temps supplémentaire en fin de thèse, nous ne sommes pas parvenus à reproduire fidèlement le comportement observé expérimentalement des nouvelles versions de D-EML. Une perspective intéressante serait d'approfondir cette étude pour déterminer les raisons de ces problèmes de modélisation.

Il serait également intéressant de simuler le modèle Matlab pour un débit de 40 Gb/s afin de comparer son comportement à celui du modèle phénoménologique et, le cas échéant, modifier ce dernier pour retrouver des résultats plus proches de ceux obtenus expérimentalement.

Une étude expérimentale approfondie de la modulation OFDM, transposée en fréquence électriquement, associée au D-EML constitue un bon axe pour de futures recherches (en cours à Telecom ParisTech).

Références

- [1] Y. Matsui, D. Mahgerefteh, X. Zheng, C. Liao, Z. Fan, K. McCallion et P. Tayebati, "Chirp-Managed Directly Modulated Laser (CML)", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 2, pp. 385 – 387, 2006.
- [2] D. Mahgerefteh, Y. Matsui, X. Zheng et K. McCallion, "Chirp Managed Laser and Applications", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1126 – 1139, 2010.
- [3] T. Kakitsuka, S. Matsuo, T. Segawa, Y. Shibata, Y. Kawaguchi et R. Takahashi, "20-km Transmission of 40-Gb/s Signal using Frequency Modulated DBR Laser", *Optical Fiber Communication Conference*, 2009, OThG4.
- [4] P. Ji, J. Yu, Z. Jia, T. Wang, X. Zheng, Y. Matsui, D. Mahgerefteh, K. McCallion, Z. Fan et P. Tayebati, "Chirp-Managed 42.8 Gb/s Transmission over 20 km Standard SMF without DCF using Directly Modulated Laser", *European Conference and Exposition on Optical Communications*, 2007, Session 10.4.6.
- [5] S. Matsuo, T. Kakitsuka, T. Segawa, N. Fujiwara, Y. Shibata, H. Oohashi, H. Yasaka et H. Suzuki, "Extended Transmission Reach using Optical Filtering of Frequency-Modulated Widely Tunable SSG-DBR Laser", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 4, pp. 294 – 296, 2008.
- [6] B. Wedding, "New Method for Optical Transmission Beyond Dispersion Limit", *IET Electronics Letters*, vol. 28, no. 14, pp. 1298 – 1300, 1992.
- [7] B. Wedding, B. Franz et B. Junginger, "10 Gb/s Optical Transmission up to 253 km via Standard Single-mode Fiber Using the Method of Dispersion-Supported Transmission", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 12, no. 10, pp. 1720 – 1727, 1994.
- [8] H. Kim, S. Kim, H. Lee, S. Hwang et Y. Oh, "A Novel Way to Improve the Dispersion-Limited Transmission Distance of Electroabsorption Modulated Lasers", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 8, pp. 947 – 949, 2006.
- [9] H. Kim, "EML-Based Optical Single Sideband Transmitter", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, no. 4, pp. 243 – 245, 2008.
- [10] J. Petit, D. Erasme, C. Kazmierski, C. Jany, J. Decobert, F. Alexandre, N. Dupuis et R. Gabet, "Enhanced 10-Gb/s NRZ Transmission Distance Using Dual Modulation of an Integrated Electro-Absorption Modulated Laser Transmitter", *Optical Fiber Communication Conference*, 2009, OThG2.
- [11] Cisco, "Cisco Visual Index Networking: Forecast and Methodology, 2012-2017", Mai 2013.
- [12] M. Hajduczenia et H. Da Silva, "Next Generation PON Systems – Current Status", *International Conference on Transparent Optical Networks*, 2009, Tu.B5.2
- [13] Broadband Passive Optical Networks (BPON), ITU-T Standard G.983.

- [14] Gigabit-Capable Passive Optical Networks (GPON), ITU-T Standard G.984.
- [15] 10-Gigabit-Capable Passive Optical Networks (XG-PON), ITU-T Standard G.987.
- [16] S. Reed et X. Chen, "Error-Control Coding for Data Networks", Kluwer Academic, 1999, ISBN 0-792-38528-4.
- [17] Yves Gassot, Valérie Chaillou et Roland Montagne, "L'accès au très haut débit", Étude réalisée par l'IDATE, 2012.
- [18] 40-Gigabit-Capable Passive Optical Networks (NG-PON2), ITU-T Standard G.989.
- [19] P. Chanclou, A. Cui, F. Geilhardt, H. Nakamura et D. Nessel, "Network Operator Requirements for the Next Generation of Optical Access Networks", *IEEE Network*, vol. 26, no. 2, pp. 8 – 14, 2012.
- [20] G.P. Agrawal et N.K. Dutta, "Long-Wavelength Semiconductor Lasers", 1986, ISBN 0-442-20995-9.
- [21] Khalil Kechaou, "Modélisation et caractérisation des sources optiques pour les réseaux d'accès et métropolitains", Thèse soutenue le 13 décembre 2012, Université de Paris VI.
- [22] C.H. Henry, "Theory of the Linewidth of Semiconductor Lasers", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 18, no. 2, pp. 259 – 264, 1982.
- [23] T.L. Koch et J.E. Bowers, "Nature of wavelength chirping in directly-modulated semiconductor lasers", *IET Electronics Letters*, vol. 20, no.25, pp. 1038 – 1040, 1984.
- [24] F. Koyama et K. Iga, "Frequency Chirping in External Modulator", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 6, no. 1, pp. 87 – 93, 1988.
- [25] G.P. Agrawal, "Fiber Optic Communication Systems", John Wiley and Sons, pp. 23 – 74, 1992, ISBN 0-471-21571-6.
- [26] G.P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics", Academic Press, 1995, ISBN 0-120-45143-3.
- [27] Characteristics of a 50/125 μm Multimode Graded Index Optical Fiber Cable, ITU-T Standard G.651.
- [28] Characteristics of a Single-mode Optical Fiber and Cable, ITU-T Standard G.652.
- [29] Characteristics of a Dispersion-shifted, Single-mode Optical Fiber and Cable, ITU-T Standard G.653.
- [30] Characteristics of a Cut-off Shifted Single-mode Optical Fiber and Cable, ITU-T Standard G.654.
- [31] Characteristics of a Non-zero Dispersion-shifted Single-mode Optical Fiber and Cable, ITU-T Standard G.655.
- [32] Luiz Anet Neto, "Étude des potentialités des techniques de modulation multiplexées pour les futurs réseaux d'accès optique WDM et TDM PON", Thèse soutenue le 14 décembre 2012, Université de Limoges.
- [33] J. Wang et K. Petermann, "Small Signal Analysis for Dispersive Optical Fiber Communication Systems", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 1, pp. 96 – 100, 1992.
- [34] F. Devaux, Y. Sorel et J.F. Kerdiles, "Simple Measurement of Fiber Dispersion and of Chirp Parameter of Intensity Modulated Light Emitter", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 12,

