



**HAL**  
open science

# Evaluation de la fiabilité de diodes Laser 1064nm en régime impulsionnel critique pour des applications "seed" de laser à fibre forte puissance

Germain Le Galès

► **To cite this version:**

Germain Le Galès. Evaluation de la fiabilité de diodes Laser 1064nm en régime impulsionnel critique pour des applications "seed" de laser à fibre forte puissance. Electronique. Université de Bordeaux, 2017. Français. NNT : 2017BORD0562 . tel-03738097

**HAL Id: tel-03738097**

**<https://theses.hal.science/tel-03738097>**

Submitted on 25 Jul 2022

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE PRÉSENTÉE  
POUR OBTENIR LE GRADE DE

**DOCTEUR DE  
L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX**

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR  
SPÉCIALITÉ ÉLECTRONIQUE

Par Germain LE GALÈS

**Evaluation de la fiabilité de diodes Laser 1064nm en régime  
impulsionnel critique pour des applications « seed » de laser  
à fibre forte puissance**

Sous la direction de : Laurent BÉCHOU

(Co-encadrement : Simon JOLY)

Soutenue le : 31 Mars 2017, devant la commission d'examen formée de :

Mme.	AUPETIT Christelle	Professeure	XLIM, Université de Limoges	Présidente du jury
M.	ORSAL Bernard	Professeur	IES, Université de Montpellier	Rapporteur
Mme.	RISSONS Angélique	Professeure	ISAE Supaero, Toulouse	Rapporteur
M.	BECHOU Laurent	Professeur	IMS, Université de Bordeaux	Directeur
M.	JOLY Simon	MCF	IMS, Université de Bordeaux	Co-encadrant
M.	PEDROZA Guillaume	Docteur	Centre ALPhANOV, Talence	Examineur
M.	BENSOUSSAN Alain	Docteur-HDR	IRT Saint Exupéry, Toulouse	Examineur
M.	LARUELLE François	Docteur	3SP Technologies, Nozay	Examineur
M.	SANTARELLI Giorgio	Docteur-HDR	LP2N, Université de Bordeaux	Membre Invité



**Titre : Evaluation de la fiabilité de diodes Laser 1064nm en régime impulsionnel critique pour des applications « seed » de laser à fibre forte puissance**

**Résumé :** Un nombre croissant d'applications Laser nécessite l'utilisation de sources impulsionnelles présentant une grande modularité en termes de durée, de puissance et de fréquence des impulsions Laser générées. Ces sources s'appuient sur une architecture bien connue, basée sur un amplificateur de puissance à oscillateur maître (MOPA) et intégrée dans un grand nombre de systèmes d'amplification optique. Généralement, elle se compose d'une diode « seed » jouant le rôle d'un oscillateur « source » et pilotée en régime impulsionnel fournissant des impulsions optiques à un étage d'amplification (solide ou fibré), dopé avec des éléments terres rares (ex. Ytterbium). Néanmoins, la puissance crête émise par ce type de diodes dépasse rarement quelques centaines de mW. Afin d'obtenir, en sortie du « MOPA », des impulsions d'une puissance de plusieurs dizaines de kW, il est donc nécessaire de concevoir une chaîne d'amplification optique possédant un gain élevé mais en contrepartie susceptible de générer des phénomènes optiques non-linéaires néfastes à l'application. L'utilisation de diodes Laser monomode commercialisées, à très haute fiabilité, dans des régimes de polarisation en courant crête très élevé mais sous des durées d'impulsion très courtes (très inférieures à 1 $\mu$ s), apparaît comme une solution alternative mais impose d'être validée tant sur le plan de la caractérisation électro-optique de ces diodes que sur la robustesse de leurs performances dans ces régimes critiques de fonctionnement.

**Mots clés :** Fiabilité, Diode, Laser, 1064nm, Impulsionnel, Seed

**Title: Reliability investigation on 1064nm Laser diodes driven under high-current pulsed conditions for high-power Fiber Laser seeding applications**

**Abstract:** A growing number of Laser applications requires the use of pulsed sources with a large versatility in terms of duration, power and frequency of the generated Laser pulses. Such sources are based on the well-established "Master Optical Power Amplifier" architecture, and integrated into a large variety of optical amplification systems. Generally, it is composed of a "seed" diode, acting as a "source" oscillator, operated in pulse regime in order to produce optical pulses forwarded to an amplification stage (solid or fibered), doped with rare earth elements (ex. Ytterbium). However, the maximum output power delivered by such diodes barely reaches a few hundred mW. In order for the "MOPA" to produce output pulses with a peak power reaching a few tens of kW, it is necessary to design an amplification chain with a high optical gain but on the other hand susceptible to generate non-linear phenomena detrimental to the application. The use of commercialized and ultra-reliable single mode Laser diodes, operating in large overcurrent but under short pulse conditions (under 1 $\mu$ s), appears as an alternative solution, which, however, requires to be validated in terms of electro-optical characterizations as well as in terms of performances robustness under these critical conditions.

**Keywords:** Reliability, Laser, Diode, 1064nm, Pulsed, Seed

---

**Unité de recherche**

IMS – CNRS UMR 5218, 351 Cours de la libération, 33400 Talence, France



*Who was born in a house full of pain,  
Who was trained not to spit in the fan,  
Who was told what to do by the man,  
Who was broken by trained personnel,  
Who was fitted with collar and chain,  
Who was given a pat on the back,  
Who was breaking away from the pack,  
Who was only a stranger at home,  
Who was ground down in the end,  
Who was found dead on the phone,  
Who was dragged down by the stone.*

Pink Floyd, "Dogs", 1977

*À mes amis,  
À ma famille.*

---

# REMERCIEMENTS

---

Ça y est, c'est le grand jour, celui où le thésard irascible et grognon remercie les compagnons de route qui l'ont supporté, aidé, recadré et conforté trois années durant... En trois ans, il s'en passe, des choses, et il s'en rencontre, des gens ! Aussi, j'essaierai de n'oublier personne, mais si cela arrivait, merci de bien vouloir m'en excuser... « Je n'ai qu'une parole, mais je n'ai pas de mémoire », disait Marcel Achard.

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été réalisés dans le cadre d'une collaboration CIFRE entre le Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système (IMS – CNRS UMR 5218) et le Centre Technologique ALPhANOV. À ce titre, je tiens donc dans un premier temps à remercier les Professeurs Claude PELLET et Yann DEVAL, directeurs successifs du Laboratoire IMS, ainsi que Mr. Benoît APPERT-COLLIN, directeur d'ALPhANOV, pour avoir donné leur aval à la mise en place de cette collaboration. Je remercie également Mr. Sébastien ERMENEUX, directeur de la B.U. « Systèmes » d'ALPHANOV, pour son investissement dans le lancement de cette thèse. Enfin, je remercie les Professeurs Bernard ORSAL et Angélique RISSONS, rapporteurs de ce manuscrit, ainsi que la Professeure Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT pour avoir présidé le jury de soutenance. Je remercie également tous les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mon travail à cette occasion.

De nombreux doctorants et anciens thésards avec lesquels j'ai pu échanger lors de ces trois années m'ont confié la difficulté qu'ils éprouvaient à poursuivre leurs travaux, faute d'un encadrement académique / industriel adéquat... Non, je ne citerai aucun nom ! Mais bien qu'ayant traversé de fortes périodes de questionnements, de doutes, et ayant parfois eu envie, comme tout doctorant qui se respecte, de tout envoyer balader, je suis à ce titre infiniment reconnaissant à mon directeur de thèse, le Professeur Laurent BÉCHOU, ainsi qu'à mon co-encadrant, Mr. Simon JOLY. Leur encadrement exemplaire, leur implication dans la réalisation de ces travaux, leurs connaissances techniques, leur écoute, leurs conseils, leur relecture et leurs bottages d'arrière-train occasionnels m'ont donné le courage nécessaire pour venir à bout de ce travail de thèse.

Je tiens également, pour les mêmes raisons, à remercier chaleureusement mes encadrants industriels, Mr. Guillaume PEDROZA et Mme. Adèle MORISSET. Dans l'environnement industriel d'une thèse CIFRE, pouvoir compter sur l'encadrement, les connaissances techniques et l'intégrité scientifique de jeunes docteurs, pour qui cette expérience est encore « fraîche », est particulièrement précieux afin de savoir comment orienter son travail !

Je remercie tous les membres de l'IMS avec lesquels j'ai eu l'occasion de travailler et d'échanger. Merci à Yves OUSTEN, ainsi qu'à Isabelle (Cécile ?) BORD-MAJEK, de l'équipe EDMiNA. Je tiens à remercier tout particulièrement Yannick DESHAYES pour son investissement dans mes travaux, et pour son aide précieuse pour le novice de la physique du semi-conducteur que je suis. Je remercie également Frédéric FAUQUET, Frédéric DARRACQ et Jean-Paul GUILLET pour leur

## REMERCIEMENTS

disponibilité pour m'avoir prêté leur matériel. Je tiens à remercier chaleureusement Magali DE MATOS, grâce à qui j'ai pu réaliser de jolies mesures de paramètres « S » de diodes Laser. Merci pour ton investissement ! Merci à tous les doctorants et post-docs que j'ai pu côtoyer lors de ces trois années : Manu, David, Yoann, Daddy, Thibaud, Emmanuel, Miguel, Roberto, Jean-Baptiste, Joyce, Amel... Un grand merci à Pamela DEL VECCHIO, Western BOLANOS et Giulia MARCELLO pour leur aide, pour les résultats obtenus ensemble, et pour avoir rendu les heures de manipes claustrogènes un peu plus supportables !

Merci également à Mr. François LARUELLE et Mr. Mauro BETTIATI, de la société 3SP Technologies, pour m'avoir fourni les composants et l'aide technique nécessaires à l'aboutissement de ces travaux. Que Mr. Giorgio SANTARELLI et Mr. Philippe DEMICHEL sachent également à quel point leurs conseils techniques ont été précieux dans la réalisation du driver de diode Laser rapide faisant l'objet du second chapitre de cette thèse. En espérant avoir à nouveau l'occasion de « faire de la science » avec vous !

La grande famille d'ALPhANOV ! En quatre ans au total dans ces murs, j'en ai vu passer, des gens, certains pour quelques mois, d'autres qui sont là depuis le tout début ! Je vous remercie tous pour votre aide précieuse, et pour tous les bons moments passés ensemble. Merci à Hélène, Wilfried, Clémentine, Bastien, Baptiste, Marc F, Simon S, Emma, Alain, Charly, Mino, Laura, Johan, Loïc, Marie F, Marie D, Anne-So, Marie-Caroline, Luanna, Cathy, Ramatou, Christophe, Claude, Cyril, Sébastien V... Remerciements chaleureux à mes collègues de la BU « Systèmes » : Guillaume et Adèle, bien sûr, mais aussi Quentin R, Quentin M, Quentin G, Julian, Pierrick, Armand, Valentin, Alexandre L, Alexandre F, Aboubakr, Marc M, Simon P, Matthieu, Lucie, Emmanuel, Ludo, Bruno... J'adresse un merci tout particulier à Kévin, mon binôme de toujours, au travail comme en dehors ! Puissent nos sorties restos, soirées, concerts, nos engueulades et nos débats stériles se poursuivre pendant encore longtemps ! Merci aussi d'avoir supporté mes états d'âmes et de m'avoir tenu debout quand ça n'allait pas...

*"When you're through with life and all hope is lost, hold out your hand, 'cause friends will be friends, right 'till the end" - Freddie Mercury*

Oui, c'est grandiloquent, mais il faut bien ça pour remercier tous les amis avec qui j'ai partagé des moments inoubliables... Que vous soyez à Bordeaux, Toulouse, en Bretagne ou ailleurs ! Merci à mes compagnons de soirées, de musique / concerts et de descente de bières : Léa (« listen to the wind bloow »), mon Jeannot (« Doudou ! Génie ! »), Yodin (« Dziewięć piwa, proszę ! »), PM (« Câlin ! »), Amélie et Eléonore (« Rigolez pas à mes blagues, c'est pas bon signe ! »)... Merci à Romain et Damien pour les soirées au Lucifer et les schémas électroniques dessinés à l'arrache sur une serviette en papier, prouvant encore une fois les effets bénéfiques de quelques pintes de Chouffe sur l'inspiration ! Merci au Gang des capitales : Poncho, Cha, Dijoux, Elvire, Xavier, Charline, Justine... Merci à Laura & Octave pour l'accueil à Dublin ! Merci à Ariane, Christian, Cécile, Quentin, Claire & Alex, la petite famille Pennarun, pour toutes les soirées, les bouffes au soleil, les parties de pétanque et les concerts. Merci à Arthur, Camille et Martin pour le



## REMERCIEMENTS

road trip photo / concert en Alsace (« P'tain, ça doit être une grande ville, Ausfahrt ! »), les bières, les concerts et toutes les discussions super cools sur le monde de la Musique en général. Merci à mes potes de Bretagne, Aurélien, Anne-So, Anthony, Benji, Jordan, Paupau, Sophie, Lilice, Lilise, Yann, Dédé, Laurène, Louis... On ne se voit pas souvent, mais les retrouvailles sont toujours mémorables ! Merci à mon hamster jovial Théo, j'espère pouvoir venir rapidement te rendre visite en Argentine !

Merci à mes amis et compagnons de route des différents projets musicaux qui me font vibrer... Alexis, Antoine, Léopold : enregistrer et sortir un album en plein milieu d'une thèse n'était certainement pas l'idée du siècle... Mais si c'était à refaire, je le referais sans hésiter. Et à défaut de rempiler pour une nouvelle thèse (désolé, Laurent !), je compte bien continuer à faire des expériences musicales bizarres avec vous, aussi longtemps que faire se peut ! Merci également à Anne, Cédric, Béatrix, Gabriel, Louis, Serge, Marc, Philippe, Dominique, Camille, Hélène, Seb, Léo, mes compagnons de sessions de musique trad', irlandaise ou autres ! Et surtout, merci à toi, Alice, pour m'avoir incité à vous rejoindre, ça fait longtemps que ça me démangeait ! Merci aussi pour ces deux week-ends à Sherbrooke, c'était crissement l'fun ! Enfin, merci aux membres de P2J, Mélissa, Samuel, Emmanuelle, Seb, Fred, Raphaël, Marcus... pour les concerts et les bœufs à Tauriac ! Longue vie à votre asso, et en espérant vous croiser cet été !

Merci à ma famille pour avoir toujours été là pour moi, pour m'avoir tant appris et pour m'avoir été d'une grande aide de tous les instants, les meilleurs comme les pires. Merci à toi, maman pour ton écoute et tous tes conseils. Je te l'ai déjà dit à plusieurs reprises, mais les qualités de rédaction que l'on m'a prêtées, mon sens critique, et mon intégrité, c'est à toi que je les dois, grâce à ta patience et à ton investissement dans mon travail ! Merci à toi, papa, pour m'avoir donné le goût des sciences, et m'avoir transmis ta persévérance, ta rigueur et ta philosophie empruntée à Mr. Beckett : « Essayer encore, rater encore, rater mieux encore ». C'est en grande partie à toi que je dois mon envie de faire une thèse ! Merci à Jean-Yves, mon « bôpapa », et à Catherine, ma « marâtre », pour votre soutien, vos conseils et votre écoute. Il paraîtrait que les fonctionnaires sont des fainéants, alors que penser de fonctionnaires retraités ! Vous m'avez tous, depuis toujours, prouvé l'inverse, et démontré qu'avec un travail intelligent et acharné, tout est possible. Merci également à ma frangine pour son soutien pendant les coups de mou. J'essaie de repasser din ch'nord quand j'ai un peu de temps ! Merci, enfin, à mon oncle Wahbi et ma tante Claire, c'est toujours agréable de pouvoir bénéficier des conseils du milieu universitaire dans ce genre de situations !

J'adresse un nouveau remerciement à mes compagnons de groupe, amis et accessoirement colocataires Antoine et Alexis. Il a dû vous falloir une sacré dose de sang froid pour me supporter pendant les moments difficiles d'un point de vue professionnel et personnel. Merci d'avoir été présents dans ces moments-là. À moi, maintenant, de vous supporter dans les mois qui vont venir !



---

# TABLE DES MATIÈRES

---

<b>REMERCIEMENTS</b>	<b>6</b>
<b>TABLE DES MATIÈRES</b>	<b>10</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>14</b>
<b>CHAPITRE I : ENJEUX ET PROBLEMATIQUE DE L'UTILISATION DE DIODES LASER EN REGIME IMPULSIONNEL NANOSECONDE</b>	<b>19</b>
<b>1. Rappels généraux sur le fonctionnement d'une diode Laser</b>	<b>20</b>
<b>2. Comportement d'une diode Laser en régime impulsionnel</b>	<b>23</b>
2.1. Intérêt	23
2.2. Variantes technologiques des diodes et modules de l'étude	24
2.2.1. Diode Laser couplée avec un réseau FBG photo-inscrit	25
2.2.2. Technologie monomode intégrée à contre-réaction répartie	26
2.2.3. Technologie à cavité verticale (VCSEL)	27
2.3. Applications typiques des diodes Laser en régime impulsionnel	29
2.3.1. Télécommunications optiques à longue distance	29
2.3.2. Imagerie LiDAR	31
<b>3. Utilisation de diodes Laser en tant qu'oscillateurs source de Laser de type « MOPA »</b>	<b>33</b>
3.1. Rappel du principe de fonctionnement du Laser « MOPA »	33
3.2. Oscillateur « source » à diode Laser en régime continu et modulateur électro-optique	35
3.3. Oscillateur « source » à diode Laser en modulation directe	36
3.3.1. Pilotage de la diode Laser en régime nanoseconde	36
3.3.2. Pilotage de la diode Laser en régime dit de « gain-switching ».	38
<b>4. Fiabilité de diodes Laser en régime continu et impulsionnel</b>	<b>42</b>
4.1. Fiabilité des diodes Laser étudiées en régime continu (CW)	42
4.2. Limite de fonctionnement de diodes mono-élément en régime impulsionnel monocoup	46
4.2.1. Modules Laser InGaAsP/InP émettant à 1550nm	47
4.2.2. Diodes Laser InGaAs/AlGaAs émettant à 980nm	47
4.2.3. Diodes Laser InGaAs/AlGaAs 808nm	48
<b>5. Performances et limitations des solutions existantes de pilotage de diodes Laser en régime impulsionnel</b>	<b>52</b>
5.1. Recensement des solutions commerciales existantes	54
5.1.1. Solutions proposées par la société PicoLAS	54
• <i>Circuit de type LDP-V 10-70</i>	54
• <i>Circuit de type BFS-VRM 03 HP</i>	55
5.1.2. Solutions proposées par la société Avtech AVO-6HZ-B	56
5.1.3. Solutions proposées par la société Optical Pulse Machines	57
5.1.4. Solutions proposées par le Centre ALPhANOV	58
5.1.5. Synthèse des performances des circuits de pilotage identifiés	59

<b>CHAPITRE II : DEVELOPPEMENT D'UNE ELECTRONIQUE DE PILOTAGE DE DIODES LASER MONO-EMETTEUR EN REGIME IMPULSIONNEL NANOSECONDE A HAUTE CADENCE ET FORT COURANT</b>	<b>66</b>
<b>1. Problématique du pilotage en régime impulsionnel</b>	<b>68</b>
1.1. Conditions de pilotage dans un contexte de « seed » laser	68
1.1.1. Génération d'impulsions laser dans la gamme sub-microseconde	68
1.1.2. Génération d'impulsions laser picosecondes – Régime dit de « gain-switching »	68
1.2. Conditions de pilotage dans un contexte d'étude de fiabilité	69
1.2.1. Influence de la valeur crête du courant	69
1.2.2. Impact du temps de montée et de descente de l'impulsion	71
1.3. Limitations apportées par le packaging	71
1.4. Synthèse et conséquences sur le cahier des charges	73
<b>2. Contraintes sur la conception</b>	<b>74</b>
2.1. Détermination expérimentale des caractéristiques de la charge à piloter	74
2.1.1. Caractéristique courant - tension d'une diode Laser en régime continu	74
2.1.2. Détermination des éléments parasites de la diode Laser	75
2.2. Description des contraintes de conception du circuit de pilotage	85
2.2.1. Pilotage en courant de la diode Laser	85
2.2.2. Eléments de justification de la nécessité d'une tension de compliance élevée	87
2.2.3. Génération des impulsions de courant	88
2.2.4. Pilotage des transistors en régime de commutation	92
2.3. Description et analyse des solutions retenues pour la conception	95
2.3.1. Circuit de pilotage de grille dédié	95
2.3.2. Solution n°1	97
2.3.3. Solutions n°2 & 3 : circuit de type "Push-Pull" et totem pole « Bootstrap »	107
<b>3. Réalisation et caractérisation des circuits proposés</b>	<b>111</b>
3.1. Performances électriques de la solution n°1	111
3.2. Performances électriques des solutions n°2 et n°3	113
3.3. Validation expérimentale du circuit et pilotage de diodes laser	114
3.3.1. Résultats sur la diode 1999CHP émettant à 980nm	115
3.3.2. Résultats sur la diode Laser télécom 1550nm	117
3.3.3. Résultats sur la diode 1064CHP émettant à 1064nm	119
3.3.4. Evaluation des performances du circuit à haute cadence	120
3.3.5. Test d'endurance du circuit réalisé	123
3.3.6. Comparaison des performances avec les générations précédentes	124
<b>CHAPITRE III : CARACTERISATION ELECTRO-OPTIQUE DE DIODES LASER EN REGIME CW ET PULSE NANOSECONDE A FORT COURANT</b>	<b>130</b>
<b>1. Description des composants sous étude</b>	<b>131</b>
<b>2. Caractéristiques électro-optiques en régime continu</b>	<b>134</b>
2.1. Caractérisations L-I-V	135
2.1.1. Efficacité de conversion électro-optique	137
2.1.2. Résistance série	137
2.1.3. Courant de seuil Laser	138
2.2. Caractérisations spectrales - Spectre ASE	139
2.3. Caractérisations I-V en polarisation inverse	144
2.3.1. Caractéristiques électrique d'une diode en régime inverse	144
2.3.2. Protocole expérimental de caractérisation	144
2.3.3. Résultats expérimentaux	145

<b>3. Caractéristiques E-O en régime impulsional</b>	<b>148</b>
3.1. Caractérisations temporelles – Evaluation de la dynamique en courant	148
3.1.1. Caractérisations des oscillations de type « A » - Eléments de discussion	154
3.1.2. Caractérisations des oscillations de type « B » - Eléments de discussion	155
3.2. Caractérisations P-I en régime impulsional	156
3.3. Caractérisations du champ proche optique en régime impulsional – Analyse des effets sur la monomodalité spatiale	158
3.4. Caractérisations spectrales en régime impulsional	162
3.5. Caractérisations spectrales résolues en temps	165
<b>CHAPITRE IV : DEFINITION DU PROTOCOLE DES VIEILLISSEMENTS SOUS CONTRAINTES ECHELONNEES ET RESULTATS ASSOCIES</b>	<b>178</b>
<b>1. Etude des données issues du fabricant</b>	<b>179</b>
1.1. Types de paramètres des diodes fournies par le fabricant	179
1.2. Mise en évidence des relations paramètres - caractéristiques électro-optiques relevées	180
1.2.1. Corrélation des atypismes observés avec les caractéristiques du wafer	180
1.2.2. Corrélation entre les courants de seuil des oscillations et le courant de seuil des diodes Laser testées	185
<b>2. Protocole utilisé et résultats des vieillissements</b>	<b>187</b>
2.1. Rappel des objectifs	187
2.2. Description du banc de vieillissement dédié	187
2.3. Campagne de vieillissements accélérés sous contraintes échelonnées	188
2.3.1. Modules sans FBG : influence de la valeur du courant $I_{thA}$	189
2.3.2. Modules avec FBG : influence de la valeur du courant $I_{thA}$	201
2.4. Synthèse	211
<b>CONCLUSION GENERALE</b>	<b>217</b>
<b>PRODUCTION SCIENTIFIQUE</b>	<b>222</b>
<b>ANNEXE</b>	<b>224</b>



---

# INTRODUCTION GENERALE

---

Certaines applications Laser telles que le traitement, le perçage et la gravure de matériaux, nécessitent des sources impulsionnelles présentant une grande modularité en termes de durée, de puissance et de fréquence des impulsions Laser générées, du fait de la variété des matériaux à traiter ou des caractéristiques de gravure souhaitées [1, 2]. De nombreuses méthodes permettent de concevoir ces sources Laser impulsionnelles. On peut, entre autres, citer la génération d'impulsion par verrouillage de modes actif ou passif (« mode locking »), l'utilisation d'un Laser Q-switch. Toutefois, ces solutions possèdent des caractéristiques très variables et souffrent d'un manque de modularité. Un Laser « Q-switch », par exemple, permettra d'obtenir des puissances crêtes très importantes (plusieurs GW), au prix d'une cadence relativement faible (quelques dizaines de kHz) et de durées d'impulsion relativement longues (plusieurs ns) [3]. De même, la cadence d'un Laser à verrouillage de mode dépend directement des caractéristiques physiques de la cavité, bien qu'il soit possible de diviser cette cadence en sélectionnant une fraction des impulsions émises à l'aide d'un système dit de « pulse-picking ».

Une architecture de laser impulsionnel, très largement utilisée de nos jours et intégrée dans un grand nombre d'applications, est celle du « MOPA » (Amplificateur de puissance à oscillateur maître ou « Master Oscillator Power Amplifier »), qui se compose d'un oscillateur « source », produisant des impulsions laser de faible puissance, et de plusieurs étages d'amplification. L'intérêt de ce type d'architecture réside dans le fait que les performances du Laser (durée et forme d'impulsion, fréquence de répétition) dépendront principalement des caractéristiques de son oscillateur « source ». Parmi les solutions existantes permettant d'obtenir un Laser de type « MOPA » modulable, il est possible d'utiliser, en tant qu'oscillateur « source », une diode Laser monomode, dite diode de « seed », pilotée en régime impulsionnel [4]. Des durées d'impulsions comprises entre quelques nanosecondes et quelques centaines de nanosecondes, cadencées à une fréquence allant du monocoup à plusieurs MHz, sont atteignables à l'aide d'une électronique de pilotage relativement simple, et par conséquent peu coûteuse. Il est également possible d'obtenir des durées d'impulsions plus courtes, de l'ordre de quelques dizaines de picosecondes, en exploitant la réponse d'une diode Laser à une impulsion de courant satisfaisant aux conditions du régime dit de « gain-switching » [5].

En revanche, la puissance crête émise par ce type de diodes dépasse rarement quelques centaines de mW. Afin d'obtenir, en sortie du Laser « MOPA », des impulsions d'une puissance de plusieurs dizaines de kW, il est donc nécessaire de concevoir une chaîne d'amplification possédant un gain élevé, ce qui peut s'accompagner de phénomènes optiques non-linéaires indésirables (ex. : ASE, auto-modulation de phase, effet Brillouin, effet Raman) [6], nécessitant de nombreux composants ou dispositifs technologiques pour réduire ces effets, qui sont autant d'éléments

contribuant à l'augmentation du coût des lasers. Afin d'améliorer les performances technico-économiques des Lasers à fibre, il apparaît judicieux de diminuer le gain des amplificateurs (voire d'éliminer un étage d'amplification) en augmentant la puissance du signal de la source, pour autant que cette dernière puisse le supporter.

En effet, l'augmentation du courant de pilotage d'une diode Laser au-delà de la valeur maximale spécifiée peut se traduire par une défaillance irréversible, bien connue de la communauté scientifique du domaine, de type « Catastrophic Optical Damage » (COD), observée surtout pour des composants à base de GaAs (émission sur la plage 0,8-1,1  $\mu\text{m}$ ). Ce mode de défaillance, ayant déjà fait l'objet de nombreuses études, provient d'un emballement thermique provoquant une fusion localisée au sein de la diode Laser ou au niveau de ses facettes, et donc une dégradation irréversible du phénomène d'émission Laser [7].

Dans le cadre de ses activités, le fabricant de composants optiques III-V 3SP Technologies a souhaité évaluer la possibilité d'utiliser une technologie de diodes de pompe, de longueur d'onde 1064nm, en tant qu'oscillateur source dans une chaîne de type « MOPA ». En effet, ce type de diode Laser, habituellement prévu pour des utilisations en continu à un courant ne dépassant pas 1A, peut également être utilisé en régime impulsionnel nanoseconde. Les limites de fonctionnement de ce type de diode en régime continu ont été déterminées par de nombreuses études de fiabilité [8, 9]. En régime impulsionnel monocoup, des travaux ont démontré la capacité de ce type de diodes à supporter des impulsions de quelques dizaines à centaines de nanosecondes, avec des valeurs de courant bien supérieures au seuil de dégradation par COD en régime continu, sans présenter de défaillance catastrophique à très court terme [10]. Toutefois, il n'existe, à notre connaissance, que peu d'éléments permettant d'estimer la durée de vie de ce type de diodes mais également peu d'études se sont attachées à analyser leurs propriétés et leur comportement électro-optique (E-O) en régime de surintensité impulsionnelle ( $I_{LD} \gg I_{maxCW}$ ), mais en dessous du seuil de dégradation par COD.