- pp. 1937 – 1940, 1993.
- [35] L. Bjerkan, A. Royset, L. Hafskjaer et D. Myhre, "Measurement of Laser Parameters for Simulation of High-speed Fiber Optic Systems", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 5, pp. 839 – 850, 1996.
- [36] Fabia Raharimanitra, "Contribution à l'étude des architectures basées sur le multiplexage en temps et en longueur d'onde dans le réseau d'accès permettant la migration vers la nouvelle génération de PON (NG-PON) à 10 Gb/s", Thèse soutenue le 13 janvier 2012, Université de Bretagne.
- [37] H. Bülow, "Electronic Equalization of Transmission Impairments", *Optical Fiber Communication Conference*, 2002, TuF.
- [38] B. Franz, F. Buchali, D. Rösener, H. Bülow, "Adaptation Techniques for Electronic Equalizers for the Mitigation of Time-Variant Distortions in 43 Gb/s Optical Transmission Systems", *Optical Fiber Communication Conference*, 2007, OMG1.
- [39] H. Bülow, "Electronic Dispersion Compensation", *Optical Fiber Communication Conference*, 2007, OMG5.
- [40] A. Corchia, C. Antonini, A. D'Ottavi, A. Mecozzi, F. Martelli, P. Spano, G. Guekos et R. Dall'Ara, "Dispersion Compensation Using Mid-Span Spectral Inversion Without Frequency Shift", *European Conference and Exposition on Optical Communications*, pp. 511 – 512, 1998.
- [41] J. Ning, Y. Qiao et Y. Ji, "Baseband OFDM Optical Single-Sideband Transmission with Parallel Optical SSB Modulation for Direct Detection", *Proceedings IC-NIDC*, 2009.
- [42] J. Binder and U. Kohn, "10 Gb/s-Dispersion Optimized Transmission at 1.55 μm Wavelength on Standard Single Mode Fiber", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 6, no. 4, pp. 558 – 560, 1994.
- [43] F.G. Stremler, "Introduction to Communication Systems", Addison-Wesley, pp. 264 – 267, 1977, ISBN 0-201-07244-0.
- [44] M. Bernard et G. Duraffourg, "Laser conditions in semiconductors", *Physica Status Solidi*, vol. 1, pp. 699 – 703, 1961
- [45] D. Penninckx, H. Bissessur, P. Brindel, E. Gohin et F. Bakhti, "Optical Differential Phase Shift Keying (DPSK) Direct Detection Considered as a Duobinary Signal", *European Conference and Exposition on Optical Communications*, vo. 3, pp. 456 – 457, 2001.
- [46] D. Penninckx, M. Chbat, L. Pierre et J.-P. Thiery, "The Phase-Shaped Binary Transmission (PSBT): A New Technique to Transmit Far Beyond the Chromatic Dispersion Limit", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no. 2, pp. 259 – 261, 1997.
- [47] Ivan Kaminow et Tingye Li, "Optical Fiber Telecommunications IV-A", Academic Press, pp. 794-795, 2002, ISBN 0-12-395172-0.
- [48] J.W. Cooley et J.W. Tukey, "An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series", *JSTOR Mathematics of computation*, vol. 19, no. 90, pp. 297 – 301, 1965.
- [49] N. Cvijetic, "OFDM for Next-Generation Optical Access Networks", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 4, pp. 384 – 398, 2012.

- [50] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 189 – 204, 2009.
- [51] L. Anet Neto, P. Chanclou, B. Charbonnier, N. Genay, F. Saliou, R. Xia, M. Ouzzif, C. Aupetit-Berthelemot, J. Le Masson, E. Grard, V. Rodrigues, "Up to 40 Gb/s Optically Amplified AMOOFDM for Next Generation PON Networks", *Optical Fiber Communication Conference*, 2011, OTuK7.
- [52] L. Anet Neto, P. Chanclou, B. Charbonnier, A. Gharba, N. Genay, R. Xia, M. Ouzzif, C. Aupetit-Berthelemot, J. Le Masson, D. Erasme, E. Grard, V. Rodrigues, "On the Interest of Chirped Lasers for AMOOFDM Transmissions in Long Distance PON Networks", *Optical Fiber Communication Conference*, 2011, OWK4.
- [53] L. Anet Neto, P. Chanclou, N. Brochier, N. Genay, J.-L. Barbey, B. Charbonnier, S. Gosselin, A. Gharba, F. Saliou, M. Ouzzif, C. Aupetit-Berthelemot, J. Le Masson, E. Grard, V. Rodrigues, "10 Gb/s over 513km Uncompensated SSMF Link Using Direct Modulation and Direct Detection", *European Conference and Exposition on Optical Communications*, 2011, We.8.B.3.
- [54] L. Anet Neto, A. Gharba, P. Chanclou, N. Genay, B. Charbonnier, M. Ouzzif, C. Aupetit-Berthelemot, J. Le Masson, "High Bit Rate Burst Mode Optical OFDM for Next Generation Passive Optical Networks", *European Conference and Exposition on Optical Communications*, 2010, Tu.3.B.5.
- [55] M.E. Chaibi, T. Anfray, K. Kechaou, C. Gosset, L. Anet Neto, G. Aubin, C. Kazmierski, P. Chanclou, C. Aupetit-Berthelemot et D. Erasme, "Dispersion Compensation-free IM/DD SSB-OFDM Transmission at 11.11 Gb/s over 200 km SSMF using Dual EML", *IEEE Photonics Technology Letters*, Accepted et en attente de parution, 2013.
- [56] L. Anet Neto, D. Erasme, N. Genay, P. Chanclou, Q. Deniel, F. Traore, T. Anfray, R. Hmadou et C. Aupetit-Berthelemot, "Simple Estimation of Fiber Dispersion and Laser Chirp Parameters Using the Downhill Simplex Fitting Algorithm", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 2, pp. 334 – 342, 2013.
- [57] P.B. Johns et R.L. Beurle, "Numerical Solution of 2-Dimensional Scattering Problems Using a Transmission-line Matrix", *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 118, no. 9, pp. 1203 – 1208, 1971.
- [58] W.F. Hoefer, "The Transmission-Line Matrix Method – Theory and Applications", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, no. 10, pp. 882 – 893, 1985.
- [59] A.J. Lowery, "A New Dynamic Semiconductor Laser Model Based on the Transmission Line Modeling Method", *IEEE Journal of Optoelectronic*, vol. 134, no. 5, pp. 281 – 289, 1987.
- [60] R. Schatz, "Longitudinal Spatial Instability in Symmetric Semiconductor Lasers due to Spatial Hole Burning", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 1443 – 1449, 1992.
- [61] W. Rideout, W.F. Sharfin, E.S. Koteles, M.O. Vassell, B. Elman, "Well-barrier Hole Burning in Quantum Well Lasers", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 3, no. 9, pp. 784 – 786, 1991.
- [62] K. Petermann, "Laser Diode Modulation and Noise", Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1988.
- [63] H. Kim, H. Lee, J. Lee, J. Han, T.W. Oh et J. Jeong, "Chirp Characteristics of 10 Gb/s Electroabsorption Modulator Integrated DFB Laser", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 36, no. 8,

pp. 900 – 908, 2000.

- [64] M. Osinski et J. Buus, “Linewidth Broadening Factor in Semiconductor Lasers – an Overview”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 9 – 28, 1987.
- [65] K. Kechaou, T. Anfray, K. Merghem, C. Aupetit-Berthelemot, G. Aubin, C. Kazmierski, C. Jany, P. Chanclou et D. Erasme, “First Demonstration of Dispersion Limit Improvement at 20 Gb/s with a Dual Electroabsorption Modulated Laser”, *Optical Fiber Communication Conference*, 2012, OTh3F.1.
- [66] T. Anfray, C. Aupetit-Berthelemot, D. Erasme, K. Kechaou, G. Aubin, C. Kazmierski et P. Chanclou, “Simulation of SSB-LC with D-EML for extended PON beyond the chromatic Dispersion Limit”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 19, pp. 3089 – 3095, 2012.
- [67] K. Kechaou, T. Anfray, K. Merghem, C. Aupetit-Berthelemot, G. Aubin, C. Kazmierski, C. Jany, P. Chanclou et D. Erasme, “Improved NRZ Transmission Distance at 20 Gb/s Using Dual Electro-absorption Modulated Laser”, *IET Electronics Letters*, vol. 48, no. 6, pp. 335 – 336, 2012.
- [68] K. Kechaou, T. Anfray, K. Merghem, C. Aupetit-Berthelemot, G. Aubin, C. Kazmierski, C. Jany, P. Chanclou et D. Erasme, “NRZ Transmission Range Record at 40-Gb/s in Standard Fiber Using a Dual Electro-absorption Modulated Laser”, *European Conference and Exposition on Optical Communications*, 2012, Mo.1.E.2.

Principales publications

Conférences nationales

T. Anfray, C. Aupetit-Berthelemot, D. Erasme, K. Kechaou, G. Aubin, C. Kazmierski, A. Garreau et P. Chanclou, "Simulations de performances à 10 Gb/s d'un laser contrôlé en chirp associé à modulateur électroabsorbant pour l'augmentation des distances de transmission sans compensation de dispersion chromatique", *colloque francophone PLUMEE*, 2011.

K. Kechaou, **T. Anfray**, K. Merghem, C. Aupetit-Berthelemot, G. Aubin, C. Kazmierski, C. Jany, P. Chanclou et D. Erasme, "Extension de portée de transmission à 20 Gb/s et 40 Gb/s par modulation duale d'un laser modulateur intégré (D-EML)", *Journées Nationales d'Optique Guidée*, 2012.

T. Anfray, C. Aupetit-Berthelemot, D. Erasme, K. Kechaou, G. Aubin, et P. Chanclou, "Étude de l'influence du profil de chirp du modulateur électroabsorbant sur les performances d'une liaison à 10 Gb/s utilisant un D-EML en modulation duale", *Journées Nationales d'Optique Guidée*, 2012.

T. Anfray, K. Kechaou, D. Erasme, G. Aubin, P. Chanclou et C. Aupetit-Berthelemot, "Études de modulations OSSB-OFDM à 22,5 Gb/s avec un D-EML", *Journées Nationales Microondes*, 2013.

T. Anfray, M.-E. Chaibi, D. Erasme, G. Aubin, P. Chanclou et C. Aupetit-Berthelemot, "Modulation OSSB-OFDM avec un D-EML pour l'extension de portée dans le réseau d'accès optique jusqu'à 31,7 Gb/s", *Journées Nationales d'Optique Guidée*, 2013.

Conférences internationales

K. Kechaou, **T. Anfray**, K. Merghem, C. Aupetit-Berthelemot, G. Aubin, C. Kazmierski, C. Jany, P. Chanclou et D. Erasme, "First Demonstration of Dispersion Limit Improvement at 20 Gb/s with a Dual Electroabsorption Modulated Laser", *Optical Fiber Communication Conference*, 2012, OTh3F.1.

K. Kechaou, **T. Anfray**, K. Merghem, C. Aupetit-Berthelemot, G. Aubin, C. Kazmierski, C. Jany, P. Chanclou et D. Erasme, "NRZ Transmission Range Record at 40-Gb/s in Standard Fiber Using a Dual Electro-absorption Modulated Laser", *European Conference and Exposition on Optical Communications*, 2012, Mo.1.E.2.

T. Anfray, C. Aupetit-Berthelemot, K. Kechaou, D. Erasme, G. Aubin, C. Kazmierski et P. Chanclou, "Electroabsorption modulator chirp profile influence on D-EML modulation scheme at 10 Gb/s", *International Conference on Indium Phosphide and Related Materials*, pp. 61 – 64, 2012.

Journaux internationaux

K. Kechaou, **T. Anfray**, K. Merghem, C. Aupetit-Berthelemot, G. Aubin, C. Kazmierski, C. Jany, P. Chanclou et D. Erasme, "Improved NRZ Transmission Distance at 20 Gb/s Using Dual Electro-absorption Modulated Laser", *IET Electronics Letters*, vol. 48, no. 6, pp. 335 – 336, 2012.

T. Anfray, C. Aupetit-Berthelemot, D. Erasme, K. Kechaou, G. Aubin, C. Kazmierski et P. Chanclou, "Simulation of SSB-LC with D-EML for Extended PON Beyond the Chromatic Dispersion Limit", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 19, pp. 3089 – 3095, 2012.

L. Anet Neto, D. Erasme, N. Genay, P. Chanclou, Q. Deniel, F. Traore, **T. Anfray**, R. Hmadou, et C. Aupetit-Berthelemot, "Simple Estimation of Fiber Dispersion and Laser Chirp Parameters Using the Downhill Simplex Fitting Algorithm", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 2, pp. 334 – 342, 2013.

Table des figures

Figure 1.1. Projections de Cisco concernant le trafic internet global en exabytes/mois [11]	15
Figure 1.2. Hiérarchie des réseaux de communication optique	16
Figure 1.3. Les architectures des PON	17
Figure 1.4. Terminologie du réseau d'accès optique passif	18
Figure 1.5. Les principales étapes de normalisation des PON [12]	19
Figure 1.6. Allocations en longueur d'onde pour le G-PON et XG-PON1.....	21
Figure 1.7. Allocation en longueur d'onde pour le 1G-EPON et le 10G-EPON.....	22
Figure 1.8. Évolution vers les technologies NG-PON [19]	24
Figure 1.9. Exemple d'architecture pour le NG-PON2	25
Figure 1.10. Allocations en longueurs d'onde possibles pour le NG-PON2	26
Figure 1.11. Représentation schématique du couplage phase-amplitude	29
Figure 1.12. Schématisation des différentes contributions du chirp	30
Figure 1.13. Effets de la dispersion chromatique sur une impulsion.....	33
Figure 1.14. Atténuation linéique et dispersion chromatique dans la fibre optique.....	34
Figure 1.15. Impulsion gaussienne d'ordre 1 soumise à un chirp transitoire positif.....	35
Figure 1.16. Impulsion gaussienne d'ordre 1 soumise à un chirp transitoire négatif.....	36
Figure 1.17. Impulsion rectangulaire filtrée soumise à un chirp transitoire positif.....	36
Figure 1.18. Impulsion rectangulaire filtrée soumise à un chirp transitoire négatif	37
Figure 1.19. Impulsion gaussienne d'ordre 1 soumise à un chirp adiabatique positif	37
Figure 1.20. Impulsion gaussienne d'ordre 1 soumise à un chirp adiabatique négatif	38
Figure 1.21. Impulsion rectangulaire filtrée soumise à un chirp adiabatique positif	38
Figure 1.22. Impulsion rectangulaire filtrée soumise à un chirp adiabatique négatif	39
Figure 1.23. Réponse impulsionnelle d'un canal IM-DD dispersif	40
Figure 1.24. Principe de fonctionnement des CML.....	43
Figure 1.25. Principe de fonctionnement des DST.....	44
Figure 2.1. Représentation schématique des spectres optiques ODSB-LC et OSSB-LC	47
Figure 2.2. Structure de bande d'un laser et processus d'émission stimulée	49
Figure 2.3. Illustration du principe d'émission stimulée dans les lasers à puits quantiques	50
Figure 2.4. Illustration de l'absorption stimulée dans les modulateurs à puits quantiques.....	51
Figure 2.5. Vue schématique en coupe du D-EML.....	52
Figure 2.6. Schéma et photographies du D-EML	52
Figure 2.7. Représentation schématique de la génération d'un spectre SSB-LC.....	54
Figure 2.8. Principe de fonctionnement du D-EML.....	57
Figure 2.9. Schéma du modèle idéal de D-EML	58
Figure 2.10. Schéma du modèle phénoménologique du D-EML	60
Figure 2.11. Courbes de puissance en fonction du courant pour différents ordres de saturation	61
Figure 2.12. Modélisation des bandes passantes du laser et du modulateur	63