La société 3SP Technologies s'est donc intéressée à l'étude de la fiabilité de ce type de diodes dans des régimes de fonctionnement impulsionnels répétés et en condition de surintensités (> 2A pour les diodes considérées). Ces travaux de thèse s'inscrivent dans le cadre du projet « VERTICAL » financé par la Banque Publique d'Investissement (BPI-France), et dont une partie vise à évaluer, en partenariat avec le Laboratoire IMS et le Centre Technologique ALPhANOV, la fiabilité de diodes Laser 1064nm pilotées en régime impulsionnel critique (en conditions de surintensité). En effet, l'équipe EDMiNA du Laboratoire IMS possède une expertise reconnue dans l'étude de la caractérisation et la fiabilité de composants optoélectroniques à semiconducteurs (LEDs, diodes Laser, photodiodes) fonctionnant dans des conditions d'excitation et des environnements sévères, par l'extraction et l'analyse de paramètres E-O de ces composants (I-V, P-I, spectre, DoP), l'étude de leur variabilité « composant par composant », et le suivi de leur



évolution lors de vieillissements à contraintes échelonnés, afin de déterminer les paramètres critiques d'utilisation de ces composants [11]. De même, le Centre Technologique ALPhANOV développe, dans le cadre de ses activités, des sources Laser à fibre à architecture de type « MOPA » et s'intéresse donc à la tenue de diodes Laser de « seed » dans les conditions évoquées précédemment. En s'appuyant sur de précédents travaux, réalisés, entre autres, par 3SP Technologies [12, 13], ce travail de thèse a pour ambition de :

- Déterminer les conditions critiques de pilotage de ce type de diodes Laser en régime impulsionnel nanoseconde.
- Proposer des indicateurs précoces de défaillance à partir des caractéristiques électro-optiques qu'il est possible d'extraire d'une diode laser.

Ce manuscrit s'articule autour de **quatre principaux chapitres**.

➤ **Le premier chapitre** présentera les enjeux et problématiques propres à l'utilisation de diodes Laser en régime impulsionnel nanoseconde. Après avoir présenté l'intérêt de l'utilisation de diodes Laser dans ces régimes et les différentes applications qui en découlent, nous détaillerons leur utilisation dans un contexte de « seed » Laser. Nous présenterons également un bilan des travaux précurseurs portant sur l'étude de leur fiabilité en régime continu et pulsé. Enfin, nous présenterons un état de l'art des dispositifs électroniques existants dédiés au pilotage de diodes Laser puis nous dresserons un bilan de leurs performances et de leurs limitations.

➤ **Le second chapitre** sera axé sur la conception d'une électronique versatile, dédiée au pilotage de diodes Laser en régime impulsionnel critique ( $I_{LD} \gg 2A$ ). Après avoir présenté l'intérêt de concevoir cette nouvelle génération d'électronique de pilotage de diodes Laser face aux solutions existantes, nous détaillerons le cahier des charges d'un tel circuit et les contraintes associées de conception. Enfin, nous présenterons les solutions envisagées, en détaillant leur réalisation, et les résultats obtenus sur différent types de diodes Laser.

➤ **Le troisième chapitre** présentera l'intérêt de réaliser un ensemble de caractéristiques E-O dans le cadre d'une étude de fiabilité par vieillissement à contraintes échelonnées. Nous effectuerons une description des caractéristiques E-O typiques habituellement réalisées, à faible courant continu, sur ces diodes Laser, puis nous détaillerons les caractéristiques E-O propres à un fonctionnement en régime impulsionnel critique ( $> 2A$ ) sur lesquelles nous avons choisi de focaliser notre étude. En particulier, un comportement atypique observé dans ces régimes sera finement analysé, se caractérisant par l'apparition d'oscillations optiques parasites sur la réponse optique de la diode Laser. Nous démontrerons un lien entre l'apparition de ces oscillations et d'autres signatures E-O atypiques observées, relevées sur l'analyse du champ proche de la diode Laser dans ces régimes de fonctionnement et l'analyse spectro-temporelle des impulsions émises.

➤ **Enfin, le quatrième et dernier chapitre** exploitera les résultats des analyses E-O réalisées lors du chapitre précédent sur ces diodes en régime impulsionnel et, à partir de liens

constatés entre ces signatures E-O atypiques et un jeu de paramètres technologiques complémentaires de ces diodes, fournis par le fabricant 3SP Technologies, permettra d'établir un protocole pragmatique de vieillissement échelonné, permettant d'évaluer le lien potentiel entre ces signatures E-O atypiques et la durée de vie des composants testés.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] S. T. Hendow *et al.*, "Structuring materials with nanosecond laser pulses," *Optics express* 18(10), 10188–10199 (2010).
- [2] J. Lopez *et al.*, "Micro-usinage nanoseconde UV ou femtoseconde: état de l'art et comparaison," in *Journal de Physique IV (Proceedings)* 108, pp. 13–17, EDP sciences (2003).
- [3] M. Arrigoni *et al.*, "SOLID-STATE LASERS: Laser pulsing: The nuts and bolts of Q-switching and modelocking," *Laser Focus Worlds* (2011).
- [4] P. Dupriez *et al.*, "High Average Power, High Repetition Rate, Picosecond Pulsed Fiber Master Oscillator Power Amplifier Source Seeded by a Gain-Switched Laser Diode at 1060 nm," *IEEE Photonics Technology Letters* 18(9), 1013–1015 (2006).
- [5] R. Paschotta, "Field Guide to Laser Pulse Generation," SPIE Press, Bellingham, WA (2008).
- [6] S. P. Singh *et al.*, "Nonlinear scattering effects in optical fibers," *Progress In Electromagnetics Research* 74, 379–405 (2007).
- [7] S. N. G. Chu *et al.*, "Generic degradation mechanism for 980 nm  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$  strained quantum-well lasers," *Applied Physics Letters* 78(21), 3166 (2001).
- [8] J. Van de Castele *et al.*, "High reliability level on single-mode 980nm-1060 nm diode lasers for telecommunication and industrial applications," *Proc. SPIE* 6876, 68760P (2008).
- [9] M. Bettiati *et al.*, "Record Facet Power Single-Mode Diode Lasers in the 900-1064 nm Range for Demanding Industrial Applications," 3S Photonics White Paper (2008).
- [10] M. Bettiati, "High optical strength GaAs-based laser structures," *Microelectronics Reliability* 53(9-11), 1496–1500 (2013).
- [11] Y. Deshayes *et al.*, "Early failure signatures of 1310 nm laser modules using electrical, optical and spectral measurements," *Measurement* 34(2), 157–178 (2003).
- [12] M. Bettiati *et al.*, "Reliable pulsed-operation of 1064 nm wavelength-stabilized diode lasers at high-average-power: boosting fiber lasers from the seed", *Proc. SPIE* 7580, 758025 (2010).
- [13] S. Mohrdiek *et al.*, "Performance and reliability of pulsed 1060 nm laser modules", *Proc. SPIE* 6873, 687320 (2008).



# Chapitre I : Enjeux et problématique de l'utilisation de diodes Laser en régime impulsionnel nanoseconde

---

## INTRODUCTION

Le phénomène d'émission stimulée, à la base du fonctionnement du Laser (« *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* »), a été prédit par A. Einstein dès 1917. Il faudra attendre le début des années 60 et en particulier les travaux de Th. Maiman pour assister à la création du premier Laser optique, basé sur le pompage d'un cristal de Rubis par lampe « flash ». A partir de cette démonstration clé, de nombreuses applications de cet effet Laser ont rapidement émergé. Les premières diodes Laser, ou Laser à semiconducteur, voient le jour en 1962, lorsque l'équipe de R. N. Hall réalise la première diode Laser à base de matériaux III-V à savoir de l'Arséniure de Gallium (GaAs), émettant dans le proche infra-rouge, proche de 850 nm [1]. Ces premiers lasers à composés semiconducteurs fonctionnaient en régime impulsionnel ( $\sim 100A$ ,  $10\mu s$ ) et à très basses températures (77 K) [2].

L'utilisation des premières diodes Laser en régime impulsionnel était donc une obligation technique, du fait du courant élevé nécessaire à leur fonctionnement, de leur faible rendement électro-optique et donc du risque de dégradation accrue par l'auto-échauffement intrinsèque de ces diodes. Il fallut attendre les travaux de Z. Alferov dès 1970 pour obtenir les premières diodes laser fonctionnant en régime continu à température ambiante [3]. Depuis, la constante amélioration des processus de fabrication a permis de diminuer très significativement le courant de seuil des diodes Laser mais surtout d'augmenter leur rendement et leur compacité, ainsi que leur durée de vie. Le caractère monochromatique et cohérent de la lumière émise, associés à de forts niveaux de puissance optique qui ont été très vite atteints, ont ouvert un large éventail d'applications dans de nombreux secteurs d'activité (pompage optique de Lasers, traitement de matériaux, micro-usinage, télécommunications, médical, défense, aéronautique, automobile, spatial...).

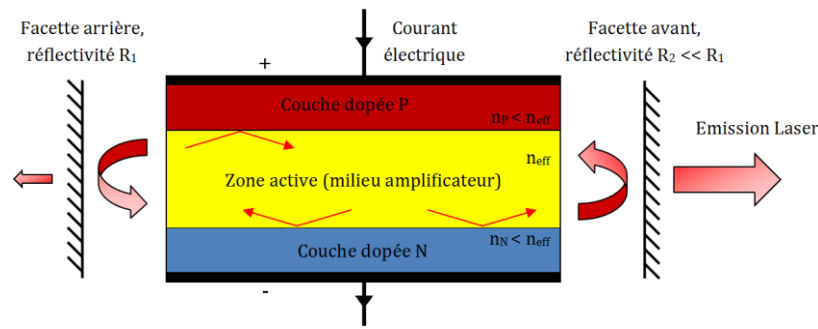
Profitant de ces avancées technologiques, le marché des diodes Laser pilotées en régime impulsionnel s'est développé, porté par un contexte économique et scientifique favorable (essor des télécommunications par fibre optique, lecteur CD, utilisation de Lasers impulsionnels dans l'industrie...), mais également par des contraintes techniques relativement réduites puisque les diodes Laser possèdent une bande passante intrinsèque élevée et leur pilotage en courant reste relativement simple, tout au moins dans des gammes classiques (quelques A et de quelques  $\mu s$  au régime continu). L'utilisation de ces diodes en régime impulsionnel permet d'atteindre

aujourd'hui de fortes puissances crête ( $>> 10W$ ) sans dégradation à court terme de leurs performances sous conditions opérationnelles.

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter un état de l'art de l'utilisation des diodes Laser en régime impulsionnel ainsi que les problématiques associées. Après avoir brièvement rappelé les bases de fonctionnement d'une diode Laser dans un souci pédagogique, et présenté une gamme possible d'applications de ces composants dans ces régimes, nous nous concentrerons sur l'application qui fait l'objet de ces travaux de thèse, à savoir l'utilisation de diodes Laser en tant qu'oscillateur (source « seed ») d'un Laser de type « MOPA ». Nous présentons succinctement l'architecture d'un tel dispositif, les caractéristiques demandées pour le signal « source », puis nous montrons l'intérêt présenté par l'utilisation de diodes Laser en régime pulsé pour cette application. L'objectif principal de ces travaux de thèse visant à évaluer la fiabilité de diodes et modules Laser en régime impulsionnel pilotés largement au-dessus de leur courant nominal de fonctionnement, une synthèse issue de différentes études a été réalisée sur des composants similaires en régime continu et impulsionnel et sera ensuite présentée. Ce chapitre se termine par une étude comparative des solutions existantes sur le marché permettant de piloter des diodes Laser dans les régimes impulsionnels décrits, mettant en avant leurs performances mais surtout leurs limitations.

## **1. Rappels généraux sur le fonctionnement d'une diode Laser**

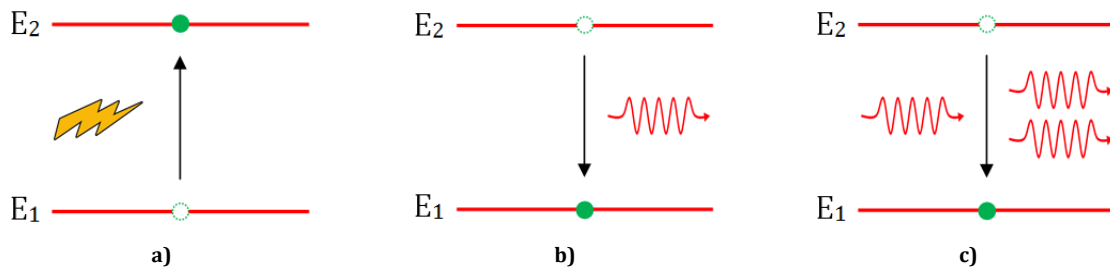
Ce paragraphe n'a pour objectif que de très brièvement rappeler les grands principes de fonctionnement d'une diode Laser. Un lecteur souhaitant approfondir ces notions trouvera aisément une multitude d'ouvrages généraux traitant de ces aspects sous différentes approches. Ce dispositif joue le rôle de transducteur optoélectronique à semiconducteur en se basant sur une jonction de type P-I-N. La couche intrinsèque de cette jonction est une cavité optique résonante de type Fabry-Pérot, dont les facettes sont partiellement réfléchissantes, et l'indice optique effectif est supérieur à celui des couches de revêtement P et N assurant le confinement de la lumière du mode optique fondamental transverse de la cavité. Cette couche intrinsèque, appelée « zone active », reçoit de l'énergie, sous forme d'un courant électrique, ce qui fait passer les électrons des atomes la composant de leur état fondamental, d'énergie  $E_1$ , à un état excité d'énergie  $E_2 > E_1$ . Au-delà d'un certain seuil, la densité de population de l'état excité dépasse celle de l'état fondamental : une inversion de population est alors réalisée. La figure 1 présente un schéma simplifié de fonctionnement d'une cavité Laser :



**Figure 1** - Schéma simplifié d'une cavité Laser de type Fabry-Pérot

Plusieurs mécanismes de recombinaison, à l'œuvre au sein du milieu amplificateur, vont permettre aux atomes étant dans un état excité de revenir à leur état fondamental. Parmi ces mécanismes de recombinaison, nous nous intéresserons en particulier aux mécanismes de recombinaison dits « radiatifs », c'est-à-dire engendrant l'émission d'un photon :

- L'émission spontanée : la désexcitation spontanée d'un électron s'accompagne de l'émission d'un photon de fréquence  $\nu$  et d'énergie  $E = E_2 - E_1 = h\nu$  (avec  $h =$  constante de Planck  $\approx 6,63 \times 10^{-34} m^2 \cdot kg \cdot s^{-1}$ ). C'est l'effet qui permet l'émission de photons dans un semi-conducteur de type LED.
- L'émission stimulée : l'incidence sur l'atome excité d'un photon d'énergie  $E = h\nu$  provoque une désexcitation radiative de celui-ci : un deuxième photon est émis, d'énergie (et donc de longueur d'onde), de direction et de polarisation identiques, en phase avec le photon incident.



**Figure 2** - **a)** Excitation d'un électron par pompage électrique, **b)** Emission d'un photon par la désexcitation spontanée d'un électron, **c)** Amplification optique par émission stimulée

Le mécanisme d'émission stimulée permet donc une amplification des photons produit au sein de la cavité (mécanisme initié par l'émission spontanée). Le pompage électrique de la diode Laser assure une continuité du phénomène par la ré-excitation des atomes revenus dans leur état fondamental à la suite de l'émission d'un photon.

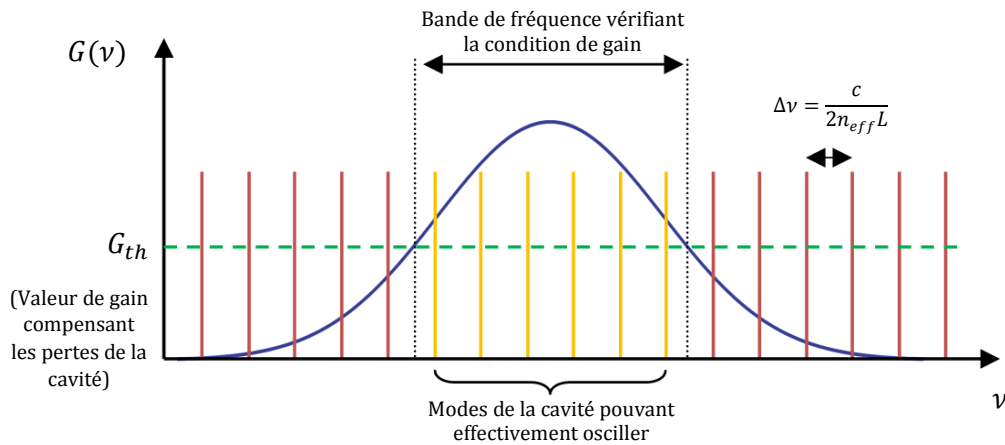
Afin qu'un rayonnement Laser puisse avoir lieu au sein de la cavité Fabry-Pérot, une double condition doit donc être réalisée :

- Le gain optique réalisé par le phénomène d'émission stimulée doit être supérieur aux pertes internes  $\alpha$  de la cavité (liées à des phénomènes d'absorption, diffusion etc.)

- La diode Laser étant un guide d'onde optique, seules certaines fréquences permettront d'obtenir des ondes stationnaires : une onde réfléchi sur une des facettes de la cavité doit être en phase avec l'onde incidente. Les modes longitudinaux « autorisés » dans une cavité de longueur  $L$  et d'indice effectif  $n_{eff}$  possèdent donc une fréquence

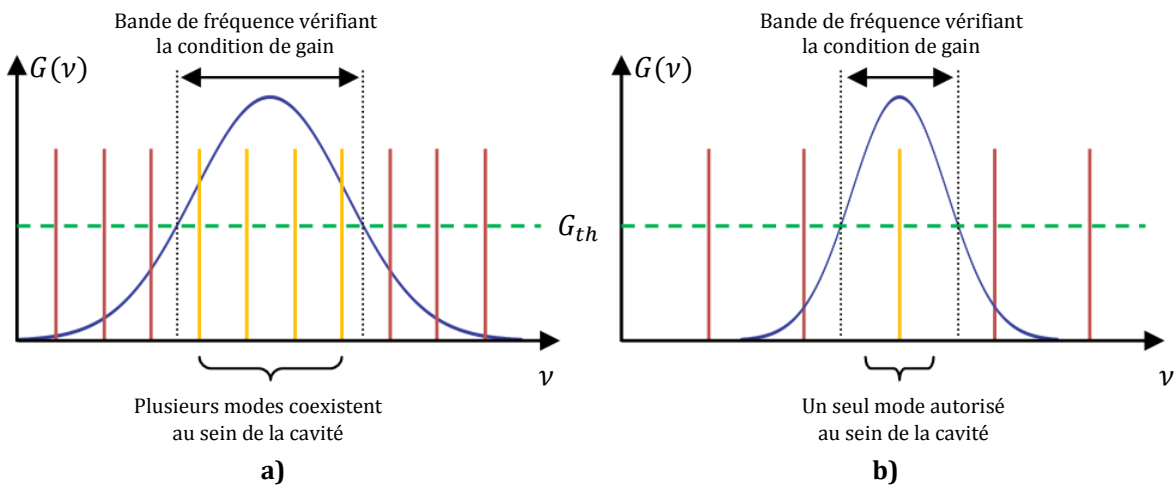
$$\nu = k \times c / (2n_{eff}L) \quad (k \in \mathbb{N}^*) \quad (1)$$

avec  $L$  la longueur de la cavité,  $n_{eff}$  son indice effectif,  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide et  $k$  un entier naturel. Cette double condition est résumée sur la figure 3 ci-dessous :



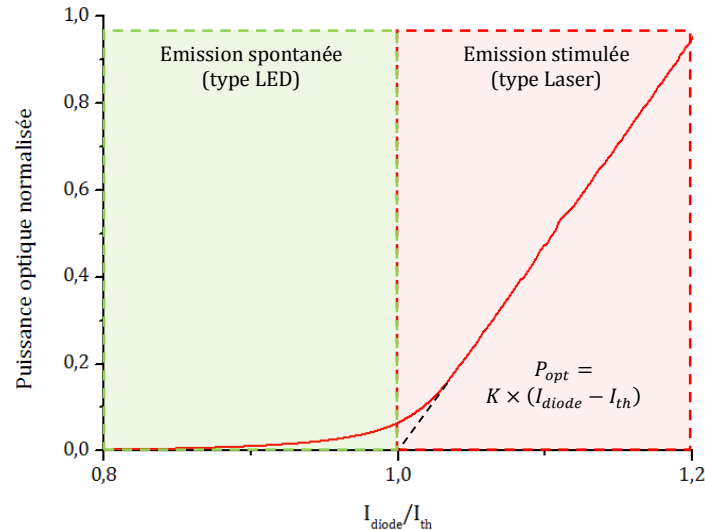
**Figure 3** - Conditions sur le gain et sur la fréquence permettant d'obtenir une oscillation Laser au sein de la cavité

En fonction de la forme de la courbe de gain et de l'écart en fréquence entre les modes « autorisés » au sein de la cavité, la diode Laser peut être multimode (plusieurs modes longitudinaux sont « autorisés » au sein de la cavité) ou bien monomode (un seul mode longitudinal autorisé). La figure 4 ci-dessous présente les deux configurations :



**Figure 4** - Modes sélectionnés au sein de la cavité d'une diode Laser **a)** multimode et **b)** monomode

Afin d'obtenir un gain optique supérieur aux pertes intrinsèques de la cavité, il est nécessaire d'augmenter le courant électrique de pompage de la diode Laser. L'émission Laser est donc obtenue à un courant de pompage supérieur à un courant de seuil, noté  $I_{th}$ . Au-delà de ce courant dit de « seuil Laser », la puissance optique émise par la diode est proportionnelle à la différence entre le courant injecté dans la diode et son courant de seuil, tel qu'observé sur la figure 5 ci-dessous :



**Figure 5** - Variation de la puissance optique émise par une diode Laser sous et au-delà de son courant de seuil en fonction du courant normalisé par le courant de seuil

À présent que les grands principes de fonctionnement d'une diode Laser ont été rappelés, nous allons étudier plus particulièrement l'utilisation de ces composants en régime impulsionnel. Nous allons dans un premier temps présenter l'intérêt que ce type de pilotage peut comporter, ainsi que les technologies de diodes adaptées à ce type d'utilisation, puis nous effectuerons une synthèse des applications les plus communes, propres à ces régimes de fonctionnement.

## 2. Comportement d'une diode Laser en régime impulsionnel

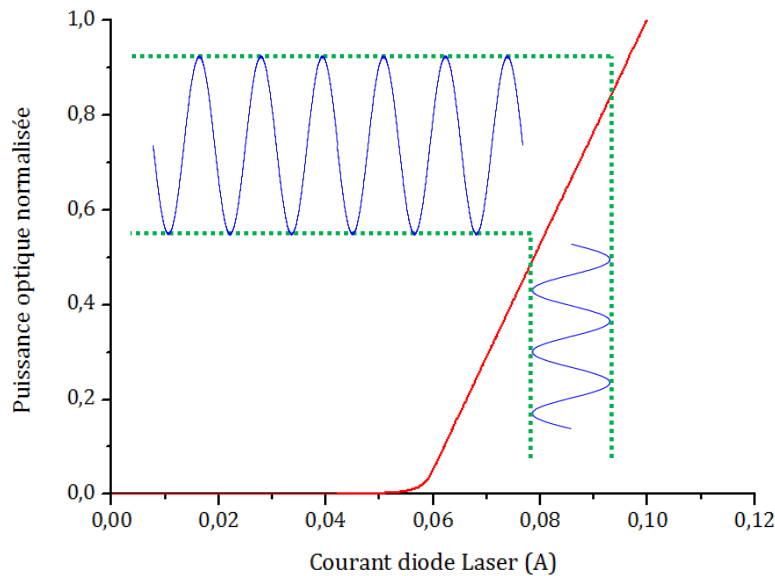
### 2.1. Intérêt

Les diodes Laser standards trouvent la majorité de leurs applications dans une utilisation en régime CW (« Continuous Wave »), à courant constant ou bien à puissance optique émise constante (pilotage réalisable à l'aide d'un asservissement dédié). La puissance moyenne émise par ce type de diode peut varier de quelques mW à plusieurs Watts, voire plusieurs centaines de Watts pour des diodes dites multiéléments voire multibarettes. Bien que des rendements électro-



optiques de 70% aient été obtenus sur des diodes de type GaAs [4], un rendement de 50% est plus communément rencontré, la puissance perdue par effet Joule est donc du même ordre de grandeur que la puissance optique émise par la diode. Ces diodes Laser peuvent donc subir un auto-échauffement important, ce qui peut avoir pour conséquences de diminuer leurs performances (augmentation du courant de seuil, variation du spectre émis), voire de les dégrader irrémédiablement.

Utiliser ce type de diodes Laser en régime impulsionnel, avec un rapport cyclique faible, permet d'utiliser celles-ci à de fortes puissances crêtes, tout en conservant une puissance moyenne faible, et donc un échauffement moindre. Nous verrons en effet que dans ce type de régime, le seuil de dégradation est drastiquement repoussé, ce qui permet d'envisager l'utilisation de ces diodes Laser à des valeurs de courant inenvisageables en régime continu. De plus, la puissance optique émise par une diode Laser est aisément modulable. En effet, au-delà de son seuil Laser, celle-ci est proportionnelle au courant traversant la diode Laser. Il est ainsi possible d'obtenir des impulsions optiques à l'image d'une impulsion électrique de commande. Le Chapitre II décrira plus en détail les conditions de pilotages à satisfaire dans ce type de régime. La figure 6 ci-dessous décrit la puissance optique émise par une diode Laser en fonction du courant la traversant, ainsi que le résultat d'une modulation de ce courant :



**Figure 6** - Modulation de la puissance optique en sortie d'une diode Laser par modulation du courant la pilotant

## 2.2. Variantes technologiques des diodes et modules de l'étude

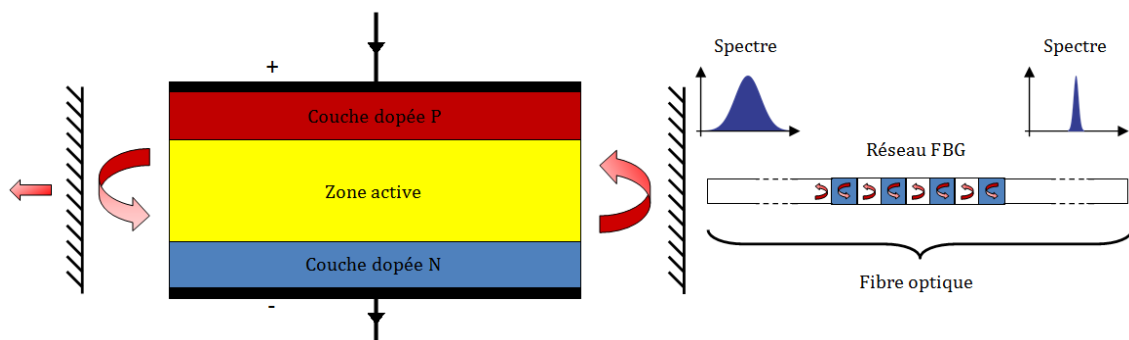
Nous avons rappelé le principe de fonctionnement simplifié d'une diode Laser à cavité Fabry-Pérot, et présenté l'intérêt de l'utiliser en régime impulsionnel. Toutefois, en fonction des applications visées et des caractéristiques d'émission Laser recherchées, différents types de

diodes Laser, fibrées ou non, possédant des caractéristiques technologiques propres, peuvent être rencontrées sur le marché. Nous allons à présent détailler ces différentes technologies de diodes Lasers et modules fibrés, et discuter de leur adéquation à une utilisation en régime impulsionnel.

### 2.2.1. Diode Laser couplée avec un réseau FBG photo-inscrit

En fonction de l'application Laser visée, une forte stabilité de la longueur d'onde du rayonnement Laser émis, ainsi qu'un spectre étroit (le plus monochromatique possible), sont souvent requis. Dans le domaine des télécommunications optiques, par exemple, des diodes Laser présentant des taux de réjection du mode secondaire très élevés (supérieurs à 30dB) sont nécessaires, afin de limiter les phénomènes de dispersion chromatique pouvant survenir lors de la propagation du signal dans la fibre. De même, dans le cas d'amplificateurs de type EDFA (« *Erbium-doped Fiber Amplifiers* »), de faibles fluctuations de la longueur d'onde de pompage peut avoir une forte incidence sur le gain, et donc sur la puissance de sortie d'un tel Laser [5].