Figure 2.13. Exemple de caractéristiques statiques du modulateur EA.....	65
Figure 2.14. Spectre optique simulé en sortie du laser polarisé à 50 mA.....	66
Figure 2.15. Caractéristiques statiques du laser du modèle Matlab du D-EML.....	67
Figure 2.16. Caractéristiques statiques du modulateur du modèle Matlab du D-EML.....	67
Figure 3.1. Description des paramètres d'ouverture du diagramme de l'œil.....	72
Figure 3.2. Schéma de simulation en modulation harmonique.....	74
Figure 3.3. Spectres optiques en sortie du D-EML pour un signal modulant sinusoïdal à 10 GHz.....	75
Figure 3.4. SBPR en fonction de la déviation en fréquence.....	76
Figure 3.5. Synoptique de la liaison idéale en modulation NRZ.....	76
Figure 3.6. Spectres optiques en sortie du D-EML pour un signal modulant NRZ à 10 Gb/s.....	77
Figure 3.7. Diagrammes de l'œil électrique en réception.....	77
Figure 3.8. Pénalité due à la dispersion chromatique en fonction de la distance.....	78
Figure 3.9. Cas (b) pour une modulation à 10 Gb/s avec différentes déviations fréquentielles.....	79
Figure 3.10. Performances avec le modèle idéal dans une liaison idéale.....	80
Figure 3.11. Performances avec le modèle idéal dans une liaison réaliste.....	81
Figure 3.12. Étude en fonction des effets non-linéaire et du bruit à 10 Gb/s.....	82
Figure 3.13. Synoptique de la liaison idéale en modulation NRZ.....	85
Figure 3.14. Performances avec le modèle phénoménologique dans une liaison idéale (D/D).....	85
Figure 3.15. Puissance optique et chirp en sortie du modèle du D-EML pour le cas (c).....	86
Figure 3.16. Délai sur le modulateur en fonction de la distance pour minimiser le BER (D/D).....	87
Figure 3.17. Délai sur le modulateur en fonction de la distance pour minimiser le BER (N/D).....	87
Figure 3.18. Performances avec le modèle phénoménologique dans une liaison idéale (D/D).....	88
Figure 3.19. Performances avec le modèle phénoménologique dans une liaison idéale (N/D).....	89
Figure 3.20. Performances avec le modèle phénoménologique dans une liaison réaliste (D/D).....	90
Figure 3.21. Étude à 40 Gb/s en modulation D/D en fonction des paramètres du D-EML.....	91
Figure 3.22. Synoptique de la liaison complète en modulation NRZ.....	91
Figure 3.23. Distance en fonction du nombre d'utilisateurs à 10 Gb/s (D/D) pour un BER de 10^{-3}	93
Figure 3.24. Distance en fonction du nombre d'utilisateurs à 25 Gb/s (D/D) pour un BER de 10^{-3}	94
Figure 3.25. Première méthode d'intégration.....	96
Figure 3.26. Processus de cosimulation.....	96
Figure 3.27. Deuxième méthode d'intégration.....	97
Figure 3.28. Organisation de la simulation Matlab.....	98
Figure 3.29. Troisième méthode d'intégration.....	98
Figure 3.30. Processus de cosimulation.....	98
Figure 3.31. Synoptique de la cosimulation avec une liaison idéale.....	99
Figure 3.32. Comparaison des spectres en sortie du D-EML à 10 Gb/s.....	100
Figure 3.33. Diagrammes de l'œil électrique en réception à 10 Gb/s.....	101
Figure 3.34. BER en fonction de la distance à 10 Gb/s pour une liaison idéale.....	101
Figure 3.35. Comparaison de la puissance et du chirp en sortie du D-EML à 10 Gb/s.....	102
Figure 3.36. Synoptique de la cosimulation avec une liaison réaliste.....	103
Figure 3.37. Distance en fonction du nombre d'utilisateurs à 10 Gb/s (D/D) pour un BER de 10^{-3}	104

Figure 4.1. Représentation schématique de la FDM et de l'OFDM	108
Figure 4.2. Schéma de principe d'un émetteur/récepteur OFDM	109
Figure 4.3. Synoptique détaillé d'un émetteur OFDM.....	110
Figure 4.4. Synoptique détaillé d'un émetteur DMT	111
Figure 4.5. Principe de discrétisation d'un canal en OFDM (magnitude)	112
Figure 4.6. Illustration du principe d'égalisation par porteuses pilotes	113
Figure 4.7. Représentation schématique des spectres optiques en sortie du D-EML	115
Figure 4.8. Schéma de principe pour l'étude harmonique	115
Figure 4.9. Résultats de l'étude harmonique en modulation en phase.....	116
Figure 4.10. Résultats de l'étude harmonique en modulation en opposition de phase.....	116
Figure 4.11. Synoptique de la liaison simulée avec le D-EML modulé par un signal OFDM	117
Figure 4.12. Trois méthodes de modulation avec le driver dual	118
Figure 4.13. Forme temporelle et distribution du signal OFDM	119
Figure 4.14. Spectres optiques en sortie du D-EML.....	120
Figure 4.15. BER en fonction de la distance pour une liaison point-à-multipoint sans amplification	121
Figure 4.16. BER en fonction de la distance pour une liaison point-à-multipoint avec booster	121
Figure 4.17. BER en fonction de la distance en OSSB (OB = 25 dB, avec différentes amplifications)	122
Figure 4.18. BER en fonction de la distance en OVSB (OB = 21 dB, avec booster)	122
Figure 4.19. Spectre optique en sortie du D-EML en modulation OVSB.....	123
Figure 4.20. BER en fonction de la distance pour une liaison point-à-point.....	124
Figure 4.21. BER en fonction de la distance en OVSB (liaison point-à-point avec booster)	124
Figure 4.22. BER en fonction de la distance (OB = 21 dB, avec booster)	124
Figure 4.23. Spectre optique en sortie du D-EML en modulation OVSB.....	125
Figure 4.24. BER en fonction de la distance pour un budget optique de 25 dB	126
Figure 4.25. BER en fonction de la distance pour une liaison point-à-point.....	126
Figure 4.26. Synoptique de la liaison simulée avec un EML et un filtre optique (EML+OBPF)	127
Figure 4.27. Synoptique de la liaison simulée avec le DPMZM.....	128
Figure 4.28. Spectre optique en sortie des différents émetteurs.....	128
Figure 4.29. BER en fonction de la distance (OB = 21 dB, amplification booster)	129
Figure 4.30. Synoptique de la liaison utilisant le D-EML en modulation DMT.....	130
Figure 4.31. Schémas d'amplification	130
Figure 4.32. Spectres optiques en sortie du D-EML pour différentes résolutions optiques.....	130
Figure 4.33. BER en fonction de la distance.....	131
Figure 4.34. Spectres électriques en sortie de la photodiode	131
Figure 5.1. Photos et schémas des deuxième et troisième générations de D-EML.....	136
Figure 5.2. Principe de discrétisation spatiale pour les TLM	138
Figure 5.3. Principe de calcul pour les TLM	138
Figure 5.4. Schéma de modélisation du D-EML	139
Figure 5.5. Courbes de gain en fonction de la fréquence optique et de la densité de porteurs	143
Figure 5.6. Comparaison des modèles de pertes internes	151
Figure 5.7. Comparaison des modèles de coefficients de gain.....	152
Figure 5.8. Courbes de gain en fonction de la fréquence optique.....	153