Afin d'obtenir un spectre d'émission étroit, et dans le cas d'une diode Laser destinée à être assemblée en module fibré, un réseau de Bragg de type FBG (« Fiber Bragg Grating ») peut être ajouté en sortie du module Laser par photo-inscription dans sa fibre optique. Ce type de réseau présente une structure alternant des couches d'indices différents, ce qui provoque une variation périodique de l'indice de réfraction effectif du milieu de propagation à son niveau. À l'interface entre deux couches, il se produit donc une réflexion partielle du rayonnement émis. Pour la longueur d'onde égale à environ quatre fois l'épaisseur optique d'une couche, les réflexions se combinent par interférences constructives, et les couches agissent comme un miroir de grande qualité. Ainsi, les longueurs d'onde éloignées de cette longueur d'onde centrale sont diffractées par le réseau et perdues, tandis que les longueurs d'onde proches bénéficient d'une forte réinjection dans la partie amplificatrice du laser, procurant ainsi une grande sélectivité spectrale et favorisant par suite l'effet laser sur un des modes de la cavité. La figure 7 détaille le principe de fonctionnement d'un module Laser fibré avec FBG :



**Figure 7** - Principe de fonctionnement d'un réseau FBG photo-inscrit dans la fibre optique d'un module Laser (partie dite « pigtail »)

Ce type de module Laser ne constitue donc pas, à proprement parler, une nouvelle technologie de puce Laser, mais implique l'ajout d'un filtre spectral dans la fibre de sortie d'un module Laser « classique » existant. Le principal avantage de cette technologie de réseau de Bragg réside dans sa grande sélectivité spectrale. De plus, les caractéristiques de fonctionnement du FBG dépendent peu de la température de la fibre, et ne sont pas non plus impactées par d'éventuelles variations de température de la diode, celle-ci étant isolée du réseau, ce qui garantit la stabilité de la longueur d'onde émise.

L'inconvénient est que ce type de réseau n'est que peu adapté à une utilisation en régime impulsionnel. En effet, afin d'obtenir une grande sélectivité spectrale, de nombreux allers-retours du rayonnement Laser émis sont nécessaires entre la diode Laser et le FBG, afin de convenablement verrouiller l'émission Laser autour du mode d'émission favorisé par ce réseau. Le FBG pouvant être inscrit dans la fibre à plusieurs dizaines de cm de la diode Laser, un temps de quelques nanosecondes peut-être nécessaire afin de convenablement verrouiller l'émission Laser autour du mode d'émission souhaité.

### 2.2.2. Technologie monomode intégrée à contre-réaction répartie

Nous avons vu que, dans le cas d'un module Laser muni d'un réseau de type FBG, la partie de la structure engendrant le gain (i.e. la zone active de la diode) est dissociée longitudinalement de la partie permettant la sélection en longueur d'onde (le réseau FBG). Dans le cas d'une diode Laser munie d'un DFB (« Distributed FeedBack »), ces deux structures sont confondues : la sélectivité de la longueur d'onde centrale d'émission s'effectue à l'aide d'un réseau de Bragg directement inscrit et distribué au sein de la zone de gain de la diode Laser. La figure 8 résume le principe de fonctionnement d'une diode Laser de type DFB :

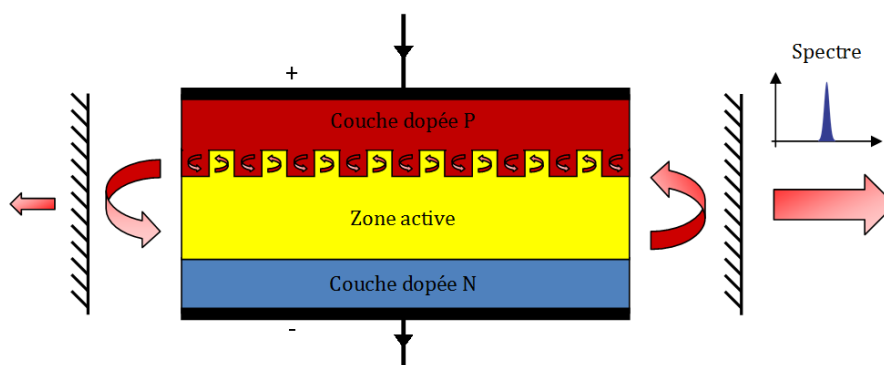


Figure 8 – Architecture simplifiée d'une diode monomode de type DFB

Le principal avantage de cette technique réside dans le fait que la sélection de la longueur d'onde centrale d'émission du Laser s'effectue simultanément à son amplification. Les allers-retours nécessaires à la sélection fine du mode d'émission favorisé par le réseau étant effectués beaucoup plus rapidement que dans le cas d'un FBG, la longueur d'onde d'émission se stabilise en quelques centaines de picosecondes [6]. Les performances dynamiques de ce type de réseau de

Bragg intégrés sont bien meilleures, ce qui rend les diodes Laser munies de ce type de réseau particulièrement adaptées lorsqu'une émission monomode est requise pour des durées d'impulsions de quelques nanosecondes et des largeurs spectrales très fines ( $< 1\text{pm}$ ), correspondant aux cahiers des charges des applications télécommunications à multiplexage de longueurs d'onde (DWDM).

L'inconvénient des diodes et modules Laser de type DFB est que les performances du réseau de Bragg et la stabilité de la longueur d'onde sélectionnée dépendent fortement de la technologie de fabrication utilisée (photolithographie largement sub-microélectronique et gravure) et des conditions de fonctionnement de la diode Laser, ce qu'un réseau de type FBG permettrait d'éviter. Ainsi, une augmentation du courant de pompage de la diode, ou encore de sa température de jonction, pourront s'accompagner de modifications de l'indice des couches composant le réseau, et donc de la longueur d'onde d'émission finale du Laser. Cette propriété peut toutefois devenir un avantage en permettant, via un asservissement de la température de jonction de la diode Laser, d'accorder précisément la longueur d'onde d'émission de celle-ci sur une plage de quelques nm, en fonction de l'application désirée.

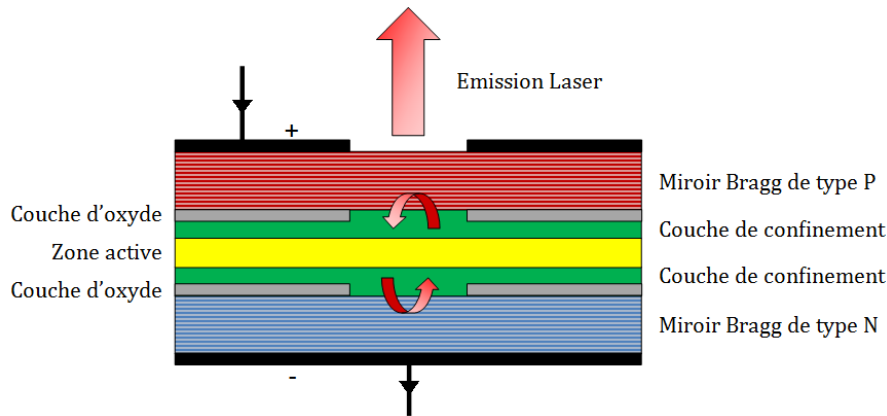
Un autre inconvénient de ce type de composants réside dans le fait que ces derniers peuvent être très sensibles au phénomène dit de « spatial hole burning » [7] : Au sein d'une cavité Laser munie d'un réseau DFB, et lorsque le courant de pompage de la cavité Laser augmente au-delà d'une certaine limite, le champ électromagnétique est intensifié périodiquement aux interfaces des différentes couches composant le réseau, du fait du caractère stationnaire des ondes électromagnétiques se propageant au sein de la cavité, ce qui provoque une augmentation locale du taux de recombinaison spontanée [8]. La conséquence de ce phénomène est une variation périodique du gain, pouvant avoir pour conséquence une modification drastique de la condition de l'effet stimulé de certains modes.

Toutefois, la haute sélectivité en longueur d'onde de ce type de composants, leur compacité, la possibilité d'utiliser une diode non fibrée (le réseau étant intégré à la zone active de la diode), ainsi que la vitesse de stabilisation du spectre d'émission autour de la fréquence du réseau de Bragg, font des diodes Laser DFB des composants particulièrement intéressants dans des applications requérant une émission monomode en régime impulsionnel, telles que les télécommunications optiques, ou encore, comme nous le verrons par la suite, le « seed » impulsionnel d'amplificateurs Laser.

### **2.2.3. Technologie à cavité verticale (VCSEL)**

Les types de diodes étudiées précédemment ont toutes un point commun : celui d'être des diodes Laser émettant par la tranche (technologie dite « edge »), dans leur plan d'épitaxie. Dans une diode Laser VCSEL, le faisceau laser est émis perpendiculairement à la surface des couches

constituant sa structure. Le résonateur laser est constitué de deux réseaux de Bragg parallèles à la surface du wafer, et, entre eux, d'une région active constituée d'un ou plusieurs puits quantiques permettant la génération du faisceau laser. Les réseaux de Bragg sont obtenus par épitaxie successive de couches alternant haut et bas indices de réfraction, et permettent d'atteindre de fortes réflectivités (de l'ordre de 99%). Une réflectivité élevée est en effet nécessaire pour compenser la faible longueur du milieu amplificateur. La figure 9 décrit le principe de fonctionnement d'une diode Laser de type VCSEL :



**Figure 9** - Principe de fonctionnement d'une diode Laser de technologie VCSEL

Contrairement à une diode émettant par la tranche, où l'émission Laser est confinée sur l'épaisseur de la zone active (épaisseur volontairement faible afin de confiner les porteurs en son sein par effet de puits quantique), il est possible, à l'aide de ce type de diode, d'émettre un faisceau Laser sur une surface plus étendue. Cette propriété présente deux avantages : premièrement, la divergence du faisceau est réduite, ce qui permet de directement injecter le rayonnement Laser émis dans une fibre, sans optique de collimation, avec un taux de couplage élevé. De plus, pour une même puissance optique émise, la densité de puissance optique traversant les couches de la diode est réduite : les diodes Laser de type VCSEL peuvent fonctionner à de très forts courants crêtes, et émettre de fortes puissances optiques, avec un risque réduit de COD (sous réserve que le rapport cyclique de fonctionnement ne dépasse pas quelques %). Enfin, la forte réflectivité des facettes (99%) réduit fortement le courant de seuil Laser  $I_{th}$  de ces diodes à des valeurs parfois inférieures à 1mA [9]. Toutefois, le fort diamètre d'ouverture de ce type de diode autorise l'apparition de nombreux modes d'émission transverses, bien que l'émission soit longitudinalement monomode [10].

Enfin, la faible épaisseur de la zone active de ce type de diode Laser et l'espacement réduit entre les deux réseaux de Bragg délimitant la cavité résonnante du Laser en font un composant intrinsèquement rapide : des composants possédant une bande passante de 10GHz sont communs sur le marché, et des bandes passantes allant jusqu'à 29GHz ont été obtenues en modulation directe sur certains types de diodes VCSEL [11]. Ces composants sont donc parfaitement indiqués

pour une utilisation en régime impulsionnel nanoseconde, et, comme nous l'avons vu précédemment, à de fortes valeurs de courant.

Les différentes diodes Laser présentées précédemment possèdent donc toutes des caractéristiques qui leur sont propres, et présenteront chacune un intérêt à être pilotées en régime impulsionnel, en fonction des applications visées. Nous allons à présent détailler un ensemble d'applications pour lesquelles il est intéressant d'utiliser ces diodes Laser en régime impulsionnel.

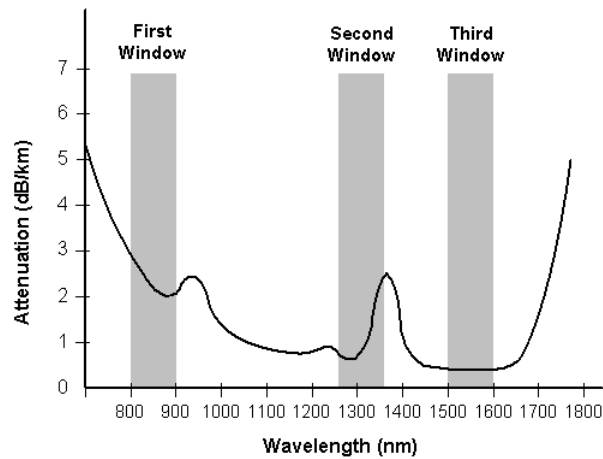
### **2.3. Applications typiques des diodes Laser en régime impulsionnel**

De nombreuses applications nécessitent le pilotage de diodes Laser ou de modules Laser fibrés dans des régimes impulsionnels courts, avec des durées d'impulsions inférieures à la microseconde et ci-dessous, nous en décrivons les principales. Nous focaliserons ensuite notre attention sur l'application visée dans le cadre de l'étude que nous avons menée.

#### **2.3.1. Télécommunications optiques à longue distance**

L'obtention, dans les années 1970, des premières diodes fonctionnant à température ambiante, ainsi que l'apparition des premières fibres de silice permettant la transmission de signaux optiques avec des pertes « faibles » (20dB/km [12]) se sont accompagnés d'un rapide développement des télécommunications optiques. Depuis, ce développement s'est poursuivi grâce à un accroissement de la complexité et de la taille des informations à transmettre, avec pour conséquence un besoin croissant en matière de débit de données.

Les premières diodes Laser utilisées en télécommunication émettaient à une longueur d'onde proche de 800nm, et des fibres optiques multimodes étaient utilisées pour transmettre les signaux émis. Par la suite, les bandes de fréquences autour de 1310nm et 1550nm ont été utilisées, l'atténuation de ces longueurs d'ondes au sein des fibres optiques étant minimales. L'utilisation de ces bandes de fréquences et l'amélioration des procédés de fabrication ont permis de diminuer l'atténuation optique des signaux en dessous de 1 dB/km. La figure 10 décrit les trois fenêtres de transparence historiquement utilisées pour cette application :

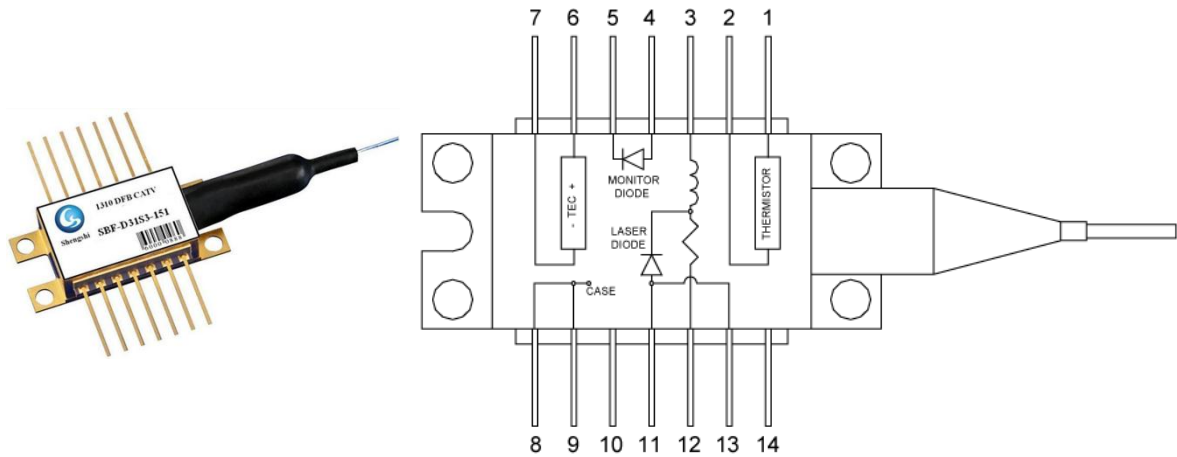


**Figure 10** - Atténuation dans une fibre optique en fonction de la bande de longueur d'onde utilisée

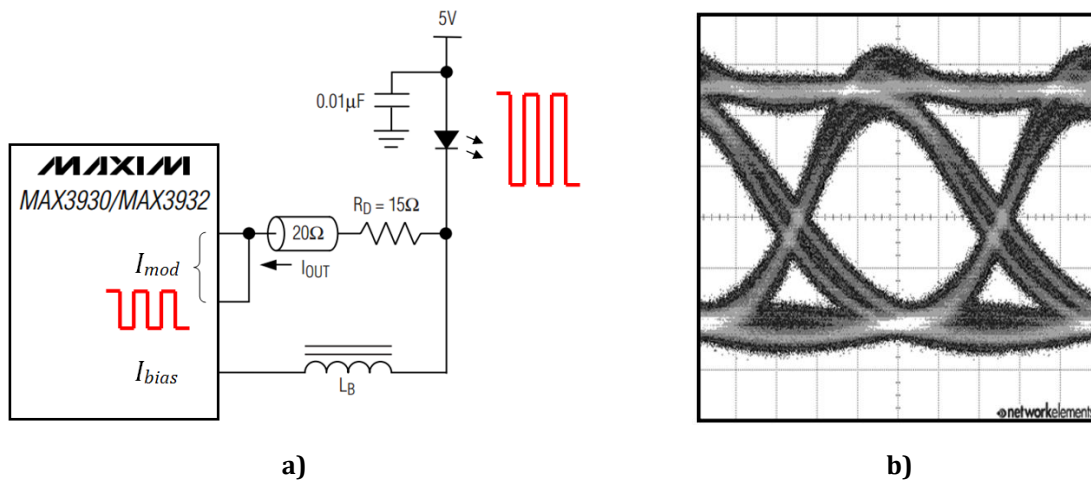
A l'heure actuelle, différents systèmes sont utilisés afin de réaliser des transmissions de données par fibre optique à plus ou moins longues distances, et avec un débit variable. Les performances de transmetteurs à technologie « Electro-absorption Modulated Laser » (EML) dépassent actuellement celles de diodes Laser modulées, ou « Directly Modulated Laser » (DML), à la fois en terme de débit (> 40Gb/s) et de distance de transmission (jusqu'à 40km), mais pour un coût, un encombrement et une complexité supérieurs [13]. L'utilisation de diodes Laser en modulation directe est donc préférée pour des applications à plus bas débit (nécessitant toutefois des diodes modulables jusqu'à 10GHz), pour lesquelles un encombrement réduit, une électronique de pilotage simple et un coût moindre sont requis.

Le spectre d'émission des diodes Laser utilisées doit être le plus fin possible, non seulement afin d'éviter que la dispersion chromatique élargisse les impulsions et ne corrompe les données à transmettre par une superposition temporelle de ces dernières, mais également pour permettre de faire circuler plusieurs signaux, multiplexés en longueur d'onde, simultanément sur une seule fibre par la technique DWDM.

Pour satisfaire à l'ensemble de ces exigences, l'utilisation de diodes Laser monomodes à base de phosphore d'indium (InP), émettant dans la bande de longueur d'onde autour de 1300nm ou 1550nm, sont habituellement utilisées. Ces diodes sont généralement polarisées avec un courant supérieur à leur seuil Laser, de sorte que la diode émette en régime continu. La diode est ensuite modulée autour de son point de fonctionnement avec des impulsions de courant, à l'image des données à transmettre, pouvant atteindre 100mA crête, et de durée pouvant descendre à 50ps (pour une transmission à 10GB/s). La figure 11 ci-dessous décrit l'architecture d'un module Laser « butterfly » utilisé dans ce type d'applications, et la figure 12 détaille un exemple de circuit de modulation de diodes Laser télécom, ainsi que le diagramme de l'œil obtenu :



**Figure 11** – Vue externe et structure interne d'un module Laser de type « butterfly » pour applications télécoms (Wuhan Shengshi Optical, référence SBF-X31XX-XXX, longueur d'onde = 1310nm)



**Figure 12** – a) Exemple de circuit permettant la modulation du courant d'une diode Laser à 10Gb/s autour d'un point de polarisation continu b) Diagramme de l'œil optique correspondant (14ps/div,  $I_{bias} = 15mA$ ,  $I_{mod} = 70mA_{pp}$ , puissance moyenne = -2dBm)

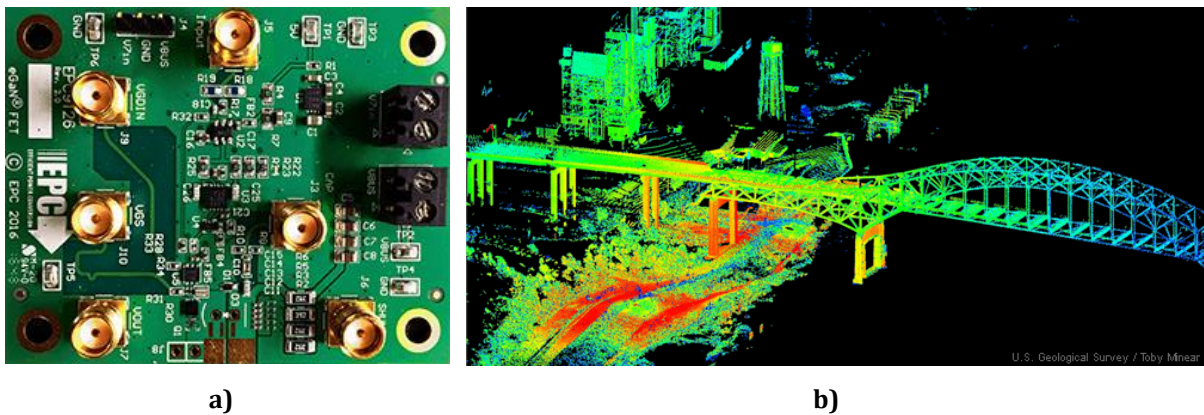
Afin de conserver un spectre d'émission étroit à de hautes fréquences de modulation, l'utilisation de diodes Laser de type Fabry-Pérot simples est donc proscrite. Les diodes Lasers de type DFB sont donc privilégiées pour ce type d'applications, de par leur faculté à conserver une émission monomode, même à des fréquences de fonctionnement élevées. Des diodes Laser VCSELS peuvent également être envisagées, toutefois, l'apparition de modes transverses au-delà d'une certaine puissance optique limite leurs performances dans ce type d'applications.

### 2.3.2. Imagerie LiDAR

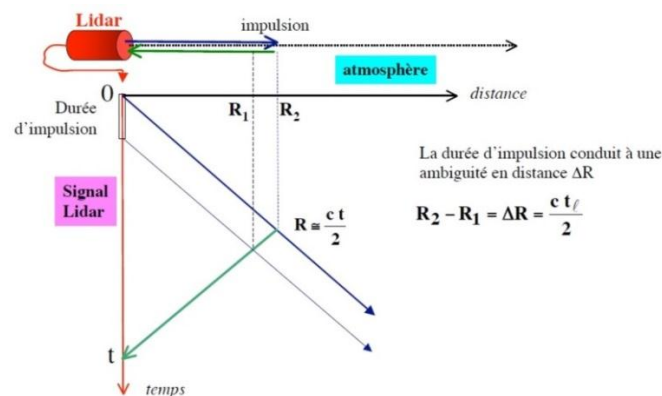
L'imagerie LiDAR (« Light Detection And Ranging ») est une technique de télémétrie et d'imagerie 3D précise, reposant sur le balayage rapide d'une zone à étudier par des impulsions Laser ultra courtes (quelques nanosecondes). La mesure du temps de trajet aller/retour des impulsions émises, après réflexion sur les cibles de la zone visée, permet de connaître avec



précision leur distance à la source Laser. Cette technique d'imagerie possède de nombreuses applications dans des domaines tels que la cartographie, la surveillance de terrains géologiques actifs, ou encore, plus récemment, dans la détection d'obstacle par des véhicules sans pilote (voiture autonome, drones). La figure 13 détaille une carte électronique de pilotage de diode Laser dans ce cadre d'applications ainsi qu'un exemple d'image obtenue. La plage de distance couverte par ce dispositif d'imagerie est directement corrélée à la puissance maximale émise par la source Laser : plus la puissance des impulsions Laser est grande, plus le dispositif pourra mesurer des distances éloignées. La figure 14 montre qu'il existe également une incertitude  $\Delta R$  de la distance mesurée, proportionnelle à la durée de l'impulsion Laser émise. Afin de réduire au maximum la valeur de cette incertitude, le dispositif LiDAR doit générer les impulsions les plus courtes possibles. A titre d'exemple, une durée d'impulsion de 5ns engendre une incertitude de 75cm.



**Figure 13 - a)** Kit d'évaluation développé par EPC Corporation pour des applications LiDAR (EPC9126),  
**b)** Exemple de cartographie 3D obtenue avec un système LiDAR [14]



**Figure 14 -** Incertitude sur la distance mesurée en fonction de la durée d'impulsion LiDAR

Afin de réaliser une cartographie précise de son environnement, un système LiDAR doit donc pouvoir générer des impulsions Laser de quelques nanosecondes seulement, possédant une puissance crête d'autant plus élevée que la zone à cartographier est vaste. Ces impulsions doivent être émises à une cadence élevée (plusieurs dizaines, voire centaines de kHz), afin de réaliser un balayage rapide de l'ensemble de la zone étudiée.

Les diodes Laser de type VCSEL sont particulièrement adaptées à ce type d'applications. En effet, elles sont capables d'émettre de fortes puissances optiques (plusieurs Watts, voire dizaines de Watts crête), et, du fait de la finesse de leur cavité optique, sont modulables à des fréquences très élevées. Le caractère multimode transverse de l'impulsion Laser émise n'est pas critique dans cette application.

Il existe de nombreuses autres applications de ces types de diodes Laser, pilotées en régime impulsionnel, que nous ne détaillerons pas. Nous pouvons citer, par exemple, la lecture / gravure de DVD (voir figure 15), ou encore le test de circuits intégrés. En revanche, il importe de détailler précisément l'application à l'origine de ces travaux de thèse qui adresse l'utilisation de diodes Laser en régime impulsionnel pour le « seeding » de Laser à fibre de forte puissance. La justification du travail de thèse associé est détaillée au cours du paragraphe 4.