Figure 5.9. Courbes d'absorption des sections EAM en fonction de la longueur d'onde	154
Figure 5.10. Spectres optique simulé et mesuré en sortie du D-EML.....	155
Figure 5.11. Puissance en fonction du courant en sortie du laser	156
Figure 5.12. Puissance et chirp en sortie du laser modulé par une séquence binaire	156
Figure A.1. Montage expérimentale pour la mesure du BER en modulation OOK-NRZ	181
Figure A.2. Résultats expérimentaux en transmission à 20 Gb/s.....	182
Figure A.3. Résultats expérimentaux en transmission à 25 Gb/s.....	183
Figure A.4. Analyse d'une transmission à 7 km pour un débit de 40 Gb/s	183
Figure A.5. Résultats expérimentaux en transmission à 40 Gb/s.....	184
Figure A.6. Résultats expérimentaux en transmission à 40 Gb/s.....	184
Figure A.7. Montage expérimental pour l'analyse de transmissions en modulation DMT.....	185
Figure A.8. Spectres optiques en sortie du D-EML (résolution 10 pm)	186
Figure A.9. Réponse du canal et EVM par sous-porteuses à 100 km (a), 150 km (b) et 200 km (c)	186

Table des tableaux

Tableau 1.1. Principales caractéristiques du BPON, du G-PON et du XG-PON1	20
Tableau 1.2. Principales caractéristiques du 1G-EPON et du 10G-EPON.....	21
Tableau 1.3. Fonctions de transfert phase-amplitude pour le canal IM-DD.....	40
Tableau 2.1. Paramètres du modèle idéal de D-EML.....	59
Tableau 2.2. Paramètres du modèle phénoménologique du laser.....	63
Tableau 2.3. Paramètres du modèle phénoménologique du modulateur	65
Tableau 2.4. Paramètres du modèle Matlab	66
Tableau 3.1. Caractéristiques des cas étudiés en modulation NRZ	72
Tableau 3.2. Caractéristiques des cas étudiés en modulation sinusoïdale.....	74
Tableau 3.3. Résumé des performances en fonction du paramètre EO	79
Tableau 3.4. Résumé des performances en fonction du BER	82
Tableau 3.5. Récapitulatif des cas étudiés avec le modèle phénoménologique à 10 Gb/s.....	83
Tableau 3.6. Récapitulatif des cas étudiés avec le modèle phénoménologique à 25 Gb/s.....	84
Tableau 3.7. Récapitulatif des cas étudiés avec le modèle phénoménologique à 40 Gb/s.....	84
Tableau 3.8. Résumé des performances pour les deux modèles	86
Tableau 3.9. Résumé des performances pour les deux configurations D/D et N/D	89
Tableau 3.10. Résumé des performances pour les deux modèles avec une liaison réaliste.....	95
Tableau 3.11. Récapitulatif des cas étudiés avec le modèle Matlab à 10 Gb/s.....	99
Tableau 4.1. Résumé des performances en OFDM avec une amplification booster	132
Tableau 4.2. Résumé des performances en OFDM avec une amplification booster	133
Tableau 5.1. Paramètres pour le modèle de gain	153
Tableau 5.2. Paramètres pour le modèle d'absorption stimulée	154

Table des acronymes

A

ADC	Analog to Digital Converter
AM	Amplitude Modulation
AOFDMA	Adaptive Orthogonal Frequency Division Multiplexing
APON	ATM Passive Optical Network
ASE	Amplified Spontaneous Emission
ASK	Amplitude Shift Keying
ATM	Asynchronous Transfer Mode
AWG	Arbitrary Waveform Generator

B

BER	Bit Error Rate
BPON	Broadband Passive Optical Network

C

CML	Chirp Managed Laser
CP	Cyclic Prefix
CTF	Continuous Time Filter

D

DAC	Digital to Analog Converter
DBR	Distributed Bragg Reflector
DCF	Dispersion Compensation Fiber
D-EML	Dual Electroabsorption Modulated Laser
DFB	Distributed Feed Back
DFE	Decision Feedback Equalizer
DGD	Differential Group Delay
DMT	Discrete Multi-Tone
DPMZM	Dual Parallel Mach-Zehnder Modulator
DSB	Double Side Band
DSF	Dispersion Shifted Fiber
DSO	Digital Storage Oscilloscope
DSP	Digital Signal Processor
DST	Dispersion Supported Transmission

E

EAM	Electro-Absorption Modulator
-----	------------------------------

EML	Electroabsorption Modulated Laser
EOM	Electro-Optic Modulator
EPON	Ethernet Passive Optical Network
EVM	Error Vector Magnitude
F	
FBG	Fiber Bragg Grating
FCA	Free Carrier Absorption
FCD	Free Carrier Dispersion
FFE	Feed Forward Equalizer
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frequency Modulation
FME	Frequency Modulation Efficiency
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSAN	Full Service Access Network
FTTA	Fiber To The Antenna
FTTB	Fiber To The Building
FTTDp	Fiber To The Distribution point
FTTH	Fiber To The Home
FWHM	Full Width at Half Maximum
FWM	Four-Wave Mixing
G	
G-PON	Gigabit-Passive Optical Network
GVD	Group Velocity Dispersion
I	
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter-Symbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
L	
LSB	Lower Side Band
M	
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimator
MQW	Multiple Quantum Well
MSSI	Middle Span Spectral Inversion
MZM	Mach-Zehnder Modulator
N	
NBFM	Narrow Band Frequency Modulation
NDSF	Non-Dispersion Shifted Fiber

NRZ	Non Return to Zero
NZDSF	Non-Zero Dispersion Shifted Fiber
O	
OB	Optical Budget
OBPF	Optical Band-Pass Filter
ODSB	Optical Double Side Band
OEO	Optic-Electric-Optic
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OLT	Optical Line Termination
ONT	Optical Network Termination
ONU	Optical Network Unit
OOK	On-Off Keying
OSSB	Optical Single Side Band
OVSF	Optical Vestigial Side Band
P	
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PMD	Polarization Mode Dispersion
PON	Passive Optical Network
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
PS	Phase Shifter
PSK	Phase Shift Keying
Q	
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QCSE	Quantum Confined Stark Effect
R	
RIN	Relative Intensity Noise
S	
SBPR	Side Band Power Ratio
SBS	Stimulated Raman Scattering
SCH	Separate Confined Heterostructure
SER	Symbol Error Rate
SHB	Spatial Hole Burning
SNR	Signal to Noise Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SPM	Self-Phase Modulation
SSB	Single Side Band

T

TCL	Toll Command Language
TDM	Time Division Multiplexing
TDMA	Time Division Multiple Access
TLLM	Transmission Line Laser Model
TLM	Transmission Line Matrix/Model

U

USB	Upper Side Band
-----	-----------------

V

VSB	Vestigial Side Band
-----	---------------------

W

WBF	Wavelength Blocking Filter
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WDMA	Wavelength Division Multiple Access

X

XG-PON	10 Gb/s Passive Optical Network
XPM	Cross-Phase Modulation

Annexe A

Résultats expérimentaux avec le D-EML

Cette annexe rappelle les principaux résultats expérimentaux obtenus avec les D-EML au cours du projet ANR-PODULE. La plupart des expériences ont été effectuées sur la plateforme DESCARTES du Laboratoire de photonique et de nanostructures (LPN).