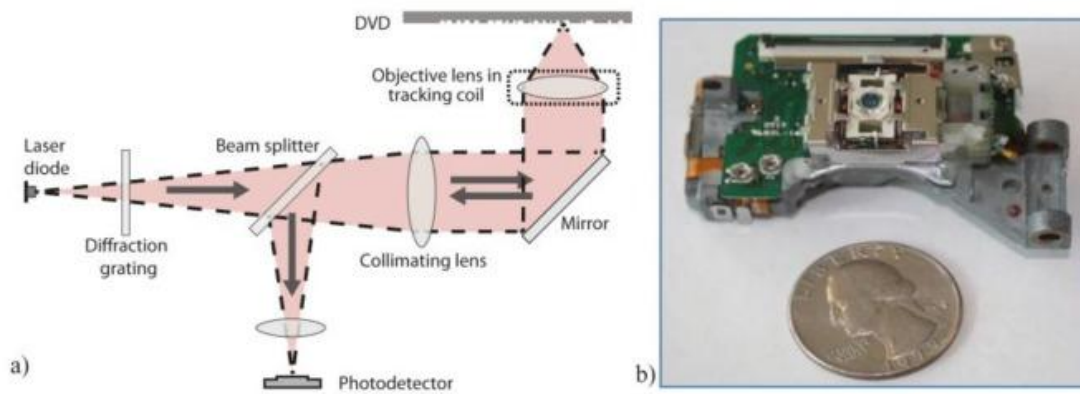


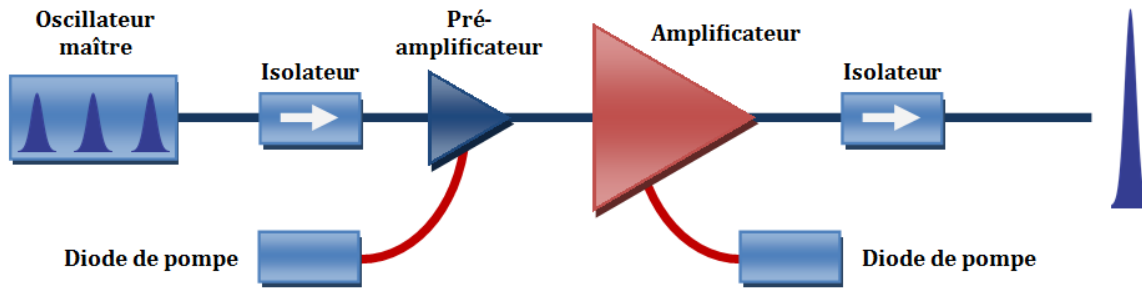
Figure 15 - a) Schéma et b) Image d'un système de lecture CD à diode Laser [15]

### 3. Utilisation de diodes Laser en tant qu'oscillateurs source de Laser de type « MOPA »

#### 3.1. Rappel du principe de fonctionnement du Laser « MOPA »

Nous avons présenté, en introduction générale, une architecture de Laser particulièrement prisée pour sa modularité : le Laser « MOPA » (« Master Oscillator Power Amplifier »), composé, comme son nom l'indique, d'un oscillateur « maître », fournissant des impulsions optiques à un étage d'amplification, solide ou fibré, dopés avec des terres rares (exemple : Néodyme, Erbium, Ytterbium) et pompé par des diodes Laser de puissance. Le principal intérêt de ces Lasers réside dans la possibilité de moduler la puissance optique émise en jouant sur le niveau de pompage du milieu amplificateur. Les autres caractéristiques du Laser (durée, forme et fréquence des impulsions, longueur d'onde et largeur spectrale) sont alors principalement dépendantes des caractéristiques du signal dit de « seed », émis par

l'oscillateur « source ». La figure 16 présente un exemple d'architecture de Laser de type « MOPA » :



**Figure 16** - Exemple d'architecture de Laser « MOPA » avec étage d'amplification à Fibre dopée à base d'ions Ytterbium

Le rendement et les longueurs d'onde d'émission et de pompage du Laser sont fonction du dopage choisi. La longueur d'onde de l'oscillateur « source » doit être identique à la longueur d'onde d'émission du matériau amplificateur :

Ion actif	Matrices hôtes	Longueurs d'ondes émises
<b>Néodyme (Nd<sup>3+</sup>)</b>	YAG, YVO4, YLF, silice	1,03 - 1,1µm / 0,9 - 0,95µm / 1,32 - 1,35µm
<b>Ytterbium (Yb<sup>3+</sup>)</b>	YAG, tungstates, silice	1,0 - 1,1µm
<b>Erbium (Er<sup>3+</sup>)</b>	YAG, silice	1,5 - 1,6µm / 2,7µm / 0,55µm
<b>Thulium (Tm<sup>3+</sup>)</b>	YAG, silice, verres fluorés	1,7 - 2,1µm / 1,45 - 1,53µm / 0,48µm / 0,8µm
<b>Holmium (Ho<sup>3+</sup>)</b>	YAG, YLF, silice	2,1µm / 2,8 - 2,9µm
<b>Praséodyme (Pr<sup>3+</sup>)</b>	Silice, verres fluorés	1,3µm / 0,635µm / 0,6µm / 0,52µm / 0,49µm
<b>Cérium (Ce<sup>3+</sup>)</b>	YLF, LiCAF, LiLuF, LiSAF, et fluorures similaires	0,28µm / 0,33µm

**Table 1** - Longueur d'onde d'émission d'un Laser « MOPA » en fonction des ions dopants du milieu amplificateur [16]

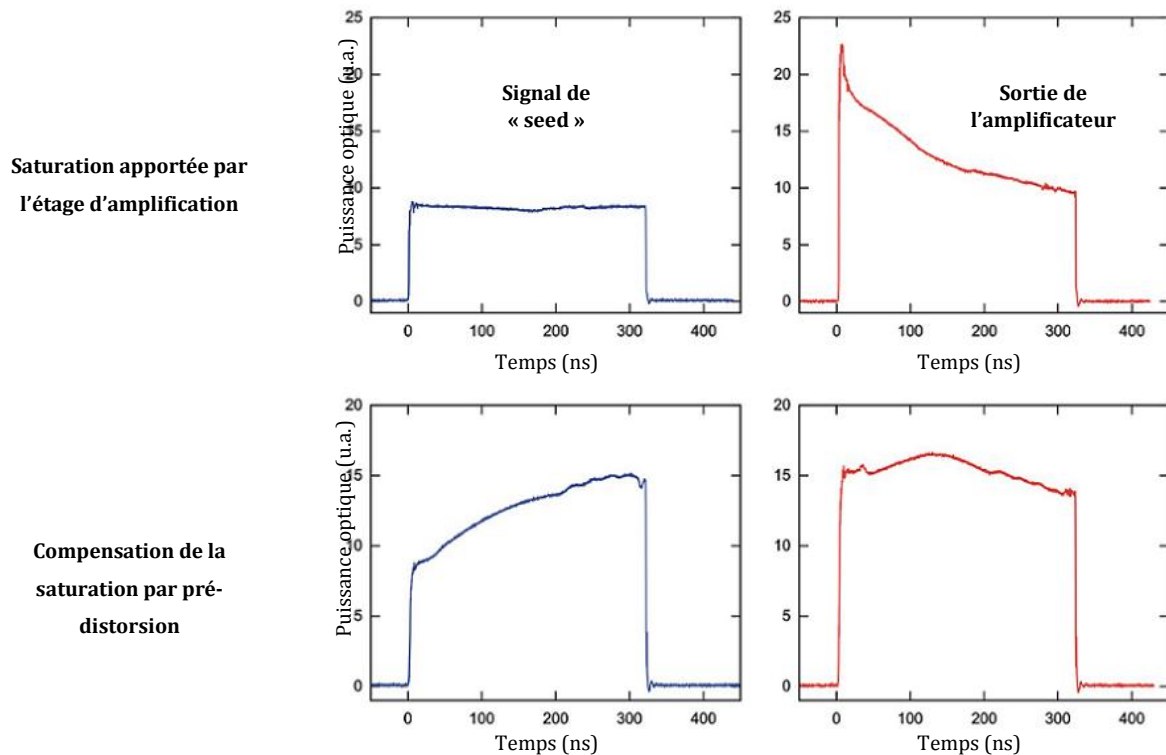
L'oscillateur « maître » (ou oscillateur « source ») s'appuie généralement sur deux grands types de dispositifs :

- un Laser dit « Q-switché » dans le cas d'un Laser nanoseconde,
- un Laser à verrouillage de modes dans le cas d'un Laser picoseconde.

Ces sources Laser permettent d'obtenir de fortes puissances crête, mais sont peu modulables en terme de durée / fréquence / forme d'impulsion, ou en longueur d'onde émise. Plusieurs solutions, basées sur l'utilisation d'une diode Laser, permettent d'obtenir un signal « source » possédant la modularité demandée.

### 3.2. Oscillateur « source » à diode Laser en régime continu et modulateur électro-optique

Il est possible de fournir un signal de « seed » très modulaire à partir d'une diode Laser pilotée en courant continu. Dans ce cas, la puissance optique émise est ajustée à l'aide d'un modulateur électro-optique rapide, afin d'obtenir des impulsions de forme, d'amplitude, de fréquence et de largeur variable. Cette solution est souvent adoptée dans la conception d'un Laser émettant des impulsions d'une durée supérieure à une dizaine de nanosecondes. En effet, au-delà, une saturation du gain de l'étage d'amplification peut amener à une décroissance de la puissance émise au cours de l'impulsion [17]. Il est alors intéressant de moduler la forme de l'impulsion émise par la source du signal de « seed », tel que représenté en figure 17, afin de réaliser une pré-distorsion de ce signal, et donc d'éviter l'effet de cette saturation:



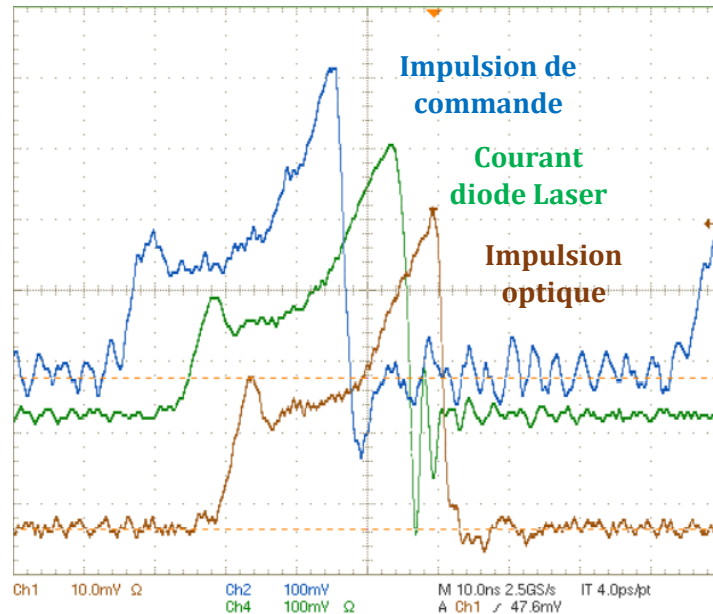
**Figure 17** - Compensation de la saturation induite par l'étage d'amplification d'un Laser MOPA

Toutefois, l'utilisation d'un modulateur électro-optique est coûteuse et la modulation d'une diode pilotée en CW (régime continu) limite la puissance crête maximale des impulsions à la puissance maximale continue.

### 3.3. Oscillateur « source » à diode Laser en modulation directe

#### 3.3.1. Pilotage de la diode Laser en régime nanoseconde

Nous avons vu que les diodes Laser sont des composants aisément modulables en puissance optique à de très hautes fréquences, il est donc tout-à-fait envisageable de piloter directement ces diodes Laser en régime impulsionnel, tout en réalisant une mise en forme de l'impulsion de « seed » ainsi produite directement par une modulation du courant traversant la diode (voir Figure 18) :

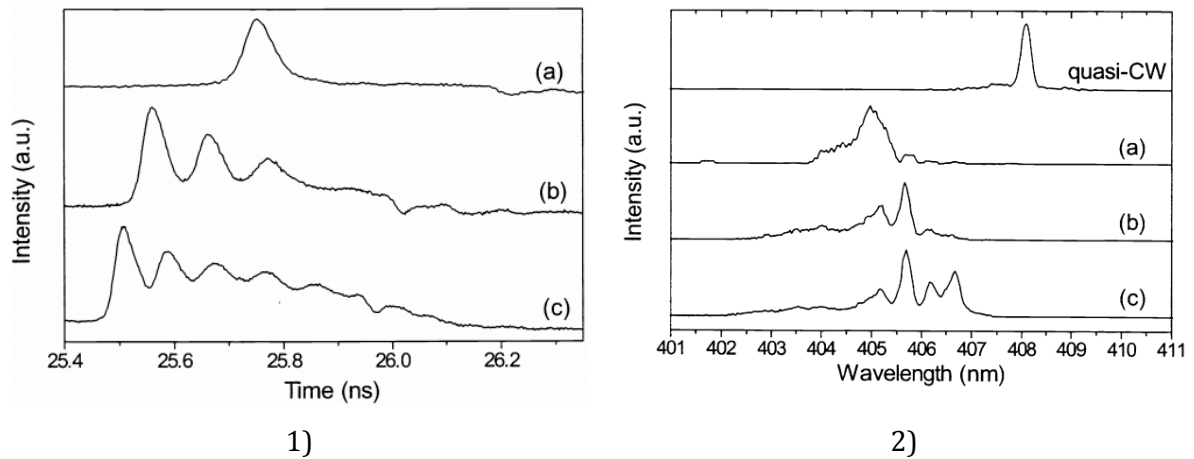


**Figure 18** - Exemple d'impulsions de forme variable obtenue à l'aide d'un circuit de pilotage modulant une diode Laser avec une rampe exponentielle de courant (circuit BFS-VRM-03-HP de PicoLAS)

Sur la figure précédente, nous pouvons constater que l'impulsion optique (courbe marron) est bien à l'image de l'impulsion de courant traversant la diode Laser (courbe verte), elle-même à l'image de l'impulsion de commande du circuit (courbe bleue).

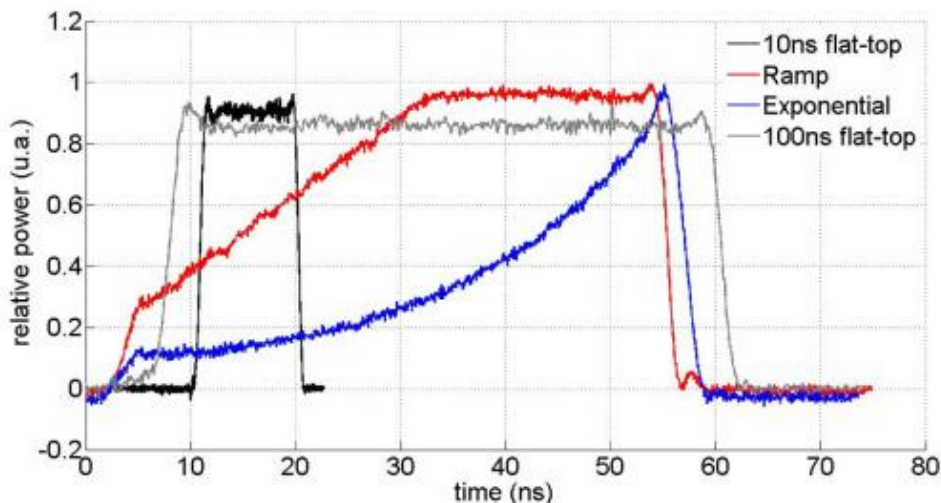
Toutefois, lorsque la diode Laser est pilotée avec des fronts de courant très rapides (typiquement de quelques centaines de mA/ns), une oscillation amortie est observable sur la réponse optique de la diode Laser : un phénomène dit de « gain-switching » est alors observé. L'origine de ce phénomène est détaillée dans le paragraphe suivant. Ce phénomène limite la bande passante dans laquelle la diode Laser est utilisable en régime « linéaire », c'est-à-dire dans laquelle la réponse optique de la diode est à l'image de l'impulsion de courant l'ayant générée. Ainsi, la diode Laser n'est pas pilotable linéairement en dessous d'une durée d'impulsion donnée. Il n'est donc pas recommandé d'utiliser une diode Laser directement modulée en tant que source de « seed » d'un Laser « MOPA » pour des durées d'impulsions de quelques nanosecondes seulement, à cause de ces oscillations de relaxation venant modifier la forme de la réponse optique obtenue,

mais également parce que, comme nous le verrons par la suite, ce régime de « gain-switching » est accompagné d'une émission spectralement multimode, se stabilisant en même temps que les oscillations associées. La figure 19 ci-dessous représente l'évolution du spectre émis par une diode de type GaInN à puits quantique multiple, pilotée en régime de « gain-switching », en fonction de la durée de l'impulsion de courant de pilotage de la diode. Nous notons que plus l'impulsion émise est courte, plus le spectre émis est large, et décalé vers les basses longueurs d'ondes :



**Figure 19 - 1)** Stabilisation des oscillations de relaxation observées sur la réponse optique des diodes testées, **2)** Spectres correspondants, comparés au spectre relevé en régime quasi-CW (durée d'impulsion de 150ns, fréquence de 3kHz, la valeur du courant n'est pas précisée) [18]

Afin d'obtenir une émission monomode, il est donc nécessaire d'atténuer le phénomène de « gain-switching » de la diode Laser, en pilotant celle-ci avec des fronts de courant adoucis, mais au prix d'une durée minimale d'impulsion plus longue comme indiqué en figure 20.



**Figure 20 -** Exemples de formes d'impulsion de commande de circuit de pilotage de diode Laser démontrant que sur les signaux « rampe » et exponentiel, les fronts montants sont adoucis pour limiter le phénomène de « gain-switching » [19]

### 3.3.2. Pilotage de la diode Laser en régime dit de « gain-switching ».

Nous avons vu précédemment que ce phénomène dit de « gain-switching » s'accompagne d'oscillations amorties sur la réponse optique de la diode Laser. Nous allons à présent détailler son origine, modéliser ce phénomène et montrer comment l'exploiter pour générer des impulsions Laser courtes ( $< 1\text{ns}$ ).

Tel que nous l'avons évoqué précédemment, le pilotage d'une diode Laser en régime de « gain-switching » est obtenu grâce à une forte impulsion de courant, qui va générer une rapide inversion de population au sein de sa zone active. La déplétion des porteurs accumulés, via le phénomène d'émission stimulée, est réalisée plus rapidement que leur injection, si bien qu'une fois un premier paquet de photons émis, le gain de la cavité laser redevient inférieur aux pertes, ce qui stoppe l'émission Laser. Si le pompage de la diode Laser (i.e. sous injection de courant) est poursuivi, de nouveaux porteurs susceptibles d'émettre des photons par émission stimulée sont alors réinjectés dans la cavité, et l'émission Laser peut alors reprendre. Nous observons alors des oscillations de relaxation sur la réponse optique de la diode et la fréquence de ces oscillations dépend de plusieurs paramètres propres à la diode laser (durée de vie des porteurs et des photons au sein de la cavité, volume de la zone active, réflectivité des facettes etc.), et elle est généralement égale à plusieurs GHz.

L'évolution temporelle de la densité de porteurs et de la densité de photons au sein de la zone active de la diode Laser est régie par deux équations différentielles couplées, appelées équations de population. Ces équations prennent en compte plusieurs caractéristiques de la diode, telles que la longueur et l'indice de la cavité, la durée de vie des porteurs et photons au sein de celle-ci, la réflectivité des facettes etc.

Néanmoins, nous ne disposons pas de la plupart des paramètres nécessaires à la modélisation des diodes étudiées dans le cadre de nos travaux. Afin de comprendre la dynamique d'une diode Laser pilotée dans ce type de régime, nous utilisons un modèle existant de diode Laser qui est celui d'une diode à cavité Fabry-Pérot classique, non fibrée, décrite en figure 1. Les équations de population, ainsi que les principaux paramètres nécessaires à leur résolution, proviennent de l'étude menée par D. Marcuse *et al.* [20]. Les équations de populations présentées en Table 2.a), permettent de modéliser le comportement de  $N$  modes ( $N \geq 1$ ), à partir des paramètres prédéfinis décrits dans la Table 2.b)

$$\frac{dn_e}{dt} = \frac{J}{ed} - \frac{n_e}{\tau_{sp}} - \frac{c}{\eta n_g} \sum_{v=1}^{v=N} g_v S_v \quad (2)$$

$$\frac{dS_v}{dt} = \frac{\gamma}{\tau_{sp}} D_v n_e + \frac{c}{n_g} (g_v - \alpha) S_v \quad (3)$$

Avec :

$$g_v = \eta \frac{n_g}{c} A (D_v n_e - \widehat{n}_0) \quad (4)$$

**a)**

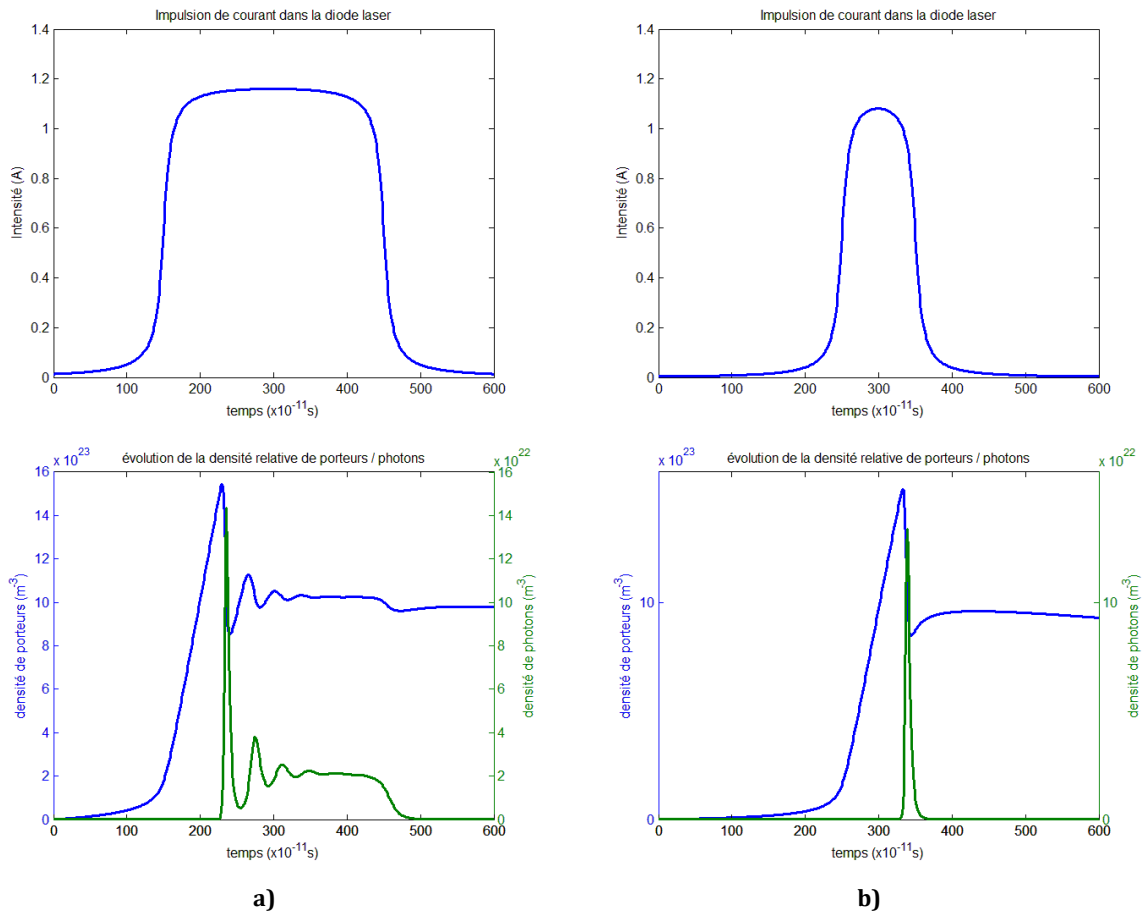
**b)**

- $\eta$  = facteur de confinement = 0,5
- $t$  = coordonnée de temps
- $n_e$  = densité d'électrons dans la bande de conduction
- $\widehat{n}_0$  = constante déterminant le seuil Laser ( $2,2 \times 10^3 \mu m^{-3}$ )
- $J$  = densité de courant
- $e$  = charge de l'électron ( $1,6 \times 10^{-19} C$ )
- $d$  = épaisseur de la zone active ( $0,3 \mu m$ )
- $D$  = largeur de la zone active ( $5 \mu m$ )
- $c$  = vitesse de la lumière dans le vide ( $3 \times 10^{14} \mu m \cdot s^{-1}$ )
- $\tau_{sp}$  = durée de vie d'un électron avant recombinaison par émission spontanée ( $3 \times 10^{-9} s$ )
- $n_r$  = indice de réfraction de la zone active (3,4)
- $n_g$  = indice de groupe de la zone active (4)
- $g_v$  = facteur de gain du mode  $v$
- $S_v$  = densité de photons du mode  $v$
- $\alpha$  = coefficient de pertes effectives dans la cavité =  $\alpha_0 + \left(\frac{1}{L}\right) \ln \left(\frac{1}{R}\right)$
- $L$  = longueur de la cavité ( $250 \mu m$ )
- $R$  = réflectivité des facettes de la cavité (0,3)
- $\alpha_0$  = coefficient de pertes
- $\gamma$  = facteur d'émission spontanée ( $3,9 \times 10^{-3}$ )
- $D_v$  = facteur de forme spectral
- $A$  = facteur d'émission stimulée ( $1,9 \times 10^9 \mu m^3 \cdot s^{-1}$ )

**Table 2 - a)** Equations de population et paramètres génériques utilisés pour modéliser la réponse optique d'une diode Laser à cavité Fabry-Pérot à une impulsion de courant, **b)** Paramètres de la diode Laser nécessaires à leur résolution d'après D. Marcuse *et al.* [20]

Ces équations sont non linéaires et ne peuvent pas être résolues analytiquement. Afin d'obtenir des solutions approchées de ces équations, il est donc nécessaire de les résoudre numériquement. Un code spécifique a été développé en environnement MATLAB® permettant de résoudre ces équations à l'aide de la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4,5. L'impulsion de courant pilotant la diode Laser a été modélisée en considérant la somme de deux fonctions arc-tangente déphasées et de signe opposé. Le temps de montée / descente de l'impulsion de commande est paramétrable ainsi que sa valeur crête maximale. Le résultat de la modélisation réalisée est présenté figure 21.a) et 21.b) :





**Figure 21 - a)** Modélisation de la réponse optique d'une diode Laser à cavité Fabry-Pérot à une impulsion de courant. Mise en évidence des oscillations de relaxation du Laser. **b)** Exploitation du phénomène pour l'obtention d'une impulsion optique courte

Sur la figure 21.a), nous constatons que lorsque la diode Laser, considérée dans notre modèle, est pilotée avec une rapide impulsion de courant ( $I_{LD} = 1,1A, t_r = t_f = 0,5ns$ ), des oscillations de relaxation sont bien observables sur sa réponse optique, ainsi que sur l'évolution temporelle de la densité de porteurs au sein de sa zone active. Ces oscillations de relaxation s'amortissent rapidement, en 2ns environ, puis la puissance optique émise et la densité de porteurs au sein de la cavité se stabilisent. Toutefois, la figure 21.b) nous montre que si l'injection de courant est stoppée après l'émission du premier paquet de photons, l'émission Laser est interrompue. Il est ainsi possible de générer des impulsions optiques plus courtes que l'impulsion de courant d'excitation [21]. La durée de l'impulsion optique produite dépend de la fréquence des oscillations de relaxation de la diode Laser, et elle reste généralement comprise entre quelques dizaines et quelques centaines de picosecondes.

Il est donc possible d'utiliser une diode Laser afin de créer des impulsions nanosecondes, voir sub-nanosecondes, susceptibles d'être injectées et amplifiées au sein d'un Laser de type « MOPA ». Ce type de source de « seed » Laser possède de nombreux avantages, en termes de modularité, par rapport à une solution de type source « Q-switch » ou de type Laser à verrouillage de mode, que nous résumons ci-dessous :

- La fréquence des impulsions est ajustable, ce qui permet de s'affranchir de l'utilisation d'un dispositif dit de « pulse-picking », indispensable dans le cas d'une source à verrouillage de mode, oscillant librement à une fréquence donnée ;
- Dans le cas d'un Laser nanoseconde, la forme des impulsions est également paramétrable, ce qui permet d'ajuster précisément le profil temporel des impulsions émises, sans nécessiter d'avoir recours à un modulateur électro-optique coûteux ;
- Enfin, une unique source de « seed » à diode Laser peut être utilisée pour générer des impulsions sub-nanosecondes (en pilotant la diode considérée en régime de « gain-switching ») et ajustable dans une large plage de durée dans la gamme nanoseconde.

Toutefois, la puissance crête émise par ce type de diodes Laser est limitée : dans le cas des diodes 1060nm fabriquées par 3SP Technologie, et faisant l'objet de notre étude, la puissance crête maximale atteignable, dans les limites de fonctionnement recommandées par le fabricant ( $I_{LD} < 2A$ ), est d'environ 1W. En comparaison, une source « seed » Laser à verrouillage de mode peut générer des puissances crêtes d'une centaine de Watts, sur des durées d'impulsions très courtes (quelques picosecondes).

De nombreuses applications industrielles Laser nécessitent la combinaison d'une forte puissance crête (plusieurs centaines de kW) et d'une forte puissance moyenne (plusieurs dizaines ou centaines de Watts). A titre d'exemple, il est possible de citer la découpe de wafer semiconducteur ou encore le marquage du verre. Plusieurs étages d'amplification, présentant un gain élevé, sont donc nécessaires afin d'amplifier la puissance émise par une diode de « seed » aux niveaux de puissance requis. En plus d'ajouter au coût global du Laser final, ce fort gain peut s'accompagner, dans le cas d'un Laser à fibre, d'effets non linéaires néfastes, tels que l'auto-modulation de phase, le mélange à quatre ondes, ou encore la diffusion Raman [22]. Repousser le seuil d'apparition de ces effets non-linéaires nécessite de nombreux composants ou dispositifs technologiques qui sont autant d'éléments contribuant à l'augmentation du coût des lasers.

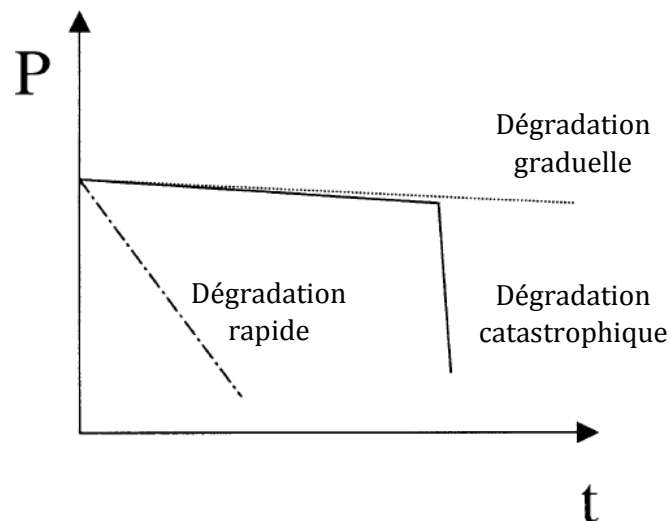
Afin de réduire l'impact de ces phénomènes non-linéaires, et de diminuer le coût de conception des Lasers, il est judicieux de diminuer le gain des amplificateurs tout en augmentant la puissance émise par la diode Laser de « seed », et donc d'augmenter son courant de pilotage au-delà de la limite préconisée par le fabricant (2A, dans le cas des diodes fabriquées par 3SP Technologies), pour autant que cette dernière puisse le supporter sur le long terme.

Ce travail de thèse porte donc sur l'évaluation de la fiabilité de ces diodes dites de « seed », émettant à 1060nm, lorsque celles-ci sont pilotées avec de fortes impulsions de courant, dans des conditions non prévues par le fabricant. Afin de comprendre la démarche à mener dans le cadre de notre étude, nous allons maintenant présenter les différents travaux précurseurs d'étude de fiabilité de diodes Laser pilotées en régime CW et impulsionnel.

## 4. Fiabilité de diodes Laser en régime continu et impulsionnel

### 4.1. Fiabilité des diodes Laser étudiées en régime continu (CW)

De nombreux mécanismes physiques sont susceptibles de conduire à la dégradation irréversible d'une diode Laser. En effet, La complexité du procédé de fabrication de ce type de composants à semiconducteur, leur sensibilité à des contraintes environnementales tel que l'humidité, la température ou les contraintes mécaniques, mais également les puissances électriques et optiques mises en jeu lors de leur fonctionnement sont autant de paramètres qui doivent être maîtrisés et analysés finement en vue de la compréhension d'une dégradation. Celle-ci peut provenir d'une oxydation des facettes, d'une fusion ou dislocation cristalline au sein de la zone active, d'une dégradation des contacts métalliques etc. Ces mécanismes de défaillance peuvent être à l'origine de plusieurs modes de dégradation : graduelle, rapide et catastrophique. Ces modes de dégradation ont été largement étudiés depuis les années 80 [23-25], et se caractérisent généralement par une diminution plus ou moins rapide de la puissance optique émise par une diode Laser au cours de son fonctionnement à courant constant (voir figure 22) :

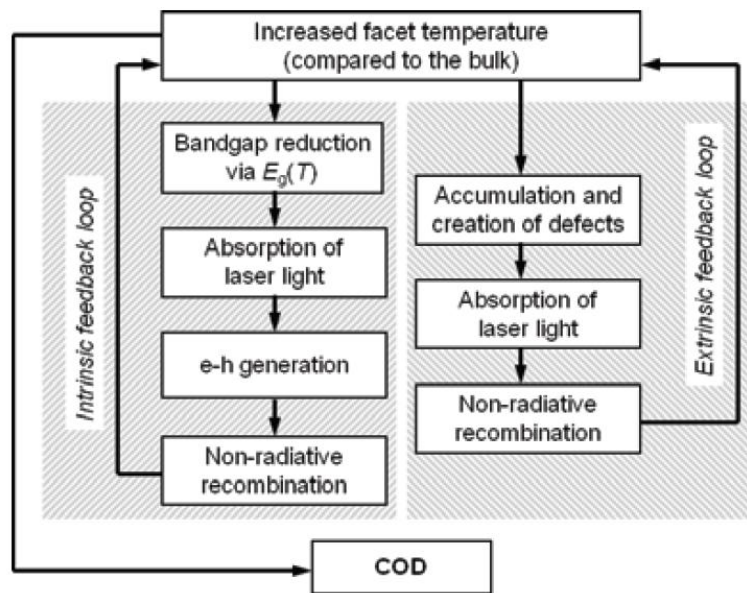


**Figure 22** – Principaux modes de dégradation d'une diode Laser pilotée à courant constant identifiés recensés dans la bibliographie [26]

La plupart des mécanismes de dégradation cités ci-dessus sont maintenant bien connus, et l'amélioration constante des procédés de conception des diodes Laser ainsi que leur gamme d'opérabilité ont permis de maîtriser et de réduire leur impact sur la durée de vie de ces composants. L'intégration des diodes Laser en boîtier étanche, sous atmosphère neutre (azote) a permis de limiter les risques d'oxydation des facettes, ou de condensation au sein du boîtier. Les contraintes mécaniques, non-intentionnellement induites par le procédé d'épitaxie de couches cristallines ayant un paramètre de maille différent, ont été drastiquement réduites par

l'introduction de couches intermédiaires dites « tampon », confinant en leur sein les dislocations cristallines originaires du potentiel désaccord de maille.

Toutefois, les performances des diodes Laser InGaAs/AlGaAs sont toujours fortement limitées par le phénomène de « Catastrophic Optical Damage » (ou COD) [27]. Le mécanisme physique mis en jeu est le suivant : un échauffement local au sein du cristal de la zone active, ou au niveau de ses facettes, provoque une réduction du gap du semi-conducteur, ce qui favorise localement l'absorption de lumière, et donc des recombinaisons non-radiatives qui entretiennent le phénomène d'échauffement. L'emballement thermique résultant provoque alors une fusion du cristal, engendrant une augmentation brutale et irrémédiable des pertes optiques, et donc une disparition de l'effet Laser au sein de la cavité. L'absorption de lumière et le pic d'échauffement résultant peuvent également être favorisés par la présence de défauts localisés au sein de la zone active (élément contaminant, dislocation cristalline), ou bien au niveau de ses facettes (oxydation, pollution). La figure 23 schématise le phénomène :



**Figure 23** - Schéma des boucles de rétroaction à l'origine de l'apparition d'un COD [28]

Au stade de maturité de diodes laser InGaAs/AlGaAs 1060nm considérées dans le cadre de notre étude, les enjeux en termes de fiabilité nécessitent d'évaluer trois principaux volets :

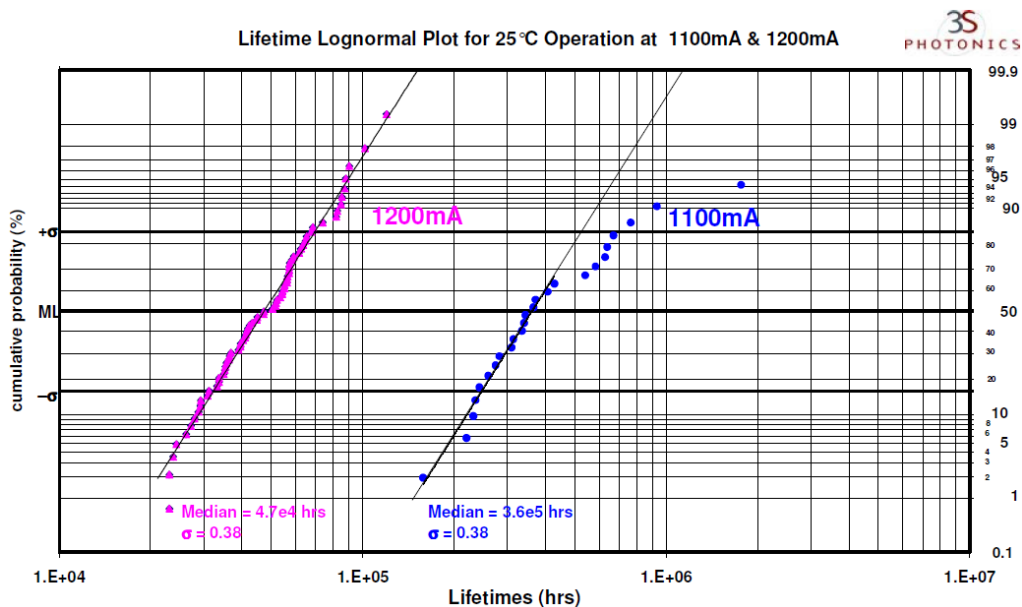
- les aspects thermomécaniques sont liés au report de la diode laser sur son embase, ce qui introduit des contraintes affectant les propriétés optiques du faisceau, ainsi que la robustesse des diodes laser. Ces aspects thermomécaniques ont été analysés sur des diodes InGaAs/AlGaAs, de longueur d'onde 980nm dans le cadre des travaux de thèse de J. Le Clech [29]. Il convient donc de pondérer ces résultats, sachant que notre étude porte

sur des diodes 1060nm. La technologie de ces puces 980nm est toutefois très proche, et les techniques de report de ces diodes sont à priori maîtrisées.

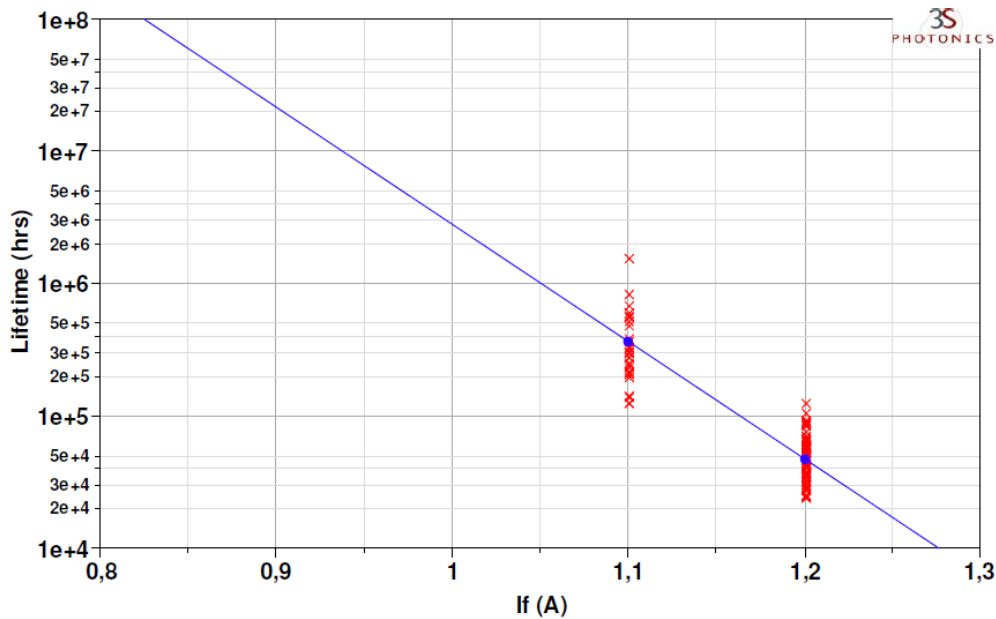
- les aspects thermiques sont prépondérants lorsque les diodes laser sont utilisées en régime CW dans des applications sans refroidissement de la puce (« uncooled »), par exemple pour des applications sous-marines, mais également lorsque les niveaux de puissance demandés dépassent largement les spécifications recommandées par le fabricant. Cependant, dans le cadre de notre étude, bien que les niveaux de puissance crête demandés dépassent largement ces recommandations ( $>1W$ ), les diodes fonctionnant à faible rapport cyclique ( $< 1\%$ ) font que ces aspects ne sont pas prépondérants dans notre cas.
- le taux de défauts ponctuels est aujourd'hui considéré comme très faible. La concentration en défauts de type dislocations est quasi-nulle de par l'architecture actuelle de la puce. Toutefois, il n'existe aucun moyen de garantir l'absence totale de défauts au sein de la cavité Laser. Ceux-ci sont alors susceptibles, lors d'une utilisation requérant de fortes puissances crêtes (ce qui est le cas dans notre étude), de mener à une dégradation rapide, voire catastrophique des composants testés. Différents travaux réalisés au sein du laboratoire IMS se sont donc attachés à diagnostiquer la présence de défauts ponctuels au sein de diodes Laser InGaAs/AlGaAs avec différentes techniques de caractérisations électro-optiques, telles que la caractérisation I-V inverse, ou encore le bruit basse fréquence [30]. Nous adoptons un état d'esprit similaire, et présentons, dans les prochains chapitres, une étude centrée autour de la caractérisation électro-optique fine de composants à tester ainsi qu'une corrélation entre les atypismes observés sur différentes caractéristiques et la propension du composant concerné à subir une dégradation prématurée de ses performances.

La probabilité qu'une diode Laser subisse COD, et donc une dégradation prématurée de ses performances, dépend donc non seulement de la puissance optique, de la concentration de défauts au sein de la zone active (dislocations cristallines, impuretés), ou encore de l'intégrité de ses facettes (risque d'apparition d'oxydation). Comme dit précédemment, l'amélioration des procédés de fabrication a permis d'éliminer presque totalement les défauts ponctuels de type impuretés et dislocations cristallines, afin de repousser le seuil d'apparition d'un COD (en terme de courant de fonctionnement de la diode Laser), et d'assurer une grande fiabilité des composants pilotés en deçà de ce seuil. Ainsi, les diodes Laser de pompe InGaAs/AlGaAs fabriquées par 3SP Technologies (anciennement 3S Photonics), émettant à 1060nm, démontrent un temps moyen de bon fonctionnement, ou « Mean Time To Failure » (MTTF) supérieur à 100000h, pour un courant de fonctionnement de 980mA et une puissance optique émise de 660mW [31].

L'évaluation de la fiabilité de diodes Laser pilotées en régime continu repose généralement sur le pilotage d'un échantillon de diodes Laser à courant constant, et sur la mesure de l'évolution de la puissance optique émise par chaque diode au cours du temps. Certaines contraintes de fonctionnement peuvent être portées au-delà de leur valeur nominales, afin d'accélérer le vieillissement des composants, et donc de diminuer la durée et le coût d'un test de vieillissement tout en garantissant un facteur d'accélération suffisant pour déclencher des mécanismes de dégradation uniquement associés au fonctionnement en conditions opérationnelles. Déterminer la durée de vie de ces composants dans des conditions nominales de fonctionnement est alors possible, pour peu que le modèle cinétique d'accélération associé à la contrainte choisie soit connu et validé dans le régime de fonctionnement des composants vieillis. Dans le cas des diodes Laser qui nous intéressent, et en régime de fonctionnement continu, les travaux de la société 3SP Technologies ont permis de déterminer un taux de défaillance de 2,2%, pour un fonctionnement continu sur 15 ans des diodes Laser, testées à un courant de 1A (voir figures 24 et 25 [31]).



**Figure 24** - Répartition statistique de la durée de vie de diodes Laser InGaAs/AlGaAs de la société 3SP Technologies, émettant à 980nm, en fonction de leur courant de vieillissement (en conditions opérationnelles nominales) [31]



**Figure 25** – Distribution de la durée de vie des diodes Laser InGaAs/AlGaAs de la société 3SP Technologies, émettant à 980nm, en fonction du courant [31]

Sur les relevés ci-dessus, le critère de défaillance choisi pour qualifier la durée de vie des composants testés correspond à une diminution de 10% de la valeur initiale de la puissance optique émise, à courant et température constante. Le mode de dégradation des composants observé correspond à une dégradation graduelle, progressive des composants, bien que quelques cas de dégradation soudaine soient observés.

A présent que les modes et mécanismes de dégradation des diodes Laser étudiées ont été présentés, et que les résultats des principales études de fiabilité réalisées sur celles-ci en régime continu et en contraintes de courant accélérées ont été détaillés, nous allons nous intéresser aux études de fiabilité réalisées dans le régime de fonctionnement faisant l'objet de notre étude : le régime impulsionnel de surintensité. Nous nous intéresserons aux résultats de différents travaux antérieurs, portant sur la recherche d'une limite en courant de fonctionnement de différents types de diodes mono-éléments, en régime impulsionnel monocoup. Nous présenterons ensuite les résultats de travaux précurseurs d'évaluation de la fiabilité des modules Laser 1060nm, analysés dans le cadre de cette étude, en régime impulsionnel cadencé.

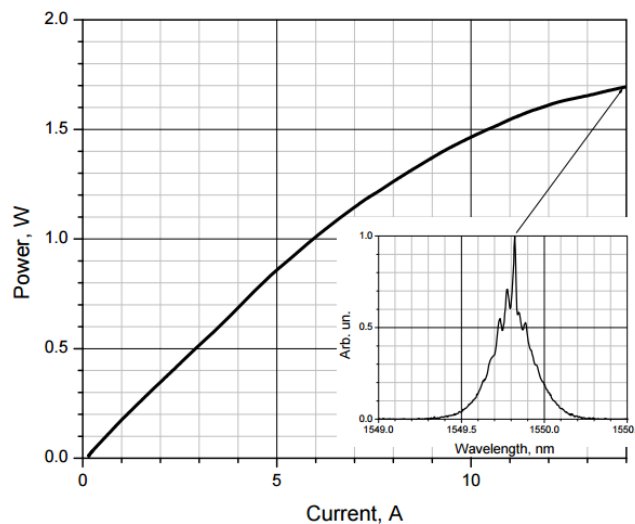
#### **4.2. Limite de fonctionnement de diodes mono-élément en régime impulsionnel monocoup**

Nous venons de montrer qu'il était possible, en régime impulsionnel, de piloter une diode Laser avec des valeurs de courant crête bien supérieures au courant maximal que celle-ci pourrait supporter en régime continu. Le courant maximal atteignable sera d'autant plus élevé que la durée d'impulsion choisie sera faible. Dans la gamme temporelle de quelques nanosecondes, plusieurs

études ont démontré que les diodes laser pouvaient fonctionner en régime de surintensité sans présenter de défaillance à court terme. Ces études, ainsi que les composants auxquelles elles se rapportent, sont détaillées dans les paragraphes ci-dessous.

#### 4.2.1. Modules Laser InGaAsP/InP émettant à 1550nm

Une étude de performances en régime impulsionnel monocoup a été réalisée sur des diodes lasers InGaAsP/InP fibrées, stabilisées en longueur d'onde grâce à un miroir à réseau de Bragg (« Bragg Grating Mirror » ou BGM), et émettant 200 mW à 1550 nm pour un courant continu nominal de 1A. Cette étude démontre que ces diodes peuvent être pilotées avec des courants atteignant 14A, et émettre jusqu'à 1,7 W pendant 2 ns sans présenter de défaillance [32]. La figure 26 ci-dessous détaille la puissance optique émise par ces diodes en fonction de leur courant de pilotage en régime impulsionnel, ainsi que le spectre obtenu pour un courant crête de pilotage de 14A :



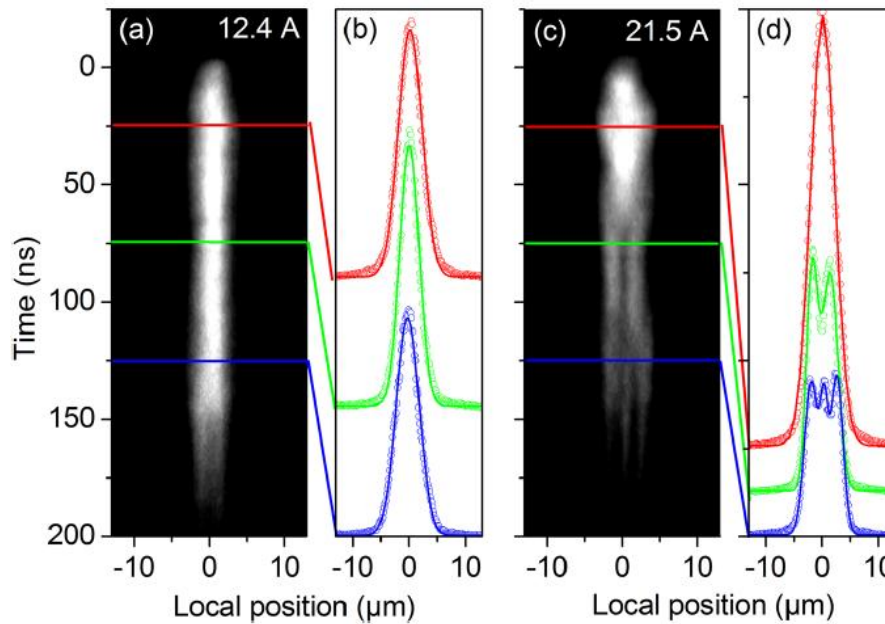
**Figure 26** – Puissance optique émise par une diode InGaAsP/InP pilotée avec des impulsions de largeur 2ns et spectre optique obtenu pour un courant atteignant 14A

#### 4.2.2. Diodes Laser InGaAs/AlGaAs émettant à 980nm

Les diodes Laser InGaAs/AlGaAs 980nm commercialisées par la société 3SP Technologies présentent de fortes similitudes technologiques avec les diodes 1060nm testées dans le cadre de nos travaux. Une étude réalisée sur ces diodes en configuration « puce nue » rapporte des seuils de dégradation particulièrement élevés : alors que le courant nominal de fonctionnement de ces diodes Laser en régime continu est de l'ordre de 1A, un courant de 31,5A a été nécessaire pour dégrader certains des composants testés (avec une durée d'impulsion de 150ns). Les travaux de M. Hempel *et al.* ont démontré la possibilité d'obtenir des impulsions monomodes, de puissance optique égale à 13,8W, en pilotant ces composants à 12,4A, ainsi que des impulsions de puissance



optique égale à 20W, pour un courant de 21,5A. Dans ces dernières conditions, une dégradation du caractère spatialement monomode des impulsions émises a toutefois été observée. L'évolution du champ proche de la diode Laser en fonction du temps a été relevée à l'aide d'une caméra à balayage fente (type de caméra utilisé pour mesurer la variation d'intensité lumineuse d'une impulsion courte au cours du temps) lorsque la diode est pilotée à un courant de 21,5A. Le résultat est présenté figure 27 :



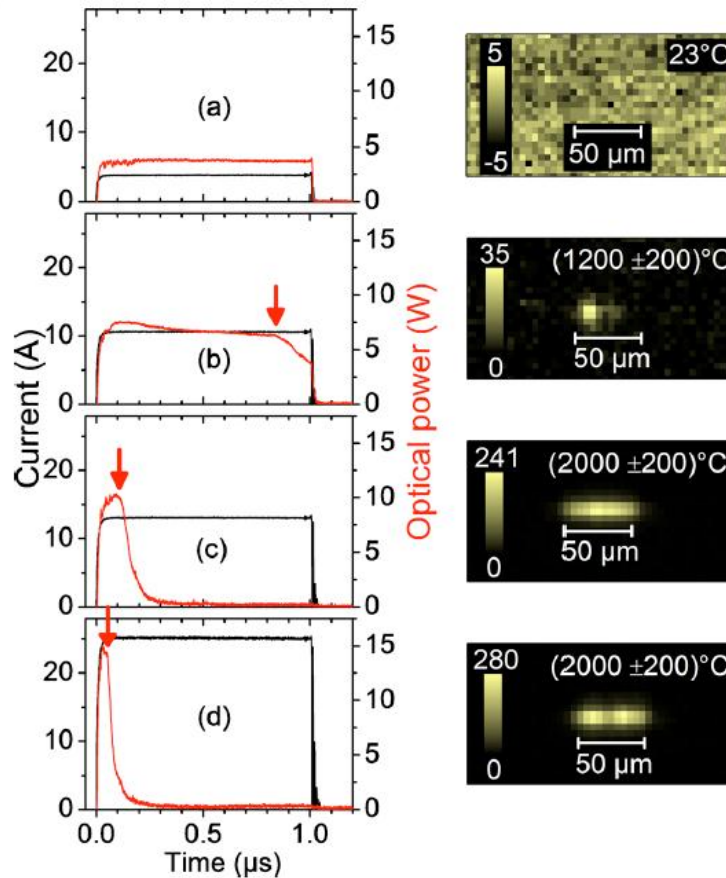
**Figure 27 - a) et c)** Cartographies obtenues avec une « streak camera » de l'évolution des modes d'émission de la diode testée, pilotée à 12,4A et 21,5A. **b) et d)** Profil d'émission relevé à trois instants identiques de l'impulsion

La figure 27.c ci-dessus met bien en évidence la perte du caractère spatialement monomode de l'impulsion émise après 50ns, ce qui met en évidence la criticité des conditions de pilotage choisies, et suggère qu'il peut être pertinent d'utiliser ce phénomène comme un indicateur pertinent à caractériser dans ce type de régime de fonctionnement. Toutefois, M. Hempel *et al.* a constaté que ce phénomène est réversible : aucune dégradation notable de la diode n'a été observée en pilotant celle-ci à un courant de 21,5A confirmant l'innocuité de telles caractérisations.

#### 4.2.3. Diodes Laser InGaAs/AlGaAs 808nm

Nous avons vu précédemment qu'il est possible, en régime impulsionnel, de repousser fortement le seuil de courant et de puissance optique au-delà desquels une diode Laser risquera de subir un COD. Ce phénomène reste toutefois le principal mode de défaillance des diodes Laser

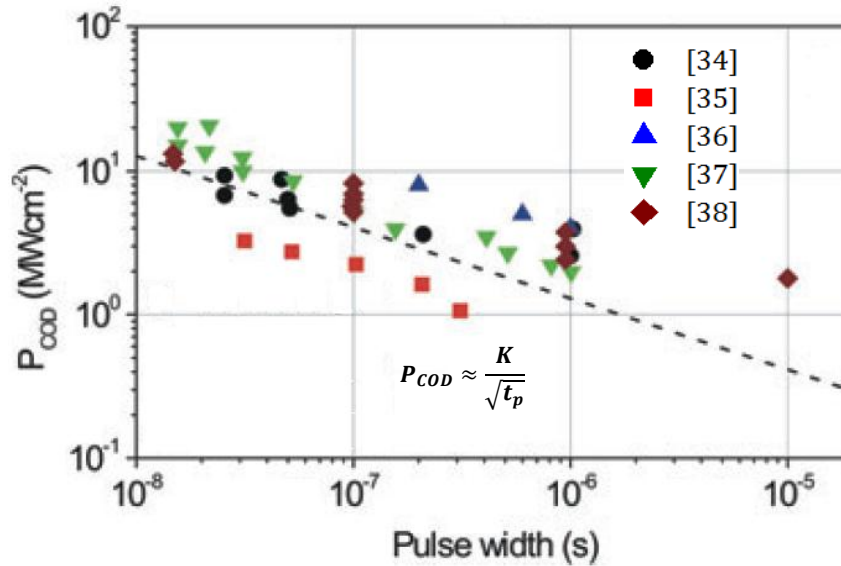
dans ces régimes de fonctionnement. En effet, l'emballement thermique à l'origine d'un COD est un phénomène thermique rapide, directement corrélé au flux de puissance optique produit au sein de la cavité Laser. Ziegler *et al.* ont réalisé, en 2010, un suivi temporel de la température de facette et de la puissance optique émise par des diodes Laser 808nm mono-éléments, pilotées avec des impulsions de courant variable [33] Le résultat est présenté figure 28) :



**Figure 28** - Evolution temporelle de la puissance optique et de la température de facette de diodes 808nm, pilotées avec des impulsions de durée 1μs et d'amplitude **a)** 4A, **b)** 10A, **c)** 13A et **d)** 25A. Nous constatons l'apparition d'un « flash » thermique, image de l'apparition d'un COD [33]

De nombreux travaux ont été réalisés dans le but de déterminer une limite de fonctionnement de diodes Laser en régime impulsionnel, au-delà de laquelle celles-ci sont susceptibles de subir un COD. Nous avons vu que la présence de défauts au sein de la zone active de la diode Laser, ou bien au niveau de ses miroirs, pouvait fortement favoriser l'apparition d'un COD. L'amélioration constante des procédés de fabrication a permis de fortement réduire l'occurrence, et donc l'impact de ces défauts. Néanmoins, au-delà d'un certain flux de puissance optique au sein de la zone active de la diode, et même pour une concentration de défauts très faible, celle-ci est également susceptible de subir un COD du fait du pic d'absorption causé par

l'échauffement résultant. L'ensemble des études réalisées sur le sujet s'accordent à dire qu'en dessous d'une certaine durée d'impulsion, le seuil de COD (en terme de flux de puissance optique maximal pouvant traverser la cavité) suit une loi racine carrée inverse de la durée de l'impulsion l'ayant généré (souvent appelée "square root law" dans la littérature). La figure 29 ci-dessous compile le résultat de ces différentes études [34-38] :



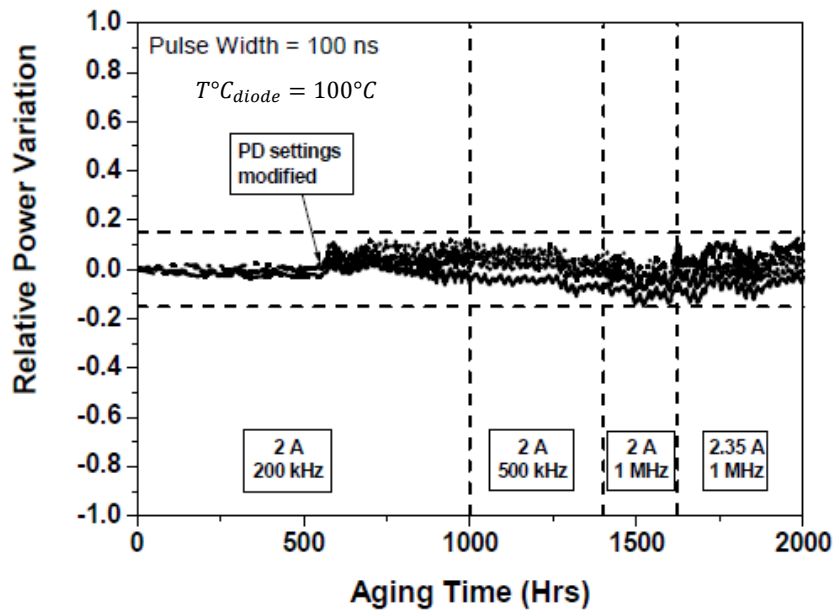
**Figure 29** – Seuils de densité de puissance optique ayant conduit au COD de différents types de diodes Laser (GaAs/AlGaAs, AlGaInP, émettant à 820nm et 880nm) mesurés par différents auteurs [34-38], en fonction de la durée d'impulsion. Le seuil d'apparition d'un COD est approché par une loi racine carrée inverse (ligne discontinue) d'après J. W. Tomm *et al.* [28]

Toutefois, les résultats ci-dessus ont été obtenus en pilotant les diodes étudiées avec une unique impulsion pour chaque valeur de courant testée. Si nous sommes donc aujourd'hui capables de déterminer les seuils de dégradation COD à court terme en régime impulsionnel de diodes laser, à notre connaissance, il n'existe que peu d'éléments permettant d'estimer la durée de vie d'un composant fonctionnant en régime de surintensité impulsionnelle mais en dessous du seuil de dégradation par COD.