1 Modulation duale binaire (OOK-NRZ)

Le montage expérimental pour la modulation OOK-NRZ à des débits de 20 Gb/s, 25 Gb/s et 40 Gb/s est décrit sur la Figure A.1. Un générateur PRBS fournit le signal modulant le laser DFB et l'EAM, avec les données inversées et non inversées respectivement, à 20 Gb/s, 25 Gb/s et 40 Gb/s. Deux déphaseurs (PS) sont utilisés pour ajuster le retard temporel entre les signaux d'attaque du laser et du modulateur dans le but de minimiser l'effet du chirp transitoire du D-EML. Deux atténuateurs RF permettent de faire

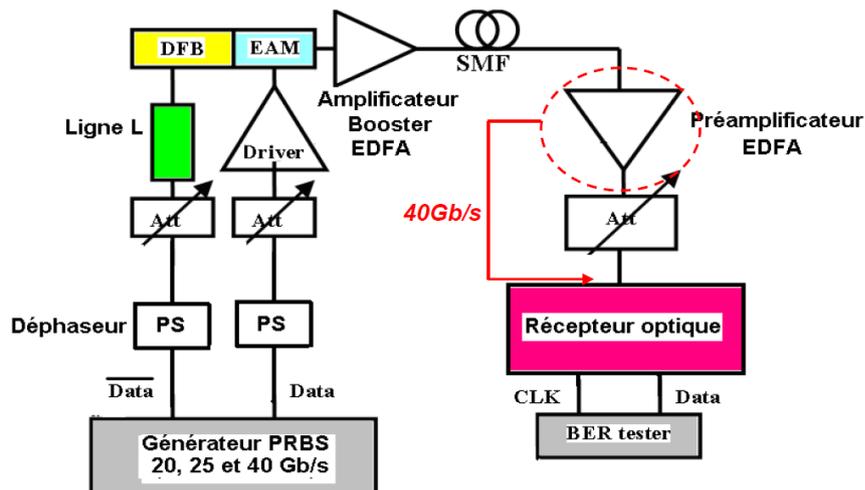


Figure A.1. Montage expérimentale pour la mesure du BER en modulation OOK-NRZ

varier l'amplitude des signaux modulateurs. Une ligne électrique de longueur L compense la différence de temps de propagation entre les données inversées et non inversées. Un amplificateur optique booster (EDFA) est placé à l'entrée de la ligne de transmission afin de conserver une valeur constante de la puissance optique moyenne dans la fibre optique. Il peut être éventuellement ôté pour les expériences à 40 Gb/s. Un préamplificateur optique est placé devant ou derrière un atténuateur optique variable dont le rôle est de faire varier la puissance optique ou bien le SNR reçu par la photodiode. Ainsi, le préamplificateur optique sera placé juste avant la photodiode pour les expériences de mesures à 40Gb/s pour obtenir des résultats de performances en fonction du SNR.

1.1 Résultats expérimentaux à 20 Gb/s

La température du D-EML est contrôlée à 20°C et la puissance en entrée de la fibre est de l'ordre de 4 dBm. Le courant de polarisation du laser est de 80 mA et le courant de modulation pic-à-pic vaut 10 mA pour tendre vers une excursion en fréquence correspondante à la condition SSB. La tension de polarisation de l'EAM est de -3,2 V et permet de bénéficier du chirp négatif du modulateur. La tension de modulation est de $2 V_{pp}$. Le décalage temporel entre la modulation d'intensité du modulateur et la modulation de fréquence du laser est estimé à 12 ps. La Figure A.2 montre les résultats obtenus.

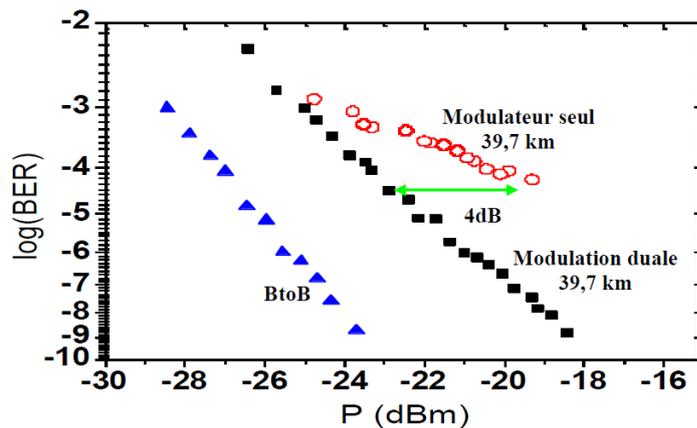


Figure A.2. Résultats expérimentaux en transmission à 20 Gb/s

1.2 Résultats expérimentaux à 25 Gb/s

Par rapport au cas à 20 Gb/s, le courant de polarisation du laser est abaissé à 75 mA afin d'augmenter le chirp adiabatique, tout en gardant le même courant de modulation tendant vers la condition SSB. La tension de polarisation du modulateur est élevée à -3,03 V pour accentuer l'excursion en modulation et réduire l'absorption. La tension de modulation pic-à-pic reste à $2 V_{pp}$. La Figure A.3 montre les résultats obtenus.

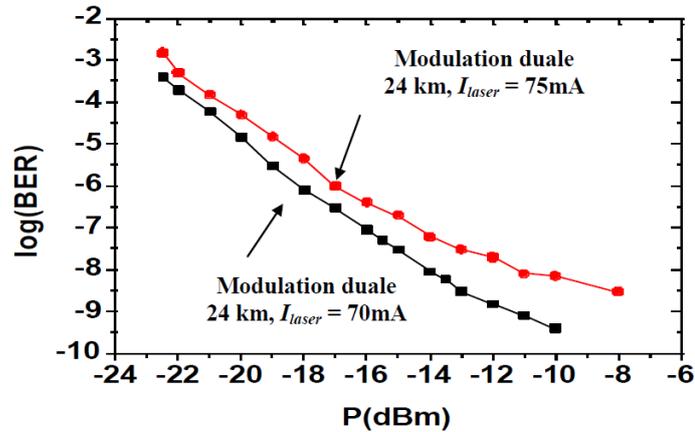


Figure A.3. Résultats expérimentaux en transmission à 25 Gb/s

1.3 Résultats expérimentaux à 40 Gb/s

1.3.1 Analyse d'une transmission à 7 km

La température est contrôlée à 25°C et la puissance moyenne à la sortie du D-EML est de l'ordre de -12 dBm. La Figure A.4 présente les résultats expérimentaux obtenus à 7 km pour deux tensions de polarisation différentes et une même tension de modulation ($2 V_{pp}$) appliquées sur l'EAM. Le courant de polarisation du laser est abaissé à 40 mA afin d'augmenter encore le chirp adiabatique par rapport aux cas à 20 Gb/s et 25 Gb/s et en conservant le même courant de modulation pic-à-pic (10 mA) pour respecter la condition SSB.