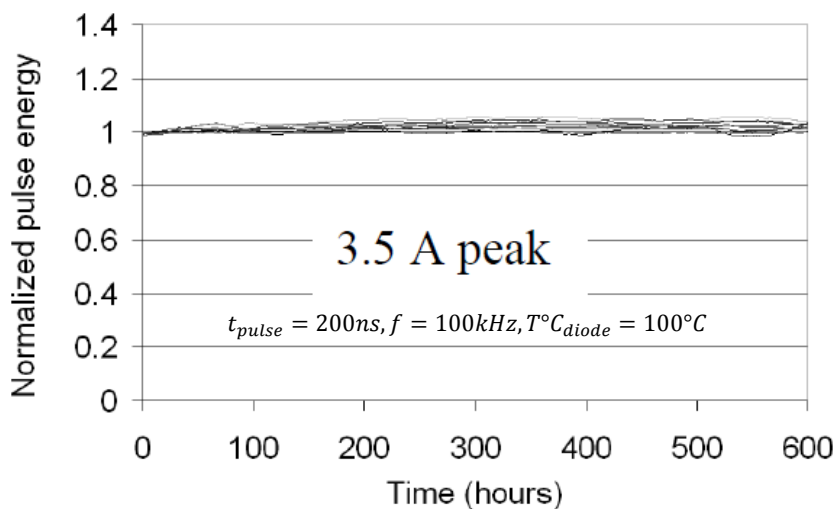
Quelques études ont toutefois déjà été initiées en ce sens. Des tests de vieillissement ont été réalisés par 3SP Technologies en régime impulsionnel sur les diodes Laser étudiées (InGaAs/AlGaAs 1060nm), sous les conditions suivantes :

- durant une période de 400h à 2.35A (durée d'impulsion de 100ns, fréquence de répétition de 1MHz [39]),
- ou encore 600h à 3.5A (durée d'impulsion de 200ns, fréquence de répétition de 100kHz [40]),

Ces tests accélérés n'ont pas mis en évidence de dégradation notable de leurs performances, comme le montrent le suivi de la puissance optique des diodes Laser au cours des séries de vieillissement réalisées, présenté sur les figures 30) et 31) ci-dessous, respectivement extraites des travaux de M. Bettiati *et al.* [39] et S. Mohrdiek *et al.* [40] :



**Figure 30** - Variation relative de la puissance crête émise par 6 modules Laser lors de 4 séries de vieillissement accéléré de type contraintes échelonnées (à 25°C) [39]



**Figure 31** - Variation relative de la puissance crête émise par 10 modules Laser lors d'un vieillissement accéléré sous 3,5A, soit 3,5 fois la valeur du courant nominal des modules vieilliss [40]

Nous avons vu que les diodes Laser testées semblent, d'après les études réalisées, pouvoir fonctionner à des courants impulsionnels supérieurs au courant maximal recommandé par le fabricant (2A crête), et en deçà de leur seuil de dégradation monocoup. Toutefois, les cartes électroniques permettant de piloter ces diodes en régime impulsionnel cadencé sont limitées en termes de courant crête maximal admissible par les diodes Laser. Dans la suite, nous présentons les différentes solutions commerciales existantes permettant de piloter ces diodes Laser en régime impulsionnel maintenu, ainsi qu'un bilan de leurs performances et de leurs principales limitations.

## **5. Performances et limitations des solutions existantes de pilotage de diodes Laser en régime impulsionnel**

Le pilotage d'une diode Laser en régime continu est, à présent, bien maîtrisé et de nombreux circuits électroniques relativement simples et à moindre coût permettent de polariser une diode Laser à l'aide d'un courant constant. Il est également possible d'asservir le courant de pilotage de la diode à partir de sa puissance émise, afin que celle-ci soit constante, indépendamment des variations de ses conditions de fonctionnement (température, rendement électro-optique etc.). C'est typiquement ce qui est réalisé sur les modules 1,55 $\mu$ m pour des applications de télécommunications à très haut débit.

En contraste, le pilotage d'une diode Laser en régime impulsionnel est plus complexe. Tout d'abord, en fonction de l'application souhaitée, l'électronique de pilotage des diodes Laser devra potentiellement fonctionner à des cadences élevées (plusieurs centaines de kHz, voire quelques MHz, pour des applications de type LiDAR ou « seed » de laser « MOPA »). Pour générer des impulsions de l'ordre de quelques nanosecondes, le circuit pilotant la diode doit présenter une bande passante de l'ordre de plusieurs centaines de MHz. Afin de piloter un grand nombre de diodes Laser de caractéristiques différentes, le circuit en question devra présenter une tension disponible aux bornes de la charge, que nous appellerons « tension de compliance », relativement élevée. En effet, le chapitre suivant démontre qu'une tension de compliance élevée permet de réduire le temps de montée de l'impulsion de courant générée. De plus, en fonction de la valeur du courant crête nécessaire à l'application visée, le circuit en question doit également pouvoir délivrer de forts courants (plusieurs Ampères, voire dizaines d'Ampères). L'ensemble de ces contraintes technologiques peut augmenter fortement le coût de conception de cette électronique de pilotage.

Enfin, en fonction des applications visées, une fréquence et un rapport cyclique élevé peuvent être nécessaires. Dans le cadre d'un vieillissement de diodes Laser en impulsionnel, par exemple, piloter la diode à haute cadence permet d'accélérer le vieillissement, et donc de diminuer son coût. Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques nécessaires en fonction de l'application visée :

Application	Courant de pilotage	Durée du pulse	Cadence	Tension de compliance	Module de type butterfly	Mise en forme de l'impulsion	Réglage en temp.
Télécoms	0-100mA	100ps	10GHz	5V	oui	non	oui
LiDAR	> 10A	1-10ns	> 100kHz	> 10V	non	non	non
« seed » Laser	0-3A	1-100ns	> 1MHz	> 5V	oui	oui	oui
Vieillissements	0-10A	1ns-1us	1MHz	> 10V	oui	non	oui

**Table 3** – Caractéristiques de pilotage des diodes Laser en fonction de l'application visée

Nous allons maintenant présenter quelques solutions commerciales existantes sur le marché, permettant de répondre au besoin énoncé, à savoir le pilotage de diodes Laser en régime impulsionnel nanoseconde, pour des applications « MOPA », ou encore pour la réalisation d'études de fiabilité dans ces régimes de fonctionnement. Les performances de chaque circuit de pilotage de diode proposé seront comparées, et leurs limitations seront également détaillées.

## 5.1. Recensement des solutions commerciales existantes

### 5.1.1. Solutions proposées par la société PicoLAS

- **Circuit de type LDP-V 10-70**

Le circuit de pilotage de référence PicoLAS LDP-V 10-70 (figure 32) est une solution faible coût, permettant de piloter des diodes Laser simples (anode / cathode, sans packaging de type butterfly) avec des impulsions de durée comprise entre 12ns et 1µs. Le courant crête est réglable entre 2A et 12A, par l'ajustement de la tension de compliance en sortie du circuit de 15V à 70V. La tension de compliance maximale permet de piloter un grand nombre de diodes Laser différentes, et, comme nous le verrons dans le chapitre suivant, de réduire le temps de montée de l'impulsion de courant au sein de la diode Laser. La fréquence maximale de répétition des impulsions est fonction de la durée de l'impulsion et de la valeur de ce courant crête : pour une durée d'impulsion de 10ns, la fréquence maximale de ces impulsions sera comprise entre 10kHz à 12A, et 100kHz à 2A. Ce circuit ne comprend aucun régulateur de température, ce qui apparaît comme un point névralgique dans le cadre d'une étude de fiabilité, où celle-ci doit être connue et précisément ajustable. La table 4 présente un résumé de ses caractéristiques.

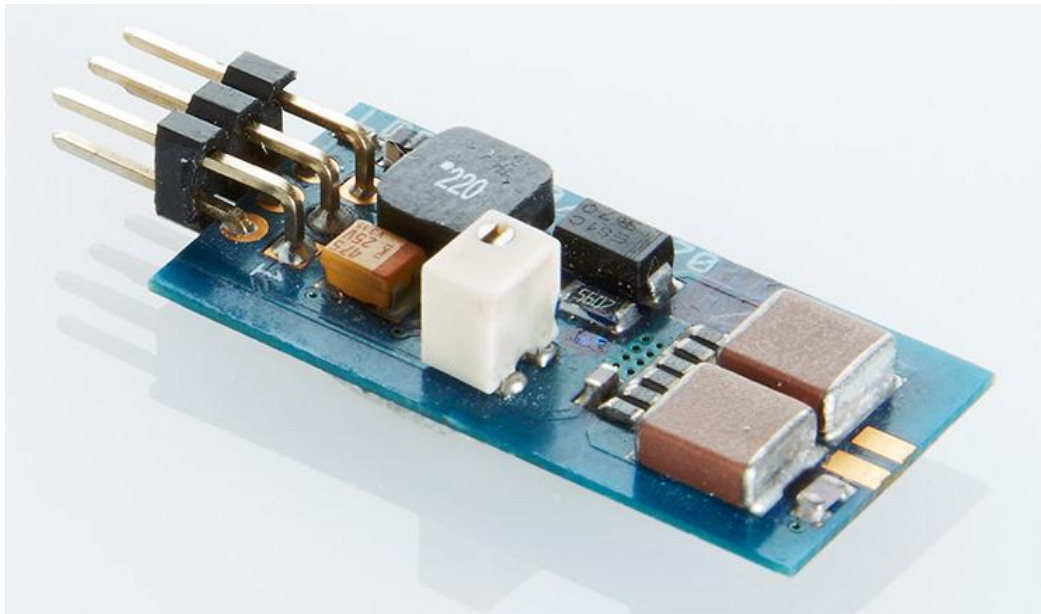


Figure 32 - Vue du circuit de pilotage PicoLAS LDP-V 10-70

	$I_{LD}$	$t_{pulse}$	$F_{max}$	$V_{compliance}$	Package butterfly	Pulse shaping	Réglage T°C	coût
LDP-V 10-70	2A - 12A	12ns - 1µs	100kHz	70V max	non	non	non	faible

Table 4 - Synthèse des principales performances électriques du circuit de pilotage PicoLAS LDP-V 10-70

- **Circuit de type BFS-VRM 03 HP**

Le circuit de pilotage de référence BFS-VRM 03 HP (figure 33) est dédié aux applications de « seed » Laser car il permet de piloter des modules Laser « butterfly » avec des impulsions de durée minimale de 1ns, pouvant s'étendre jusqu'au fonctionnement en continu (CW). De plus, il permet de piloter une diode Laser avec des impulsions de courant de forme ajustable. Le courant crête est réglable de 0A à 3A. La tension de compliance du circuit est de 5V, ce qui est relativement faible par rapport au circuit PicoLAS précédent. Le rapport cyclique maximal annoncé, pour un courant de 3A, est de 1%, ce qui correspond à une cadence de 10MHz pour des impulsions de durée 1ns, 1MHz pour des impulsions de 10ns etc. Ce circuit est une solution compacte comprenant également un circuit de régulation de température. Toutefois, il est limité en termes de tension de compliance et de courant maximal pouvant être délivré. Bien qu'adapté pour des applications de « seed » Laser, il ne permet pas de réaliser des études de durée de vie de diodes Laser pilotées en régime impulsionnel avec des courants supérieurs à 3A. La table 5 présente un résumé de ses caractéristiques.



**Figure 33** - Vue du circuit de pilotage PicoLAS BFS-VRM 03 HP

	$I_{LD}$	$t_{pulse}$	$F_{max}$	$V_{compliance}$	Package butterfly	Pulse shaping	Réglage T°C	coût
<b>BFS-VRM 03 HP</b>	<b>0A - 3A</b>	<b>1ns - CW</b>	<b>10MHz</b>	<b>5V max</b>	<b>oui</b>	<b>oui</b>	<b>oui</b>	<b>moyen</b>

**Table 5** - Synthèse des principales performances électriques du circuit de pilotage PicoLAS BFS-VRM 03 HP



### 5.1.2. Solutions proposées par la société Avtech AVO-6HZ-B

La société Avtech conçoit une grande gamme de générateurs d'impulsions courtes, possédant une tension de compliance élevée. Parmi ces générateurs d'impulsion, certains sont spécifiquement conçus pour piloter des charges faibles telles qu'une diode Laser. C'est le cas du boîtier de pilotage de diode Laser AVO-6HZ-B (figure 34). Ce générateur permet, grâce à un module d'adaptation adéquat (figure 35), de piloter des diodes Laser « butterfly » avec des impulsions de durée comprise entre 50ns et 50µs. Le courant crête est réglable de 0A à 10A. La tension de compliance du générateur est de 110V. La fréquence maximale atteignable par ce circuit de pilotage est de 100kHz, pour un rapport cyclique maximal de 5%. Le module d'adaptation permettant de fixer la diode « butterfly » comprend une connectique prévue pour l'utilisation d'un régulateur de température, mais celui-ci n'est pas fourni. De plus, ce générateur est particulièrement coûteux (>12000€) et encombrant, ce qui rend son utilisation dans le cadre d'une étude de fiabilité peu adaptée. La table 6 présente un résumé de ses caractéristiques.



Figure 34 - Vue du système de pilotage Avtech AVO-6HZ-B

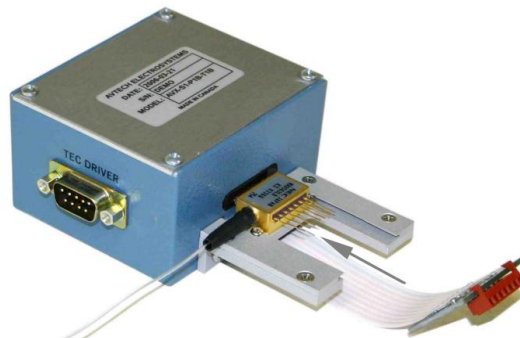


Figure 35 - Vue du module d'adaptation de diode « butterfly » du système de pilotage Avtech AVO-6HZ-B

	$I_{LD}$	$t_{pulse}$	$F_{max}$	$V_{compliance}$	Package butterfly	Pulse shaping	Réglage T°C	coût
AVO-6HZ-B	0A - 10A	50ns - 50µs	100kHz (tcy 5%)	110V max	oui	non	non	Très élevé

Table 6 - Synthèse des principales performances électriques de l'équipement de pilotage Avtech AVO-6HZ-B

### 5.1.3. Solutions proposées par la société Optical Pulse Machines

La société Optical Pulse Machines propose de nombreux circuits de pilotage de diodes Laser « butterfly », possédant des caractéristiques très variables en termes de courant crête et durée d'impulsion. Le circuit OPM-LDA-256 (figure 36) possède des caractéristiques intéressantes dans le cadre de notre étude : il permet de piloter des modules Laser « butterfly » avec des durées d'impulsion comprises entre 1ns et 256ns. Le courant crête est réglable de 0A à 2A. La tension de compliance de ce circuit est de 24V, ce qui permet de piloter une grande variété de diodes Laser. La fréquence maximale de fonctionnement du circuit est de 10MHz. Ce circuit de pilotage comprend également un circuit de régulation de température, et permet de piloter une diode Laser à l'aide d'une impulsion de courant de forme ajustable, ce qui le rend adapté pour des applications de « seed » Laser. De plus, sa tension de compliance élevée, associée à la durée d'impulsion minimale de 1ns, en fait un circuit particulièrement adapté au pilotage de diodes Laser en régime dit de « Gain Switching ». Néanmoins, le courant crête maximal de 2A réduit fortement l'intérêt de ce circuit dans le cadre d'une étude de durée de vie à fort courant. La table 4 présente un résumé de ses caractéristiques.



Figure 36 - Photo du circuit de pilotage OPM-LDA-256

	$I_{LD}$	$t_{pulse}$	$F_{max}$	$V_{compliance}$	Package butterfly	Pulse shaping	Réglage T°C	coût
OPM-LDA-256	0A - 2A	1ns - 256ns	10MHz	24V	oui	oui	oui	moyen

Table 7 - Synthèse des principales performances électriques du circuit de pilotage OPM-LDA-256

#### 5.1.4. Solutions proposées par le Centre ALPhANOV

Le centre Technologique ALPhANOV, avec lequel ces travaux de thèse CIFRE ont été réalisés, développe depuis plusieurs années des solutions de pilotage de modules Laser en régime impulsionnel. Le dernier modèle développé est le circuit PDM CC-S HP (figure 37). A la différence des circuits présentés auparavant, ce circuit permet le montage de diode Laser « butterfly » à l'aide d'un socket de type Azimuth, ne nécessitant aucune brasure. Cette fonctionnalité est particulièrement intéressante dans le cadre de notre étude, pour laquelle des tests de vieillissements et des caractérisations électro-optiques fines seront réalisées, et nécessiteront le déplacement fréquent des composants entre plusieurs bancs de vieillissements et de caractérisation distincts, avec un minimum de contraintes mécaniques et thermiques. Toutefois, l'utilisation de ce socket a pour conséquence de limiter fortement la bande passante de ce circuit par la présence des nombreuses interconnexions disponibles. Ainsi, ce circuit permet de piloter une diode Laser avec des durées d'impulsions à partir de 20ns (contre 3ns sans socket), et jusqu'au régime continu (CW). Le courant crête est ajustable de 0A à 9A, avec une tension de compliance de 11V. La fréquence maximale atteignable par ce circuit est de 200MHz. Ce circuit est une solution électronique compacte, embarquant un générateur d'impulsions de courant programmable (durée d'impulsion, fréquence, courant). Ce module est pilotable avec un ordinateur via un logiciel dédié mais il ne permet pas une mise en forme des impulsions. De plus, il ne dispose, contrairement à tous les circuits cités précédemment, d'aucun circuit de contrôle de la valeur effective du courant traversant la diode Laser. La table 8 présente un résumé de ses caractéristiques.



Figure 37 - Vue du circuit de pilotage PDM CC-S HP

	$I_{LD}$	$t_{pulse}$	$F_{max}$	$V_{compliance}$	Package butterfly	Pulse shaping	Réglage T°C	coût
PDM CC-S HP	0A - 9A	20ns - CW	200MHz	11V	oui	non	oui	moyen

Table 8 - Synthèse des principales performances électriques du circuit de pilotage PDM CC-S HP

### 5.1.5. Synthèse des performances des circuits de pilotage identifiés

Nous avons présenté un ensemble de solutions commerciales permettant de piloter une diode ou un module Laser en régime impulsionnel. Chacune de ces solutions possèdent des caractéristiques intéressantes dans le cadre de notre étude, mais présentent également des limitations technologiques. Le tableau 9 résume les différentes caractéristiques de ces circuits de pilotage.

	$I_{LD}$	$t_{pulse}$	$F_{max}$	$V_{compliance}$	Module de type butterfly	Mise en forme de l'impulsion	Réglage de la température	Coût
LDP-V 10-70	2A – 12A	12ns – 1µs	100kHz	70V max	non	non	non	faible
BFS-VRM 03 HP	0A – 3A	1ns – CW	10MHz	5V max	oui	oui	oui	moyen
AVO-6HZ-B	0A – 10A	50ns – 50µs	100kHz ( $\alpha = 5\%$ )	110V max	oui	non	non	très élevé
OPM-LDA-256	0A – 2A	1ns – 256ns	10MHz	24V	oui	oui	oui	moyen
PDM CC-S HP	0A – 9A	20ns – CW	200MHz	11V	oui	non	oui	moyen

**Table 9** - Résumé des performances électriques des différents circuits de pilotage identifiés

La liste des circuits de pilotage de diodes Laser commerciaux présentée ci-dessus est non exhaustive car il existe bien entendu de nombreuses autres solutions, commerciales ou non, permettant de piloter des diodes Laser en régime impulsionnel avec des performances variables en termes de forme et de durée d'impulsion, courant crête, fréquence de répétition etc. Le bilan des solutions présentées ci-dessus permet toutefois de montrer qu'il est difficile de trouver des solutions polyvalentes, permettant à la fois de piloter des diodes Laser avec une durée d'impulsion minimale faible (environ 1ns), un fort courant (supérieur à 3A), et une grande modularité en terme de durée d'impulsion (jusqu'à plusieurs µs) et de fréquence de répétition (supérieure à 1MHz).

Dans le cadre de notre étude, qui comprendra, comme nous le verrons lors du chapitre III, un volet de caractérisation de composants en régime impulsionnel, nous aurons donc besoin d'un circuit de pilotage permettant de piloter des diodes Laser avec des durées d'impulsions courtes (de 10ns à 100ns), et permettant d'ajuster précisément le courant de pilotage de celles-ci dans une gamme de 0 à 10A. La compacité, le faible coût, et la présence d'un circuit de mesure du courant injecté dans la diode font du circuit PicoLAS LDP-V 10-70 un bon candidat pour ce type d'étude.

Toutefois, nous avons vu que celui-ci est limité en termes de fréquence maximale de répétition (10kHz à 12A), ne permet pas de piloter directement des diodes de type « butterfly » sans adaptation de sa connectique, et ne comporte donc a fortiori pas de circuit de régulation de la température de la diode. L'objectif étant de réaliser une étude de vieillissement de modules Laser en régime impulsionnel, notre besoin se focalise sur un circuit compact, permettant de piloter un module Laser à haute cadence ( $>100\text{kHz}$ ) avec un courant de 0 à 10A, sans utilisation de brasure (afin d'éviter des contraintes thermiques et mécaniques additionnelles), et comprenant un circuit de régulation de température.

Le circuit de pilotage d'ALPhANOV PDM CC-S HP apparaît comme le système le plus adapté à ce type d'applications. Celui-ci présente toutefois l'inconvénient, comme expliqué précédemment, de ne pas présenter de circuit de mesure du courant crête injecté dans la diode. Afin de contrôler cette valeur de courant, il est nécessaire, préalablement aux séries de vieillissement à réaliser, de réaliser une calibration de la consigne en courant du circuit en positionnant manuellement une résistance de faible valeur en série avec la diode Laser, et en mesurant la chute de tension à ses bornes.

Nous constatons qu'aucune des solutions commerciales présentée n'est adaptée à la fois à la caractérisation précise et au vieillissement des composants testés en régime impulsionnel. Nous avons choisi de développer un nouveau circuit de pilotage de diodes Laser, possédant une électronique de pilotage innovante, afin de repousser les limitations rencontrées en termes de modularité. Le chapitre suivant présente le cahier des charges de ce circuit de pilotage, les différentes études préalables ayant été réalisées dans le cadre de son développement, les architectures de conception envisagées, ainsi que leur réalisation et les tests électriques associés démontrant leurs performances.

## CONCLUSION

Ce chapitre a décrit le contexte général dans lequel s'inscrit notre travail de thèse, à savoir l'évaluation de la fiabilité de diodes Laser en régime impulsionnel, et plus spécifiquement pour des applications de « seed » Laser. Après avoir rappelé les bases de fonctionnement d'une diode Laser et démontré que son utilisation en régime impulsionnel est particulièrement prometteuse, nous avons présenté les différentes variantes technologiques de diodes et modules Laser existantes sur le marché (Module muni d'un FBG, diode DFB, diode VCSEL) ainsi qu'un éventail d'applications de ces composants : télécommunications, imagerie LiDAR, et enfin, l'utilisation qui fait l'objet de ces travaux de thèse : la génération d'impulsions Laser de « seed » dans une architecture Laser de type « MOPA ».

Il a ensuite été montré, dans le cadre d'un Laser « MOPA », la nécessité de réaliser des impulsions optiques de forme ajustable pour des durées d'impulsion au-delà de quelques dizaines de nanosecondes afin de palier à la problématique de saturation intrinsèque du milieu amplificateur. Nous avons rappelé la possibilité de générer des impulsions Laser d'une durée de quelques dizaines à quelques centaines de picosecondes, en pilotant la diode Laser en régime dit de « gain-switching » et nous avons modélisé le comportement dynamique d'une diode Laser soumise à un tel régime.

Un état de l'art a synthétisé un ensemble de travaux précurseurs, ayant été réalisés en régime continu et impulsionnel incluant ceux réalisés par 3SP Technologies, qui ont permis une évaluation préliminaire de la durée de vie de leurs composants en régime continu. Nous nous sommes également intéressés aux études similaires également menées par 3SP Technologies, en régime impulsionnel et démontrant la possibilité de piloter ces composants à des valeurs de courant très supérieures à celles envisageables en régime CW. Il a été mis en avant la nécessité de réaliser des études de vieillissement à plus long terme mais surtout plus approfondies en termes d'amplitude de courant, tout en restant inférieur au seuil de dégradation monocoup.

Enfin, nous avons présenté un bilan des solutions commerciales existantes, mises sur le marché par les principales sociétés reconnues dans le domaine, permettant de piloter des diodes et modules Laser en régime impulsionnel nanoseconde avec une mise en regard de leurs performances représentées par le courant crête, la durée d'impulsion minimale et maximale atteignable, la cadence de répétition et le rapport cyclique de ces circuits de pilotage. Il a ainsi été démontré un manque de modularité de la plupart de ces solutions associé à la nécessité de développer une électronique de pilotage modulaire permettant à la fois de s'affranchir des limitations observées, de répondre aux besoins de l'application « MOPA » et de satisfaire aux conditions de l'étude de fiabilité en régime impulsionnel visée. Le développement de ce nouveau circuit de pilotage fait donc l'objet du prochain chapitre.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. N. Hall *et al.*, "Coherent Light Emission From GaAs Junctions," *Phys. Rev. Lett.* 9, 366 (1962).
- [2] H. Zappe, "Laser diode microsystems," Springer Science & Business Media (2013).
- [3] Z. I. Alferov *et al.*, "Effect of heterostructure parameters on the laser threshold current and the realization of continuous generation at room temperature," *Sov. Phys. Semicond.*, vol. 4, p. 1573-1575 (1970).
- [4] P. Crump *et al.*, ">360 W and >70% efficient GaAs-based diode lasers," in *Lasers and Applications in Science and Engineering*, pp. 21–29, International Society for Optics and Photonics (2005).
- [5] A. Mugino *et al.*, "Output Power Optimization in 980-nm Pumping Lasers Wavelength-Locked Using Fiber Bragg Gratings," *Laser*, vol. 12, p. r12 (2000).
- [6] S. M. Riecke *et al.*, "Picosecond Spectral Dynamics of Gain-Switched DFB Lasers," *IEEE Journal of Quantum Electronics* 47(5), 715–722 (2011).
- [7] X. Li, "Longitudinal spatial hole burning, its impact on laser operation, and suppression," *Science Bulletin* 60(11), 1045–1046 (2015).
- [8] H. Ghafouri-Shiraz, "Distributed feedback laser diodes and optical tunable filters," John Wiley & Sons, p. 95 (2004).
- [9] D.L. Huffaker *et al.*, "Sub-40  $\mu$ A continuous-wave lasing in an oxidized vertical-cavity surface emitting laser with dielectric mirrors," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, pp. 974–976 (1996).
- [10] Y.-G. Zhao *et al.*, "Transverse-mode control of vertical-cavity surface-emitting lasers," *IEEE journal of quantum electronics* 32(11), 1950–1958 (1996).
- [11] H. Dalir *et al.*, "29 GHz directly modulated 980 nm vertical-cavity surface emitting lasers with bow-tie shape transverse coupled cavity," *Applied Physics Letters* 103(9), 91109 (2013).
- [12] T. Okoshi, "Optical fibers," Elsevier, p. 12 (2012).
- [13] T. Kimura, "EML vs DML for Datacenter and Client Side Transceivers". Disponible sur : <https://www.neophotonics.com/eml-vs-dml-datacenter-client-side-transceivers/> (consulté en février 2017).
- [14] EPC Corporation, "eGaN FETs for LiDAR Applications," Application brief: AB005 (2016).
- [15] A. Kasukurti *et al.*, "Single-cell isolation using a DVD optical pickup," *Optics express* 19(11), 10377–10386 (2011).
- [16] RP Photonics Encyclopedia, "Rare-earth-doped Gain Media". Disponible sur : [https://www.rp-photonics.com/rare\\_earth\\_doped\\_gain\\_media.html](https://www.rp-photonics.com/rare_earth_doped_gain_media.html) (Consulté en décembre 2016).

- [17] Y. Wang *et al.*, "Dynamic characteristics of double-clad fiber amplifiers for high-power pulse amplification," *Journal of Lightwave Technology* 21(10), 2262–2270 (2003).
- [18] C. Marinelli *et al.*, "Gain switching of GaInN MQW laser diodes," *Symposium on Integrated Optoelectronics*, pp. 52–59, International Society for Optics and Photonics (2000).
- [19] A. Jolly *et al.*, "SBS management in Yb-fiber-amplifiers using multimode seeds and pulse-shaping," *Optics Express* 22(17), 20326 (2014).
- [20] D. Marcuse, "On Approximate Analytical Solutions of Rate Equations for Studying Transient Spectra of injection," *IEEE Journal of Quantum Electronics* 19(9), 1397-1406 (1983).
- [21] K. Y. Lau, « Gain switching of semiconductor injection lasers, » *Applied Physics Letters* 52(4), 257 (1988).
- [22] X. Qi *et al.*, "1016nm all fiber picosecond MOPA laser with 50W output," *Optics Express*, 24(15), 16874-16883 (2016).
- [23] M. Fukuda, "Reliability and degradation of semiconductor laser and LEDs," Artech House (1991).
- [24] S. P. Sim, "A Review of the Reliability of III–V Opto-electronic Components," In *Semiconductor Device Reliability* (pp. 301-319). Springer Netherlands (1990).
- [25] P. Devoldere *et al.* "Direct influence of chip design and material composition on GaAs/GaAlAs laser diodes reliability," *ESA Special Publication*. Vol. 313 (1991).
- [26] J. Jiménez, "Laser diode reliability: crystal defects and degradation modes," *Comptes Rendus Physique* 4(6), 663–673 (2003).
- [27] M. Fukuda *et al.*, "Degradation behavior of 0.98- $\mu$ m strained quantum well InGaAs/AlGaAs lasers under high-power operation," *IEEE Journal of quantum electronics* 30(2), 471–476 (1994).
- [28] J. W. Tomm *et al.*, "Mechanisms and fast kinetics of the catastrophic optical damage (COD) in GaAs-based diode lasers," *Laser & Photonics Reviews* 5(3), 422–441 (2011).
- [29] J. Le Clec'h, "Etude physique de diodes laser de puissance : contraintes, thermique, fiabilité," *Thèse de Doctorat, Université de Nantes* (2012).
- [30] P. Del Vecchio, "Étude de la dégradation et analyse de défaillance de diodes laser de puissance spatialement monomodes émettant à 980nm," *Thèse de Doctorat* (2016).
- [31] J. Van de Casteele *et al.*, "High reliability level on single-mode 980nm-1060 nm diode lasers for telecommunication and industrial applications," *Lasers and Applications in Science and Engineering*, p, 68760P – 68760P (2008).
- [32] E. Kotelnikov *et al.*, "High-power single-mode InGaAsP/InP laser diodes for pulsed operation," *Proc. SPIE 8277, Novel In-Plane Semiconductor Lasers XI*, 827715 (2012).
- [33] M. Ziegler *et al.*, "Physical limits of semiconductor laser operation: A time-resolved analysis of catastrophic optical damage," *Applied Physics Letters* 97(2), 21110 (2010).



- [34] H. Fujii *et al.*, "Effect of thermal resistivity on the catastrophic optical damage power density of AlGaInP laser diodes," *Appl. Phys. Lett.* 62, 2114 (1993).
- [35] P. G. Eliseev, "Degradation of injection lasers," *J. Luminesc.* 7, 338–356 (1973).
- [36] J. S. Yoo *et al.*, "On surface recombination velocity and output intensity limit of pulsed semiconductor lasers," *IEEE Photon. Technol. Lett.* 3, 594–596 (1991).
- [37] F. Kappeler *et al.*, "Pulsed-power performance and stability of 880 nm GaAlAs/GaAs oxide-stripe lasers," *IEE Proceedings I-Solid-State and Electron Devices* 129(6), 256–261 (1982).
- [38] T. Kamejima *et al.*, "Catastrophic optical damage generation mechanism in (AlGa)As DH lasers," *Jpn. J. Appl. Phys.* 19, 425–429 (1980).
- [39] M. Bettiati *et al.*, "Reliable pulsed-operation of 1064 nm wavelength-stabilized diode lasers at high-average-power: boosting fiber lasers from the seed", *Proc. SPIE* 7580, 758025 (2010).
- [40] S. Mohrdiek *et al.*, "Performance and reliability of pulsed 1060 nm laser modules", *Proc. SPIE* 6873, 687320 (2008).



# Chapitre II : Développement d'une électronique de pilotage de diodes Laser mono-émetteur en régime impulsionnel nanoseconde à haute cadence et fort courant

---

## INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous venons d'effectuer un bilan des solutions électroniques permettant de piloter des diodes Laser en régime impulsionnel nanoseconde avec des caractéristiques variables en termes de courant crête, de durée et de cadence de répétition de ces impulsions. L'état de l'art des solutions existantes commerciales montre qu'il est difficile de trouver un circuit de pilotage monolithique, à coût raisonnable, permettant de satisfaire à l'ensemble des conditions suivantes :

- une durée d'impulsion faible (quelques ns) et ajustable sur une plage importante couvrant jusqu'à quelques  $\mu$ s,
- un rapport cyclique élevé (quelques %),
- une large gamme de courant de pilotage (ajustable de 0A à 10A).

Plusieurs raisons expliquent la difficulté de produire des impulsions de courant courtes (quelques ns) et intenses (quelques A). La première provient de l'assemblage de la diode Laser en module fibré car le packaging apporte des composantes parasites réactives (capacitives mais surtout inductives) non négligeables face à l'impédance de la puce Laser [1]. Ces composantes réactives vont naturellement s'opposer à l'établissement de l'impulsion de courant au sein de la diode Laser contribuant à diminuer sa bande passante. La durée minimale de l'impulsion de courant sera donc fortement limitée par ces composantes parasites, inhérentes et dépendantes du type de boîtier utilisé. De plus, l'électronique de pilotage souffre des mêmes limitations : les inductances et les capacités parasites liées au packaging des différents composants électroniques, ainsi qu'au design de la carte, vont limiter la bande passante des signaux de commande et de commutation de la diode Laser, et ce, indépendamment des caractéristiques de cette dernière. Enfin, la technologie cœur du circuit de pilotage retenue sera celle qui proposera le meilleur

compromis entre des variables interdépendantes représentées par le taux de répétition des impulsions, le courant crête et le rapport cyclique.

Certaines solutions présentées permettent d'obtenir de faibles durées d'impulsion et de forts courants crête, même en présence d'une composante inductive parasite forte présentée par la diode Laser. Malheureusement, ces techniques manquent souvent de modularité avec une quasi-impossibilité d'ajuster le courant, la durée d'impulsion voire de dépasser une certaine cadence de répétition.

Comme précisé en introduction générale, la modularité d'un laser « MOPA », dont le signal « oscillateur » est fourni par une diode Laser pilotée en régime impulsionnel, dépendra principalement des caractéristiques de pilotage choisies pour cette diode Laser. Il existe donc un véritable enjeu à concevoir une électronique de pilotage très versatile fonctionnant en régime impulsionnel, permettant de piloter une diode Laser donnée dans des régimes de fonctionnement très variables tout en garantissant également des conditions de pilotage stabilisées d'une diode à l'autre, notamment en termes de durée d'impulsion ou de courant crête maximal. De plus, l'objectif de cette thèse visant à adresser des régimes de fonctionnement critique, notamment pour des valeurs de courant crête très supérieures à la limite fixée par le fabricant, il est dans notre intérêt de concevoir une électronique adaptée, afin d'étudier ses caractéristiques, sa robustesse et sa fiabilité opérationnelle dans ces conditions de fonctionnement.

Ce chapitre s'attache donc à décrire les différentes phases de conception d'une électronique de pilotage de diode Laser ultra modulaire, devant répondre avec la plus grande adéquation au cahier des charges fixé. La carte électronique à concevoir doit s'adapter aux conditions de pilotages d'une diode laser imposées par le contexte de l'application finale (diode Laser de « seed ») mais elle doit également adresser la question légitime de la fiabilité de la diode laser dans ce contexte d'utilisation. Plus spécifiquement, l'étude de la tenue des performances d'une diode Laser à de forts courants ( $\gg 2A$ ), à des variations rapides de ce courant (plusieurs A/ns) mais également à de fortes surtensions transitoires, à la fois en régime direct et inverse, constitue un véritable prérequis.

Après avoir décrit les contraintes de conception de cette électronique, nous exposons les résultats d'une analyse approfondie des caractéristiques de la charge à piloter (le module Laser) en fonction de la fréquence ainsi que des différentes solutions qui permettent de piloter ce type de charge dans les conditions explicitées, couvrant ainsi de la simulation électrique des circuits proposés à leur réalisation pratique et les tests associés.

# 1. Problématique du pilotage en régime impulsionnel

## 1.1. Conditions de pilotage dans un contexte de « seed » laser

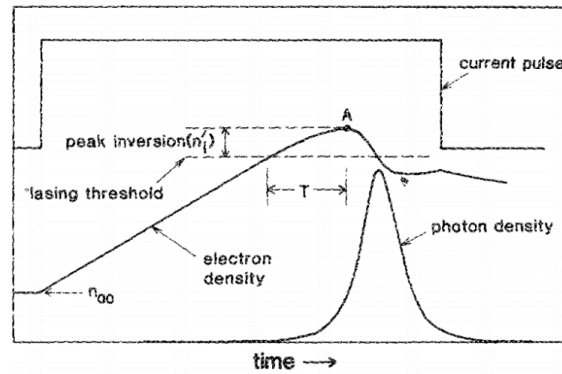
L'utilisation d'une diode laser, pilotée en régime pulsé, afin de générer le signal de « seed » d'un laser à architecture MOPA, impose que l'électronique pilotant cette diode Laser remplisse un certain nombre de conditions qui sont énoncées dans les prochains paragraphes et sur lesquelles s'appuieront les architectures retenues et les règles de conception de cette électronique de pilotage.

### 1.1.1. Génération d'impulsions laser dans la gamme sub-microseconde

La bande passante d'une diode est conditionnée par la durée de vie des porteurs minoritaires injectés dans sa zone active. Dans le cas d'une diode laser, cette durée de vie est extrêmement faible, typiquement inférieure à la nanoseconde, du fait de la recombinaison rapide d'électrons opérée par le mécanisme d'émission stimulée [2]. La bande passante d'une diode laser seule (sans prise en compte des effets parasites induits par sa connectique) est donc élevée, souvent supérieure au GHz (ex.  $\approx 16\text{GHz}$  pour une diode DFB à  $1,55\mu\text{m}$ ). Ainsi, à l'aide de ce type de diodes laser, il est possible de générer des impulsions optiques dont la forme sera à l'image de l'impulsion de courant de pilotage, même pour des durées d'impulsions de quelques nanosecondes. La gamme de durées des impulsions de courant, que l'électronique de pilotage devra produire afin de piloter la diode laser de « seed », correspond donc directement à la gamme de durée d'impulsions nanosecondes souhaitées, comprise entre 1ns et quelques centaines de ns pour les applications industrielles usuelles [3]. Comme précisé lors du premier chapitre (§2.3.1), il est parfois nécessaire de réaliser une mise en forme de l'impulsion optique, afin de compenser des phénomènes de saturation pouvant dégrader l'impulsion optique en sortie de Laser. Néanmoins, il a été décidé que ce point ne serait pas traité lors de la conception de la carte électronique de pilotage.

### 1.1.2. Génération d'impulsions laser picosecondes - Régime dit de « gain-switching »

Nous avons montré, lors du chapitre I (§ 2.3.1), qu'une diode Laser possède une réponse optique présentant des oscillations de relaxation. Nous avons vu qu'il était possible d'exploiter ces oscillations, ainsi que le délai existant entre le début de l'injection du courant et le début de l'émission Laser, afin de générer des impulsions optiques plus courtes que l'impulsion de courant pilotant la diode Laser (de l'ordre de la centaine, voire de la dizaine de picosecondes d'après [4]), tel que nous pouvons l'observer sur la figure 1 :



**Figure 1** - Exploitation du phénomène de « Gain-Switching » pour l'obtention d'une impulsion optique courte (d'après [4])

Afin d'exploiter au mieux ce phénomène de « Gain-switching » de la diode laser considérée, il est donc primordial de piloter celle-ci à l'aide d'une forte impulsion de courant, permettant de réaliser une franche inversion de population au sein de la zone active le plus rapidement possible (réduisant d'autant la gigue sur la fréquence d'émission des impulsions optiques [5]). De plus, afin de n'émettre qu'une unique impulsion optique, il est nécessaire de stopper rapidement l'injection de courant au sein de la diode Laser. Le système de pilotage de diode Laser à concevoir, devra donc pouvoir générer des impulsions de courant permettant une franche inversion de population ( $I_{LDpeak} \gg I_{th}$ ), ainsi qu'une durée d'impulsion suffisamment faible pour stopper le pompage de la diode après émission de l'impulsion de gain-switch (de l'ordre de 1ns).

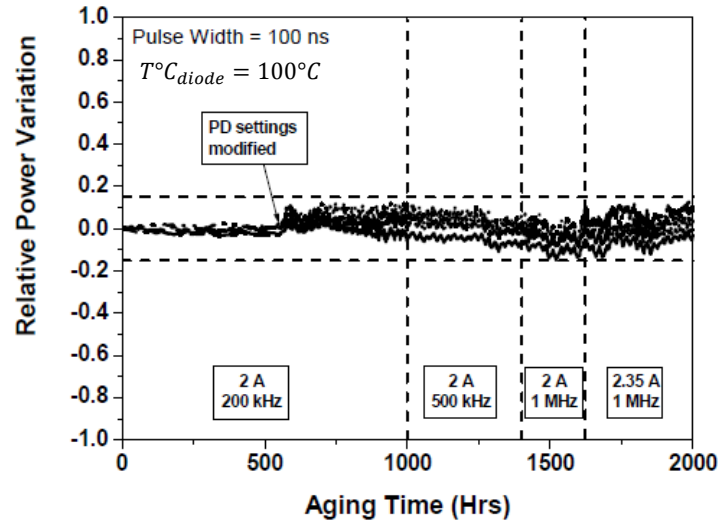
En régime picoseconde comme en régime nanoseconde, les fréquences de répétition choisies pour les impulsions Laser sont généralement comprises entre quelques kHz et quelques MHz [6]. La conception de l'électronique devra donc respecter cette contrainte, voire permettre de monter à des fréquences de fonctionnement plus élevées. L'élément risquant de limiter la fréquence maximale des impulsions de courant dans la diode laser étant ici la puissance moyenne maximale que l'ensemble des composants du circuit de pilotage de la diode Laser sera en mesure de dissiper ; ceux-ci pouvant être soumis à un fort courant moyen.

## 1.2. Conditions de pilotage dans un contexte d'étude de fiabilité

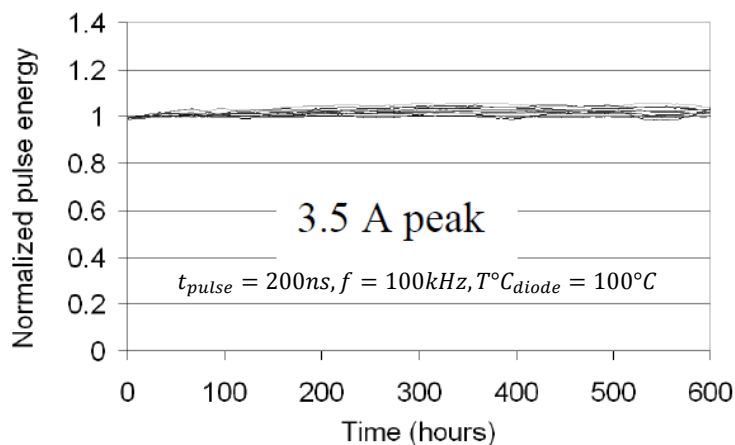
### 1.2.1. Influence de la valeur crête du courant

Des précédents travaux, réalisés sur des diodes de pompes InGaAs/AlGaAs 1060nm, ont démontré qu'il est possible de piloter ces diodes en régime impulsionnel nanoseconde à des valeurs de courant plus élevées que la limite recommandée par le constructeur : des tests de vieillissement en régime impulsionnels ont été réalisés sur ce type de diodes Laser, prévues pour un courant impulsionnel maximal de 2A, pendant 400h à 2.35A (durée d'impulsion de 100ns,

fréquence de répétition de 1MHz [7]), ou encore 600h à 3.5A (durée d'impulsion de 200ns, fréquence de répétition de 100kHz [8]), sans dégradation notable de leurs performances, comme le montrent les figures 2 et 3 ci-dessous, respectivement extraites de précédents travaux ([7], [8]) :



**Figure 2** - Variation relative de la puissance crête émise par 6 modules Laser lors de 4 séries de vieillissements à 25°C d'après [7]



**Figure 3** - Variation relative de la puissance crête émise par 10 modules Laser lors d'un vieillissement à 3,5A d'après [8]

Afin d'évaluer les conditions limites de fonctionnement de ces diodes en régime impulsif, il est donc nécessaire d'effectuer des tests de vieillissements à des valeurs supérieures de courant. Lors de tests de réponse optique à des impulsions de courant, nous avons constaté la robustesse de ces diodes laser à des valeurs de courant bien plus élevées, comprises entre 2A et 12A. La question se pose alors de la fiabilité de ces diodes Laser, pilotées avec de telles valeurs de courant, lors de tests de vieillissement longue durée. La carte électronique à concevoir

devra donc permettre de piloter les diodes laser considérées à des valeurs de courant supérieures aux cartes commerciales (telles que celles présentées lors du chapitre précédent), qui limitent bien souvent le courant de pilotage de la diode Laser à environ 2A. Une valeur de courant maximal de 10A semble préconisée pour ce type d'études.

### **1.2.2. Impact du temps de montée et de descente de l'impulsion**

Il est également nécessaire de piloter la diode laser avec des impulsions de courant présentant de faibles temps de montée et de descente, d'une part afin de réduire la durée d'impulsion au minimum possible par l'électronique de pilotage de la diode pour potentiellement faire fonctionner celle-ci en régime de « gain-switching », et d'autre part afin de tester l'impact de forts  $di/dt$  et de leurs conséquences (ex. chirp [9]), sur la durée de vie de la diode. Nous allons voir que plusieurs éléments, telles que les composantes parasites présentées par le boîtier de la diode laser, vont venir limiter le  $di/dt$  maximal avec lequel le module laser pourra être piloté. Un compromis devra donc être trouvé entre la durée d'impulsion minimale atteignable par ce système et la valeur maximale de courant avec laquelle il sera possible de piloter la diode Laser.

### **1.3. Limitations apportées par le packaging**

La diode Laser est un composant dont les caractéristiques de fonctionnement sont extrêmement sensibles à l'environnement d'utilisation. Par conséquent, des contraintes mécaniques, thermiques et chimiques peuvent accélérer le vieillissement de la diode et dégrader ses performances [10]. Ainsi, afin de garantir les performances et la durée de vie de leurs composants, les fabricants de diodes Laser choisissent d'intégrer certains de leurs produits dans un packaging garantissant un environnement thermique, mécanique et chimique contrôlé, et permettant également de collimater le faisceau émis dans une fibre optique avec un minimum de pertes.

Le packaging le plus fréquemment utilisé pour des diodes Laser monomode de faible puissance, destinées à être utilisées en diode de seed ou de pompe, est le package « butterfly » de type 1 (voir Figure 4). Ce type de package permet d'intégrer de nombreux éléments autour de la diode Laser, notamment un régulateur à effet Peltier, une thermistance, mais également une photodiode permettant d'obtenir une image de la puissance optique émise par la diode :



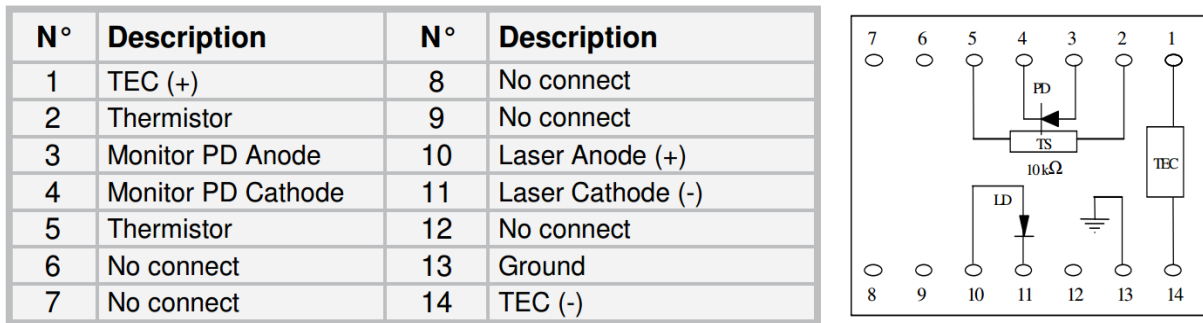


Figure 4 – Module « Butterfly » de type 1

Nous avons ouvert un module Laser « butterfly », afin de détailler son architecture interne, ainsi que les éléments embarqués en son sein. La figure 5 montre une photographie de l'intérieur du boîtier (la fibre optique a été retirée) :

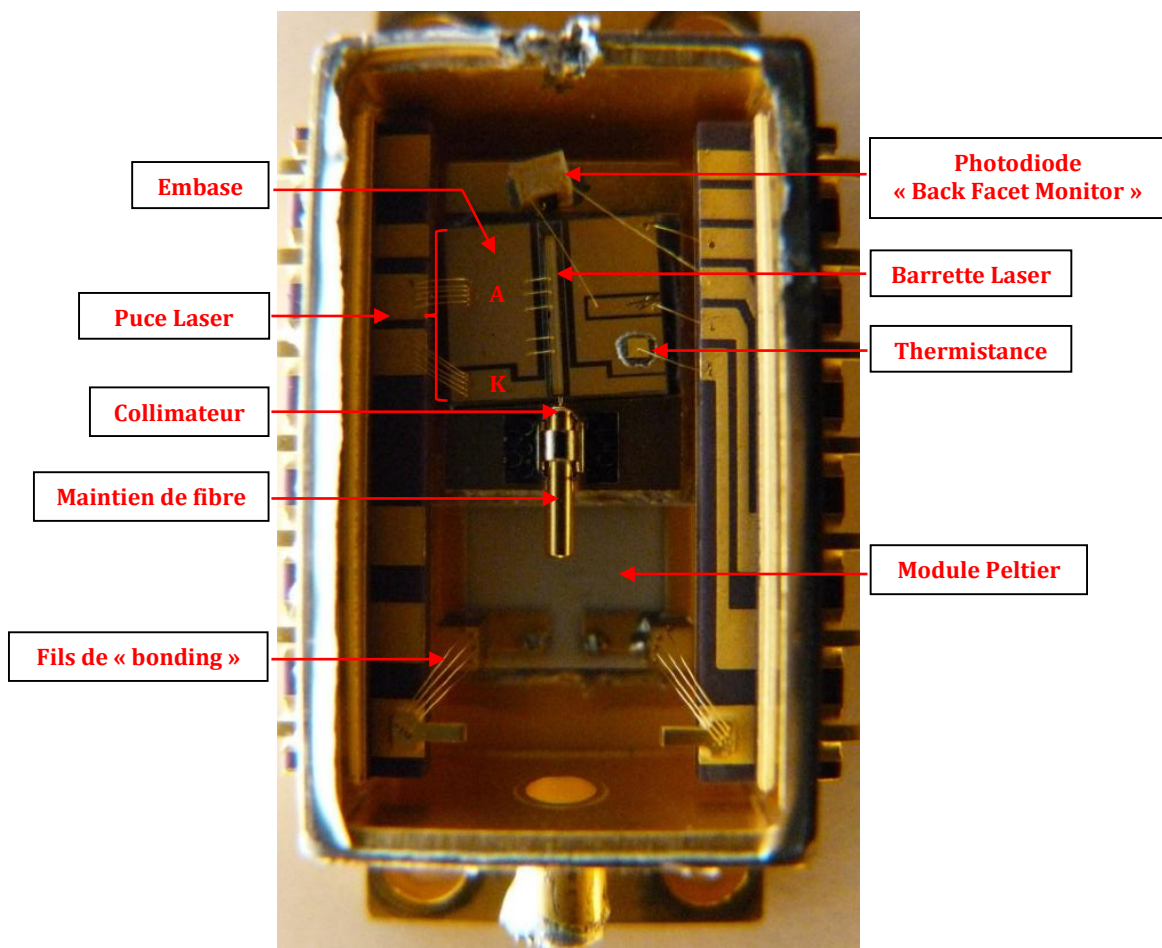


Figure 5 – Architecture interne d'un module Laser en package « butterfly » étudié (la partie « pigtail » a été retirée)

Ce type de packaging étant relativement encombrant face aux dimensions de la puce Laser seule, lié au fait qu'il faut intégrer les différents composants listés ci-dessus, il peut apporter des composantes parasites à la diode Laser. En particulier, les traversées de boîtier et les fils de bonding (voir figure 5) apportent une composante inductive série non négligeable (quelques nH), qui limitera la bande passante maximale atteignable avec ce type de diode Laser. En conséquence, les temps de montée et de descente minimaux des impulsions de courant qu'il sera possible d'envoyer dans la diode laser packagée limiteront la durée minimale de ces impulsions.

Les diodes de laser habituellement utilisées en tant qu'oscillateurs source de Lasers MOPA possèdent généralement un packaging optimisé, présentant de faibles inductances parasites. Il peut néanmoins être intéressant de concevoir une électronique de pilotage polyvalente, permettant d'adresser des modules Laser aux caractéristiques variables (telles que tension de fonctionnement, inductances parasites et résistance série) avec des performances indépendantes de ces caractéristiques.

#### 1.4. Synthèse et conséquences sur le cahier des charges

Au vu de ces éléments, le cahier des charges suivant peut donc être retenu pour la conception de l'électronique de pilotage de la diode Laser apportant une vraie valeur ajoutée :

- Courant crête : une valeur de courant de pilotage compris entre 0A et 10A permettrait d'adresser à la fois le régime de fonctionnement normal de la diode Laser mais également de se placer en régime de surintensité (jusqu'à 5 fois le courant maximal recommandé en impulsionnel pour les diodes utilisées).
- Fréquence de répétition : entre 0 Hz (monocoup) et 1MHz, afin d'adresser les applications d'usinage Laser les plus fréquentes. Dans tous les cas, il sera préconisé de ne pas dépasser un certain rapport cyclique, qui dépendra directement de la puissance maximale que les composants électroniques « critiques » pourront dissiper sans dégradation de leurs performances (de l'ordre de quelques Watts maximum).
- Durée d'impulsion : comprise entre moins de 1ns, pour des applications d'usinage picoseconde et jusqu'à 1 $\mu$ s, pour des applications d'usinage nanoseconde. Afin d'atteindre des durées d'impulsions proches de la nanoseconde, l'électronique à concevoir devra être peu sensible à des variations de composantes parasites pouvant exister d'un module Laser à l'autre.

## 2. Contraintes sur la conception

### 2.1. Détermination expérimentale des caractéristiques de la charge à piloter

#### 2.1.1. Caractéristique courant - tension d'une diode Laser en régime continu

Afin de concevoir une électronique de pilotage performante, il convient de connaître précisément les caractéristiques de la charge que constitue la Diode Laser.

La diode laser, comme toute jonction à semi-conducteur, est une charge non-linéaire, dont les caractéristiques varient en fonction de son courant de polarisation. Sous le seuil Laser, une diode Laser possèdera une caractéristique exponentielle du même type qu'une diode silicium ou de type LED, vérifiant l'équation de Shockley :

$$I_{LD} = I_S \left( e^{\frac{qV_j}{nKT}} - 1 \right) \quad (1)$$

où  $I_S$  représente la valeur absolue du courant de saturation traversant la diode Laser lorsque celle-ci est polarisée en inverse,  $V_j$  la tension aux bornes de la jonction de la diode Laser,  $q$  la charge élémentaire d'un électron,  $K$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température de la diode Laser (en Kelvins), et  $n$  le facteur d'idéalité de la diode Laser (généralement compris entre 1 et 2). La diode laser possédant une résistance série non négligeable, la tension aux bornes de sa jonction s'exprimera sous la forme :

$$V_j = V_{LD} - R_s I_{LD} \quad (2)$$

où  $V_{LD}$  représente la tension aux bornes de la diode Laser et  $R_s$  sa résistance série.

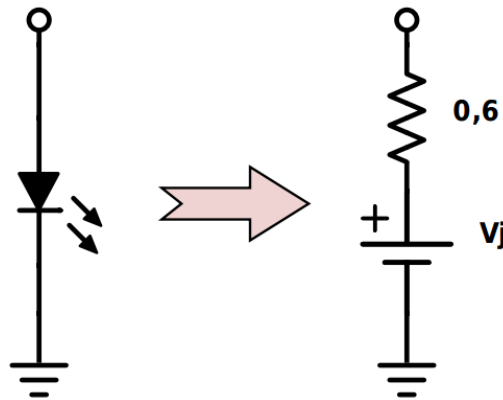
Lorsque le courant de polarisation de la diode laser dépasse le seuil Laser, la densité de porteurs minoritaires injectés dans la zone active de la diode devient quasiment constante ; ceux-ci étant rapidement recombinaisonnés par le mécanisme d'émission stimulée. La distribution des porteurs dans la jonction Laser se stabilise donc, contribuant à figer le niveau de Fermi de la jonction, et par conséquent la tension  $V_j$  à ses bornes. Au-dessus du seuil Laser, nous avons donc :

$$V_j = V_{LD} - R_s I_{LD} \sim cste \rightarrow \frac{dV_{LD}}{dI_{LD}} \sim R_s \quad (3)$$

Ainsi, au-delà du seuil laser, la résistance dynamique de la diode laser est donc équivalente à sa résistance série [11]. La valeur de cette résistance série est typiquement assez faible (quelques Ohms, voire inférieure à  $1\Omega$ ).

La valeur de la résistance série et du courant de seuil des diodes utilisées dans nos travaux ont été extraites à partir de caractéristiques I-V mesurées à température ambiante (voir Chapitre III, §2.1). Un courant de seuil  $I_{th} = 60mA$  et une résistance série  $R_s = 0,6\Omega$  ont été relevés.