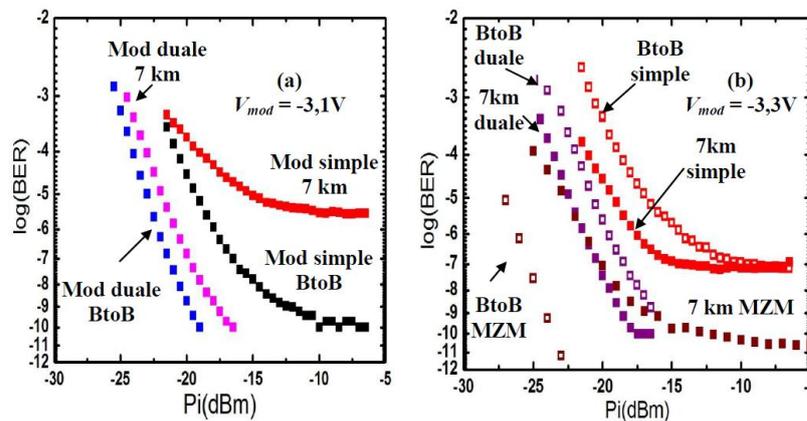


Figure A.4. Analyse d'une transmission à 7 km pour un débit de 40 Gb/s

1.3.2 Analyse d'une transmission à distances variables

La Figure A.5 présente les courbes de BER en fonction de la puissance reçue pour des distances différentes en modulation simple (a) et duale (b) à 40 Gb/s pour un même point de fonctionnement du D-EML choisi pour une distance de 7 km. On rappelle que le courant de polarisation du laser vaut 40 mA et

la modulation pic-à-pic est de 10 mA. La tension de polarisation du modulateur est de -3,3 V et sa tension de modulation vaut $2 V_{pp}$.

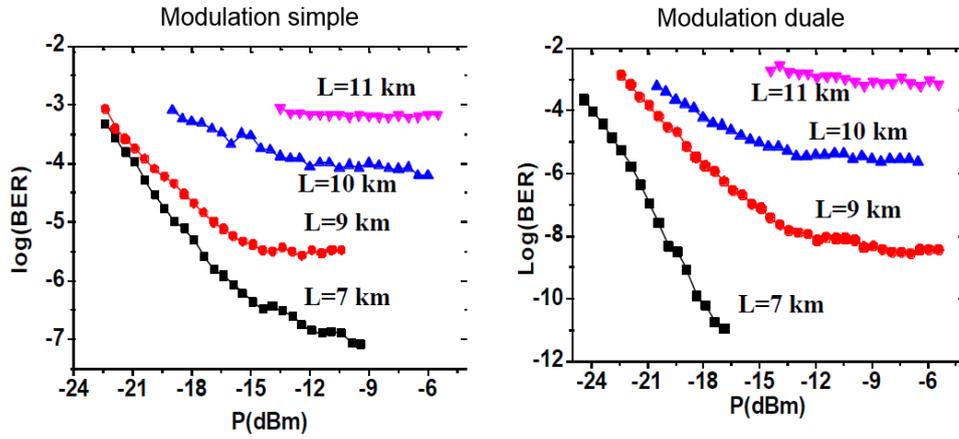


Figure A.5. Résultats expérimentaux en transmission à 40 Gb/s

1.3.3 Transmission à 10 km et 12 km avec optimisation

Dans le but d'améliorer la portée de la transmission, le point de fonctionnement du D-EML est modifié. En concordance avec les résultats de simulation qui montrent une extension de portée lorsque le taux d'extinction est réduit (faible indice de modulation d'intensité), la tension de modulation du modulateur est diminuée à $1 V_{pp}$. Cela conduit simultanément à devoir réduire le courant de modulation du laser à 3 mA pic-à-pic afin de satisfaire la condition SSB. Par ailleurs, la tension de polarisation est fixée à -3,4 V pour bénéficier de manière plus significative du chirp négatif de l'EAM. Les résultats pour une séquence PRBS de $2^{31}-1$ sont présentés sur la Figure A.6.

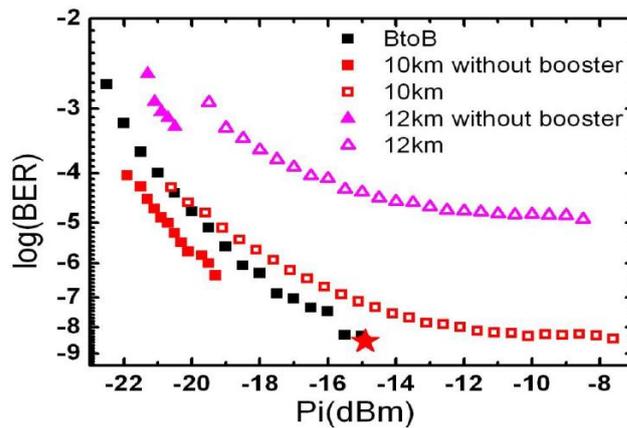


Figure A.6. Résultats expérimentaux en transmission à 40 Gb/s

2 Modulation duale multiporteuses (DMT)

La Figure A.7 décrit le montage expérimental utilisé pour l'analyse de transmissions en modulation multiporteuses DMT. Cette modulation, produisant un signal purement réel pour moduler le D-EML est obtenue par un procédé de symétrie hermitienne appliqué dans le modulateur OFDM. Le nombre total d'entrées de l'IFFT du modulateur est de 256. Seulement 126 sous-porteuses, modulées en QPSK, sont utilisées pour porter des données. Le préfixe cyclique utilise 16 échantillons par symbole OFDM. Lors de la transmission, le premier symbole OFDM est utilisé pour la synchronisation, les 29 suivants servent à estimer le canal en vue de l'égalisation et les 270 derniers portent des données connues permettant d'évaluer les performances de la transmission. Le signal OFDM est généré par un AWG dont le DAC possède une fréquence d'échantillonnage de 12 GS/s avec une résolution de 10 bits. Le débit atteint est donc de 11,11 Gb/s en ignorant les symboles constituant le préambule. Le signal sortant de l'AWG occupe une bande spectrale de 0 GHz à 6 GHz et l'aliasing n'est pas filtré. Un atténuateur électrique variable (VEA) et une ligne à retard électrique variable (TDL) sont utilisés pour placer le D-EML en situation de modulation duale en respectant la condition SSB à priori pour une seule fréquence. Le laser est polarisé à 80 mA et le modulateur à -2,6 V. La Figure A.8 illustre les spectres optiques en sortie du D-EML lorsque ce dernier n'est pas modulé, modulé en ODSB et en OSSB.

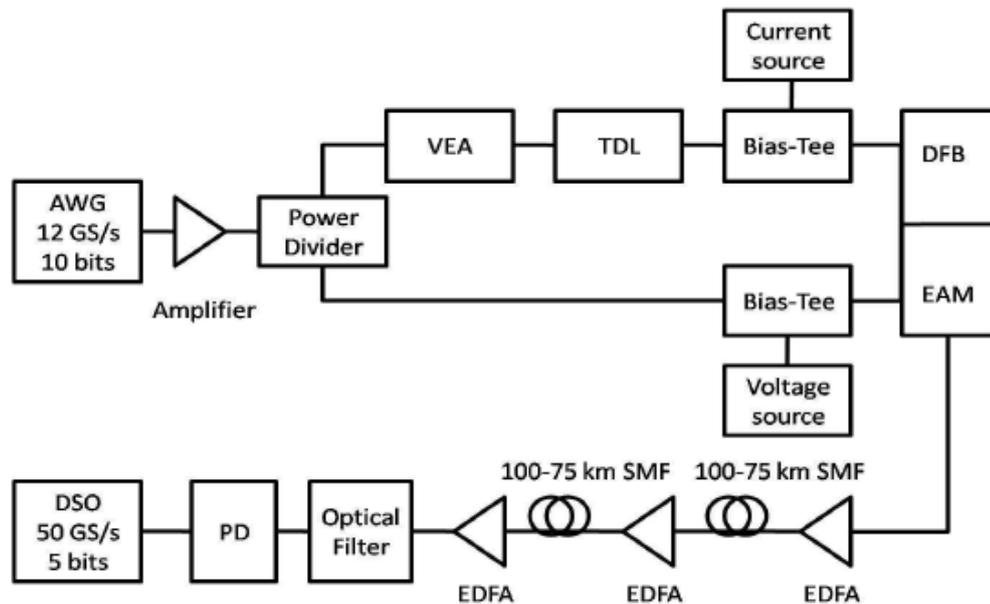


Figure A.7. Montage expérimental pour l'analyse de transmissions en modulation DMT

Le signal en sortie du D-EML est boosté, amplifié en ligne et préamplifié en réception en fonction des distances parcourues comme c'est décrit sur la Figure A.7. Des distances de 100 km, 150 km et 200 km ont été analysées. En réception un filtre optique est utilisé pour réduire le bruit d'amplification optique. Une photodiode (PD) se charge de convertir le signal optique en signal électrique qui est ensuite récupéré par un DSO (Digital Storage Oscilloscope) incluant un ADC possédant une fréquence d'échantillonnage de 50 GS/s avec une résolution de 5 bits.

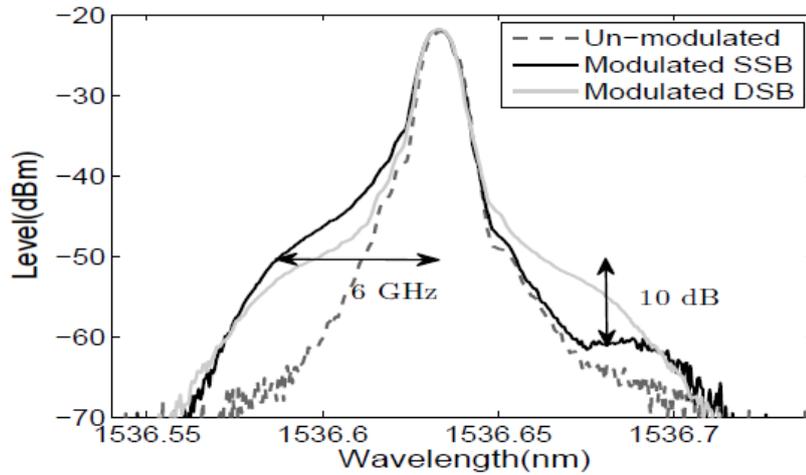


Figure A.8. Spectres optiques en sortie du D-EML (résolution 10 pm)

La Figure A.9 montre les résultats obtenus. On y retrouve les coefficients de canal, évalués par la méthode de la séquence d'apprentissage afin d'effectuer l'égalisation sous-porteuse par sous-porteuse, et l'EVM par sous-porteuses indiquant les performances.

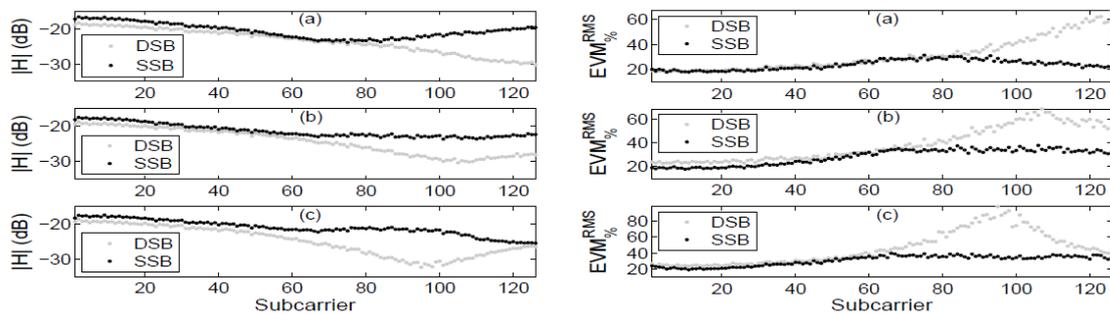


Figure A.9. Réponse du canal et EVM par sous-porteuses à 100 km (a), 150 km (b) et 200 km (c)

Résumé

Le réseau d'accès constitue le dernier segment de réseau permettant d'acheminer les informations jusqu'aux utilisateurs. L'émergence de nouveaux services toujours plus gourmands en bande passante, notamment les services vidéo et les services de partage de fichiers multimédias, crée un besoin chez les clients qui contraint les opérateurs à augmenter la capacité, c'est-à-dire le débit, de tous les segments du réseau, y compris le réseau d'accès. Les solutions utilisant la fibre optique tendent à remplacer progressivement les liaisons basées sur la paire cuivrée ou le câble coaxial afin de garantir des capacités de transfert plus importantes. La fibre optique est un medium très attractif car son atténuation linéique est très faible et sa bande passante est importante. Cependant la dispersion chromatique de la fibre associée au chirp des sources optiques limite la montée en débit dans les futurs réseaux d'accès optiques (débits au-delà de 10 Gb/s) NG-PON (Next Generation Passive Optical Network). En effet, la combinaison de ces deux phénomènes provoque un élargissement temporel des impulsions lumineuses portant l'information conduisant à des interférences entre symboles et donc à des erreurs en réception. Dans ce travail de thèse nous avons évalué les performances d'une nouvelle source optique, le D-EML (Dual Electroabsorption Modulated Laser), pour la montée en débit de 10 Gb/s à 40 Gb/s dans le réseau d'accès. Le D-EML est le résultat de l'intégration monolithique d'un laser DFB et d'un modulateur EA. La particularité de cette source est de posséder deux accès de modulation indépendant pour le laser et le modulateur. Le laser est conçu pour jouer le rôle de modulateur de fréquence optique tandis que le modulateur assure la modulation de l'intensité optique. Avec une telle source il est possible de générer un signal OSSB (Optical Single Side Band) moins pénalisé par la dispersion chromatique que les signaux ODSB (Optical Double Side Band) traditionnels. Dans ce manuscrit nous avons pu démontrer par des simulations système que le D-EML était capable d'augmenter les distances maximales de transmission, au-delà de la limite imposée par la dispersion chromatique pour les signaux ODSB classiques, et ceci pour les formats de modulation OOK-NRZ (On-Off Keying-Non-Return to Zero) et OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Abstract

The access network is the last part of the network allowing the transmission of information to end-users. The apparition of new bandwidth-hungry services, as video and file sharing services, force telecom operator to increase the capacity of all network segments including access network. Thus the fiber-based access solutions progressively replace copper- or coax-based solutions. The optical fiber is very attractive because of its low linear attenuation and high bandwidth. However, the fiber chromatic dispersion combined to the optical sources chirp limits the bit rate upgrade in the next generation passive optical networks (beyond 10 Gb/s). Indeed, the combination of these two phenomena leads to the spread of the optical pulses carrying information resulting in inter-symbol interferences and consequently in errors at the reception side. In this thesis work, we have investigated the transmission performances of a new optical source, called the dual electro-absorption modulated laser (D-EML), for the bit rate upgrade from 10 Gb/s to 40 Gb/s. The D-EML is composed of a DFB laser monolithically integrated with an EA modulator. The particularity of this source consists in having dual independent RF modulation access for the laser and the modulator. The laser has been developed to play the role of an optical frequency modulator whilst the modulator acts as an optical intensity modulator. With such configuration, it is possible to generate optical single side band (OSSB) signal which is less penalized by the fiber chromatic dispersion than classical optical double side band (ODSB) signals. In this thesis, we have demonstrated thanks to system simulations that the D-EML allows increasing maximal transmission distances beyond the limit imposed by chromatic dispersion for classical ODSB signal, for both on-off keying non-return to zero and orthogonal frequency division multiplexing modulation formats.