Souhaitant piloter les diodes Laser à des courants très supérieurs au seuil Laser  $I_{th}$  relevé, il conviendra d'optimiser l'électronique de pilotage d'après les caractéristiques de la diode Laser au-delà de son seuil Laser, c'est-à-dire dans sa zone de fonctionnement ohmique. Le schéma équivalent de la diode Laser en régime DC pourra donc être approché par une résistance  $R_s = 0,6\Omega$  en série avec une source de tension (voir Figure 6), afin d'approcher la caractéristique affine de la diode Laser au-delà du seuil Laser :



**Figure 6** - Schéma DC équivalent d'une diode Laser

## 2.1.2. Détermination des éléments parasites de la diode Laser

### 2.1.2.1. Utilisation d'un analyseur de réseaux

Comme indiqué précédemment, le module Laser présente également des composantes réactives parasites (inductives et capacitives) qui vont limiter sa bande passante. Afin d'optimiser l'électronique de pilotage, il convient donc d'analyser la nature de ces composantes parasites à l'aide d'un analyseur de réseau ou encore appelé « Vector Network Analyzer » (VNA). Dans cette optique, un circuit imprimé permettant d'interfacer une diode Laser de type « Butterfly » avec le port d'un VNA a été créé (voir figure 7). Trois autres circuits imprimés identiques ont également été réalisés. Leur rôle sera explicité ultérieurement.

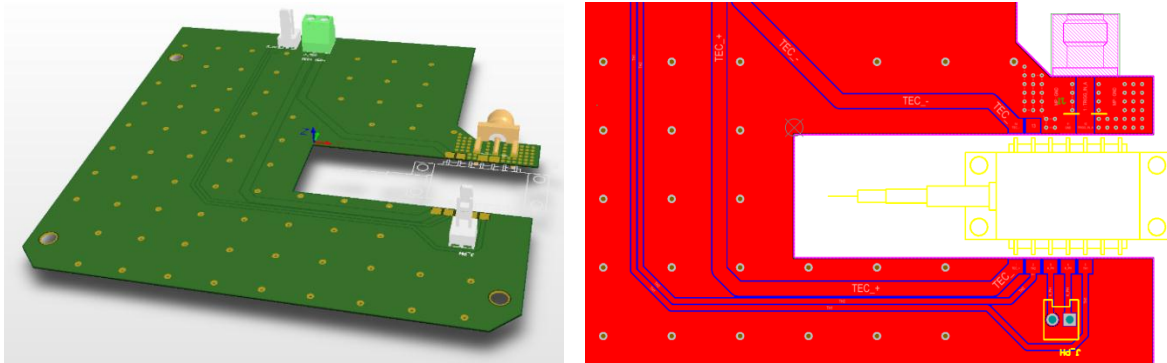


Figure 7 - Routage du circuit imprimé d'interface VNA / diode Laser

Un VNA est un appareil conçu pour mesurer les paramètres « S » d'un quadripôle quelconque, dans une bande de fréquence donnée. Ces paramètres « S » représentent respectivement le coefficient de réflexion et de transmission d'une onde électrique arrivant sur le dispositif à tester (DUT) par le biais de deux ports (voir figure 8). Ils dépendent des caractéristiques du quadripôle considéré :

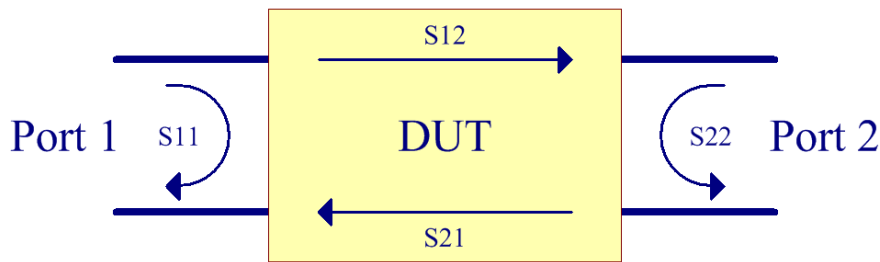


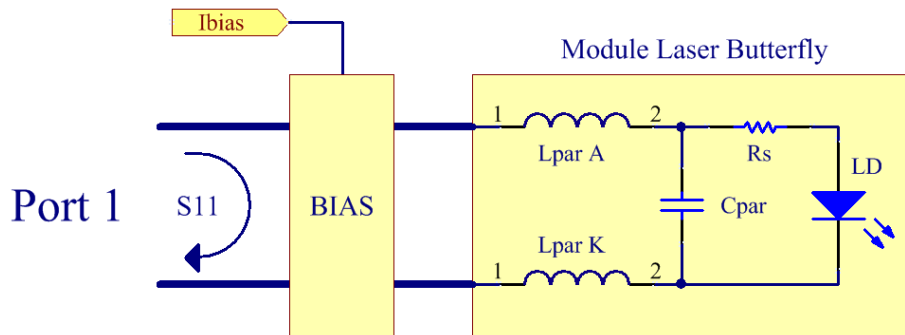
Figure 8 - Paramètres  $S_{ij}$  d'un « Device Under Test » (DUT)

En particulier, les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont directement des fonctions de l'impédance vue respectivement par les ports 1 et 2, dans la gamme de fréquence considérée. De plus, dans notre cas, le DUT est une diode Laser. Ce composant étant un dipôle, nous ne nous intéresserons qu'à la mesure du paramètre  $S_{11}$  via le port 1, afin d'obtenir une image de l'impédance complexe de la diode Laser, et donc d'évaluer les éventuelles composantes parasites.

Les composantes parasites attendues sur ce type de modules Laser sont :

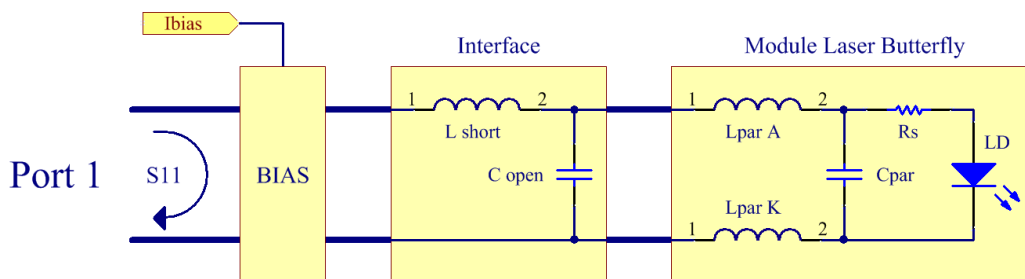
- des inductances parasites d'accès à l'anode et à la cathode de la jonction Laser,
- une capacité de jonction parasite,
- une résistance série totalisant la résistance totale d'accès à la jonction et la résistance présentée par la jonction elle-même [12].

Afin de mesurer le paramètre  $S_{11}$  dans la zone de fonctionnement linéaire de la diode Laser, il convient d'utiliser un système de polarisation électrique (bias), permettant de piloter la diode Laser à l'aide d'un faible courant continu mais supérieur au seuil Laser  $I_{th}$  (voir figure 9) :



**Figure 9** - Module Laser « Butterfly » représenté avec ses composantes parasites et l'adaptateur « bias »

Néanmoins, le circuit imprimé conçu pour interfacer le module Laser « Butterfly » avec le port de mesure du VNA comprend une piste « microstrip », qui présente également des composantes parasites intrinsèques, et dont la contribution aux valeurs du paramètre  $S_{11}$  mesurées devra donc être extraite (il est question de « de-embedding »). Les composantes parasites présentées par une piste de type « microstrip » peuvent être modélisées par un réseau LC d'inductances et de capacités réparties [13]. Pour une longueur de piste faible, et au-dessous d'une certaine fréquence ( $L_{piste} < \lambda_{min}/10$ ), il est possible de modéliser ces composantes parasites par une inductance série et une capacité parallèle simples (voir figure 10) :



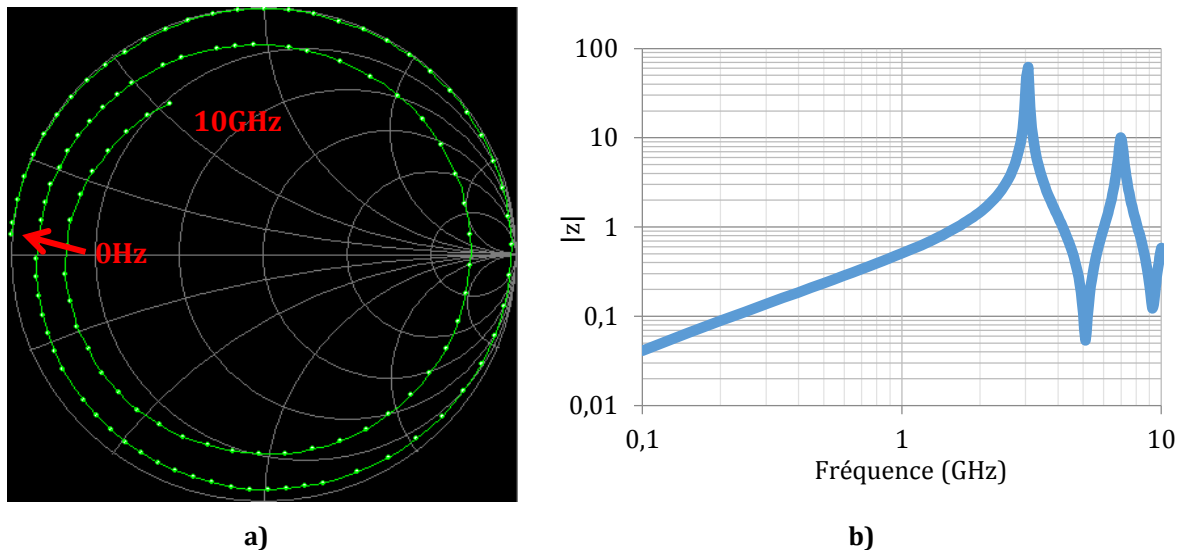
**Figure 10** - Schéma équivalent approché du module Laser et de son interface avec le VNA

Tout d'abord, la calibration du port1 du VNA a été réalisée à l'aide d'un kit de calibration agréé, conçu par Agilent, avec le système de bias connecté. Afin de mesurer les composantes parasites intrinsèques de l'interface VNA – DUT, la mesure du paramètre  $S_{11}$  de cette interface a été réalisée avec différentes terminaisons : court-circuit, circuit ouvert et charge de 50Ω. Dans l'hypothèse où les composantes parasites intrinsèques du PCB d'interface sont modélisables par des éléments localisés simples (une inductance série et une capacité parallèle), la mesure du

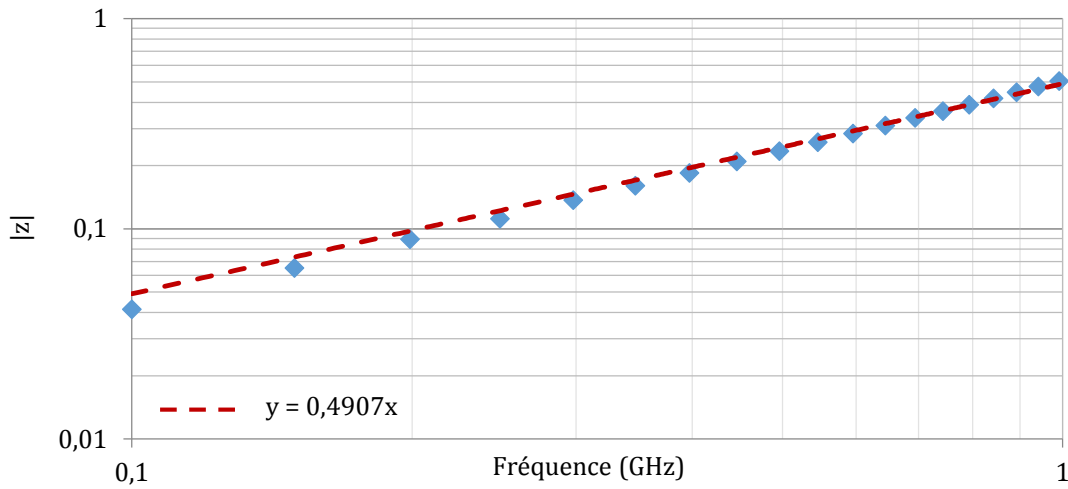
paramètre  $S_{11}$  de l'interface terminée par un court-circuit permet d'extraire la valeur de cette inductance série, et la mesure du paramètre  $S_{11}$  de l'interface terminée par un circuit ouvert permet d'extraire la valeur de cette capacité parallèle. En pratique, cette approximation ne sera valable que dans une gamme de fréquence faible. Il conviendra de définir la fréquence maximale au-delà de laquelle cette approximation ne sera plus vérifiée.

### 2.1.2.2. Détermination de l'inductance parasite du circuit d'interface

Dans un premier temps, le paramètre  $S_{11}$  du circuit imprimé d'interface chargé par un court-circuit a été mesuré. Le module de l'impédance complexe réduite de ce circuit a ensuite été extrait de la mesure de ce paramètre et tracé en fonction de la fréquence, entre 0,1 et 10GHz. Le résultat de cette extraction est détaillé dans la figure 11 :



Comme nous pouvons le voir sur la Figure 11, la charge mesurée peut être modélisée par une inductance possédant une fréquence de résonance autour de 3GHz. En effet, le module de l'impédance mesurée croît linéairement en fonction de la fréquence dans une gamme allant de 0,1GHz à 1GHz. Il est alors possible de calculer la valeur de l'inductance équivalente en linéarisant cette courbe d'impédance dans la gamme de fréquence considérée, et en mesurant la pente de la droite ainsi obtenue (voir Figure 12) :



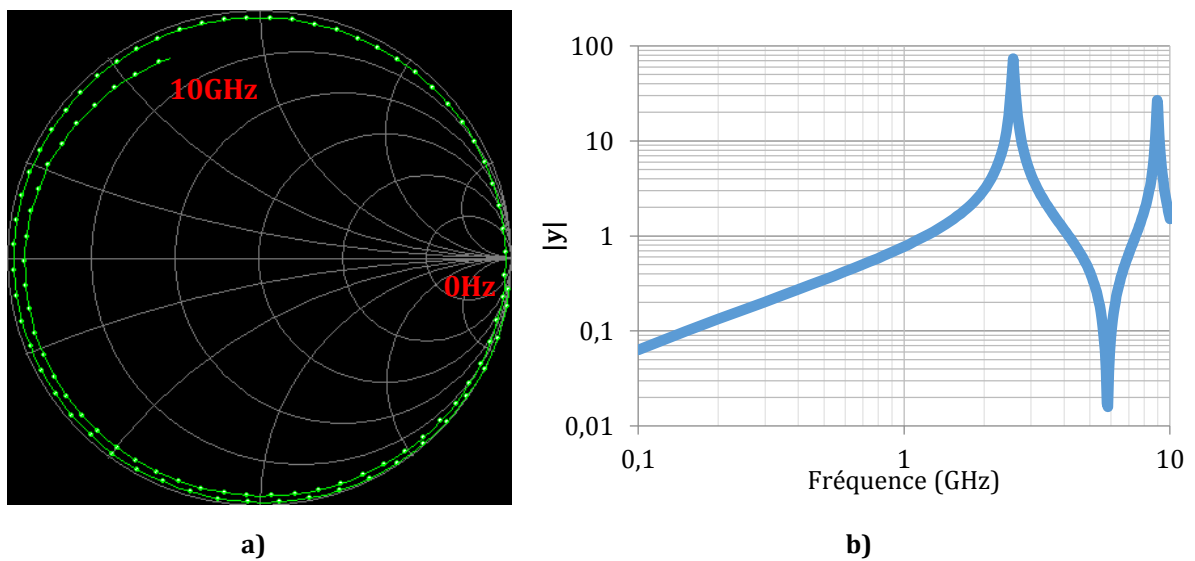
**Figure 12** - Linéarisation du module de l'impédance du circuit d'interface (chargé par un court-circuit) sur une gamme de fréquence de 0,1GHz à 1GHz

Pour une bobine parfaite,  $Z_{L_{short}} = j2\pi L_{short}f$ . Ainsi :

$$Z_{L_{short}} = \frac{2\pi L_{short}f}{50} = 0,491 \times 10^{-9} \times f \Leftrightarrow L_{short} = \left( \frac{0,491 \times 50}{2\pi} \right)^{-9} = 3,91 \text{ nH} \quad (4)$$

### 2.1.2.3. Détermination de la capacité parasite du circuit d'interface

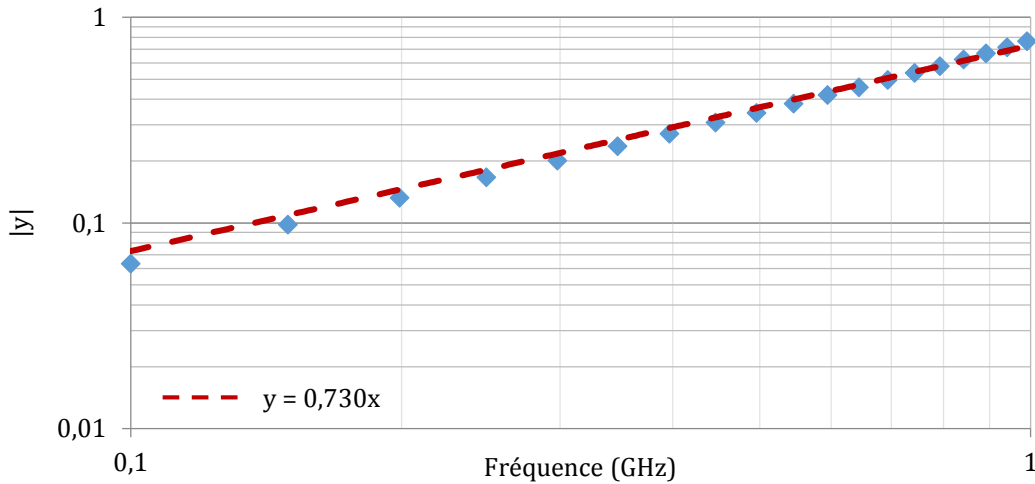
Réciproquement, afin de mesurer la valeur de la capacité parallèle  $C_{open}$ , le paramètre  $S_{11}$  du PCB d'interface en circuit ouvert a été mesuré. Le module de l'admittance complexe réduite de ce circuit a ensuite été extrait de la mesure de ce paramètre, et tracé en fonction de la fréquence entre 0,1 et 10GHz. Le résultat de cette extraction est détaillé figure 13 :



**Figure 13** - a) Paramètre  $S_{11}$  du PCB d'interface (en circuit ouvert), b) Module de l'admittance complexe mesuré en fonction de la fréquence



Comme nous pouvons le voir sur la Figure 13, la charge mesurée peut être modélisée par une capacité possédant une fréquence de résonance autour de 2,5GHz. En effet, le module de l'admittance mesurée croît linéairement en fonction de la fréquence dans une gamme allant de 0,1GHz à 1GHz. Il est alors possible de calculer la valeur de la capacité équivalente en linéarisant cette courbe d'admittance dans la gamme de fréquence considérée, et en mesurant la pente de la droite ainsi obtenue (voir Figure 14) :



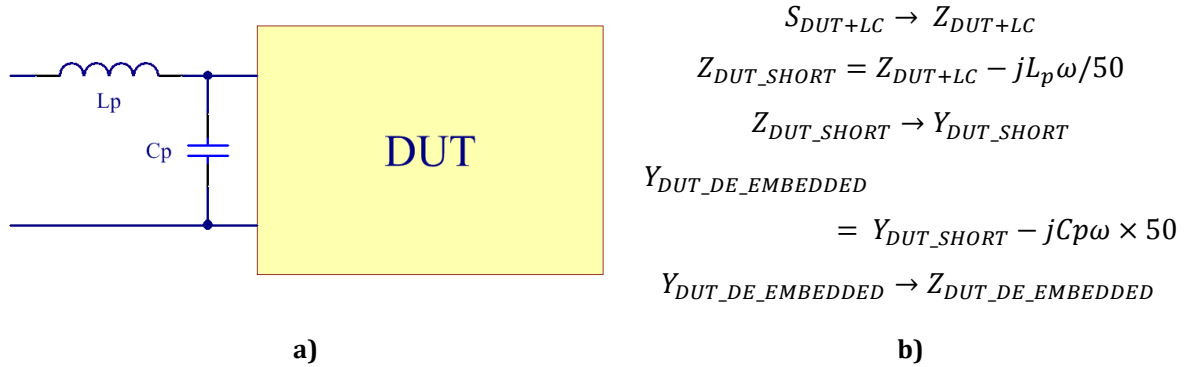
**Figure 14** - Linéarisation de la courbe d'admittance du circuit d'interface (mesuré en circuit ouvert)

Pour une capacité parfaite,  $Y_{C_{open}} = j2\pi C_{open}f$ . Ainsi, nous obtenons :

$$y_{C_{open}} = 50j2\pi C_{open}f = 0,730 \times 10^{-9} \times f \Leftrightarrow C_{open} = \left( \frac{0,730}{50 \times 2\pi} \right)^{-9} = 2,32 \text{ pF} \quad (5)$$

#### 2.1.2.4. Application de la technique de « De-embedding » pour l'extraction des paramètres $S_{ij}$ de la diode Laser

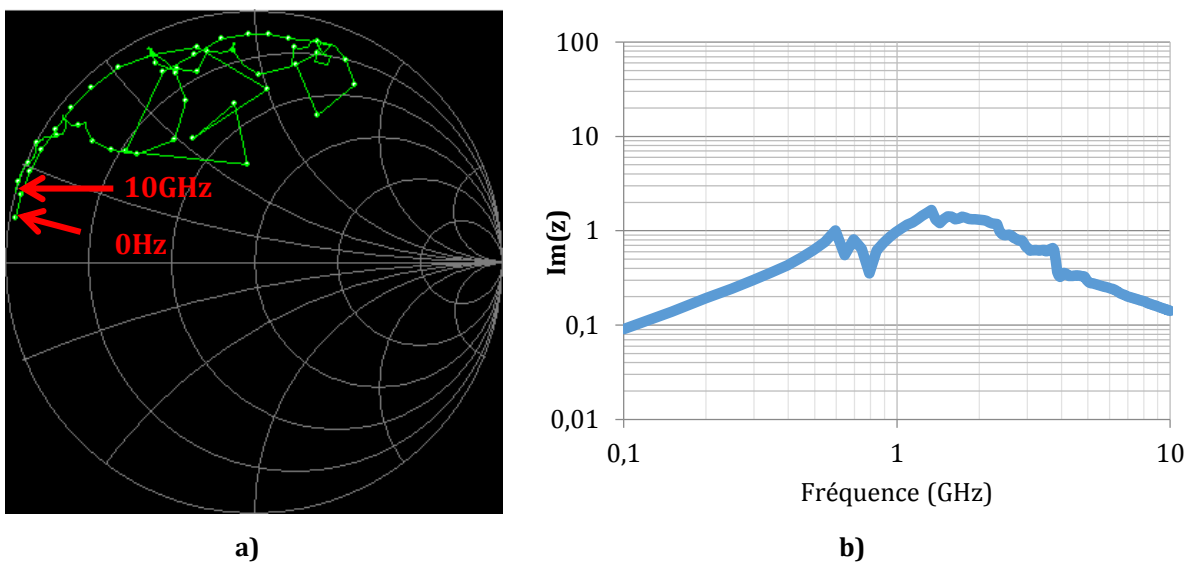
La mesure des valeurs de l'inductance et de la capacité parasite apportées par le circuit d'interface permet de retrouver les paramètres S et Z de la diode Laser grâce à la méthode de « de-embedding » suivante, détaillée sur la figure 15 :



**Figure 15 - a)** Schéma équivalent DUT + inductances et capacités parasites d'accès. **b)** Méthode de «de-embedding» associée [14]

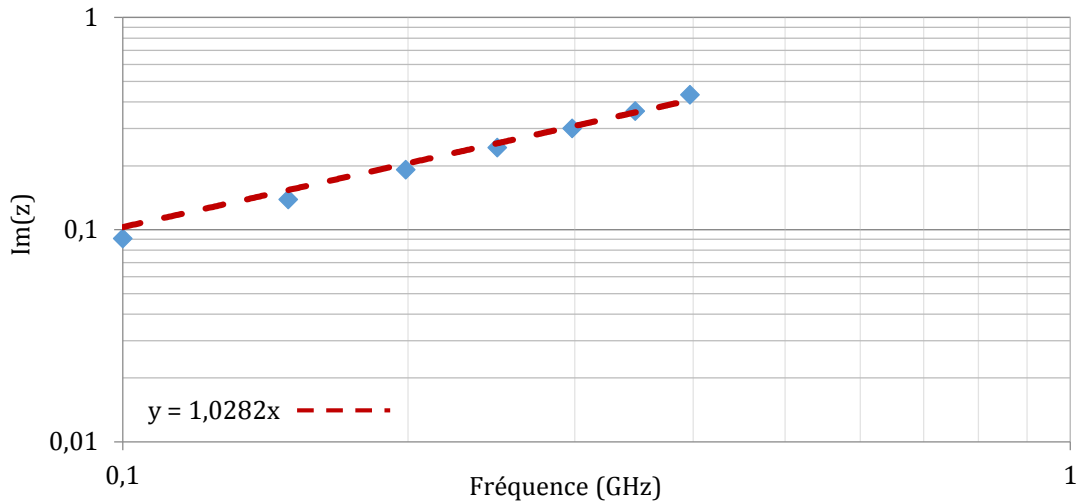
Avec  $L_p = 3,91nH$  et  $C_p = 2,32pF$

Les variations du paramètre  $S_{11}$  de la diode Laser, et de son impédance complexe, ont ensuite été tracées (après « de-embedding ») en fonction de la fréquence, entre 0,1 et 10GHz (voir Figure 16.a et 16.b). Cherchant à déterminer uniquement la composante réactive parasite de cette diode Laser, et la composante résistive de la diode Laser étant non négligeable ( $0,6\Omega$ ) seule la partie imaginaire de l'impédance complexe réduite de cette diode laser a été relevée, en fonction de la fréquence :



**Figure 16 - a)** Paramètre  $S_{11}$  de la diode Laser (après «de-embedding»), **b)** Partie imaginaire de l'impédance complexe, mesurée en fonction de la fréquence

De même que précédemment, la charge mesurée peut être modélisée par une inductance sur une gamme de fréquence allant de 0,1GHz à 0,4GHz. Il est possible de calculer la valeur de l'inductance équivalente en linéarisant cette courbe d'impédance dans la gamme de fréquence considérée, et en mesurant la pente de la droite ainsi obtenue (Figure 17) :



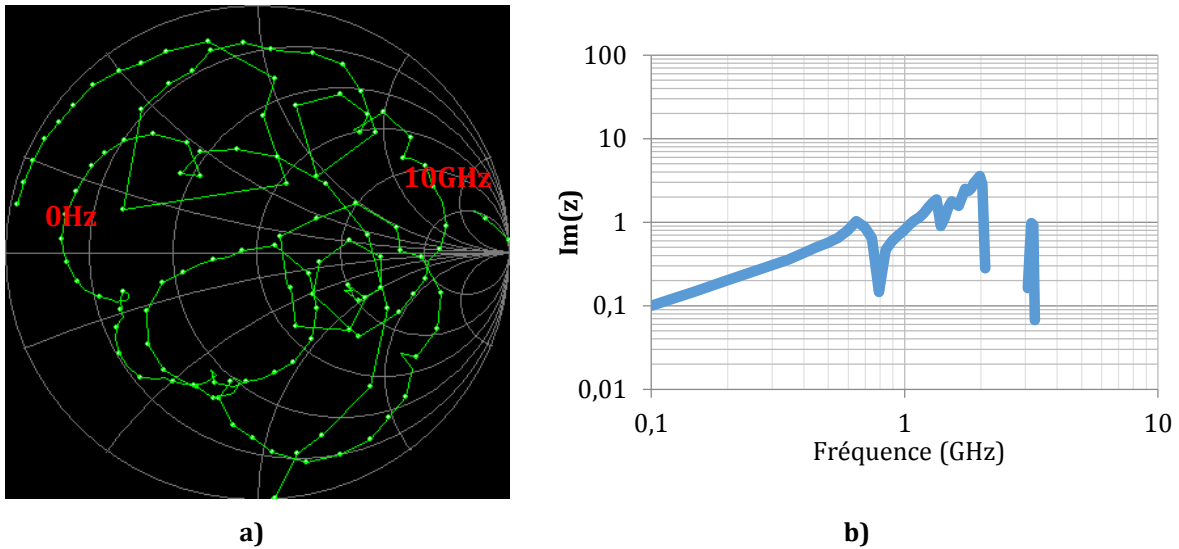
**Figure 17** - Linéarisation de la courbe d'impédance de la diode Laser (après de-embedding)

Il est alors possible de mesurer la valeur de cette inductance :

$$z_{L_{diode}} = \frac{2\pi L_{diode} f}{50} = 1,0282 \times 10^{-9} \times f \Leftrightarrow L_{diode} = \left( \frac{1,0282 \times 50}{2\pi} \right)^{-9} = 8,18 \text{ nH} \quad (6)$$

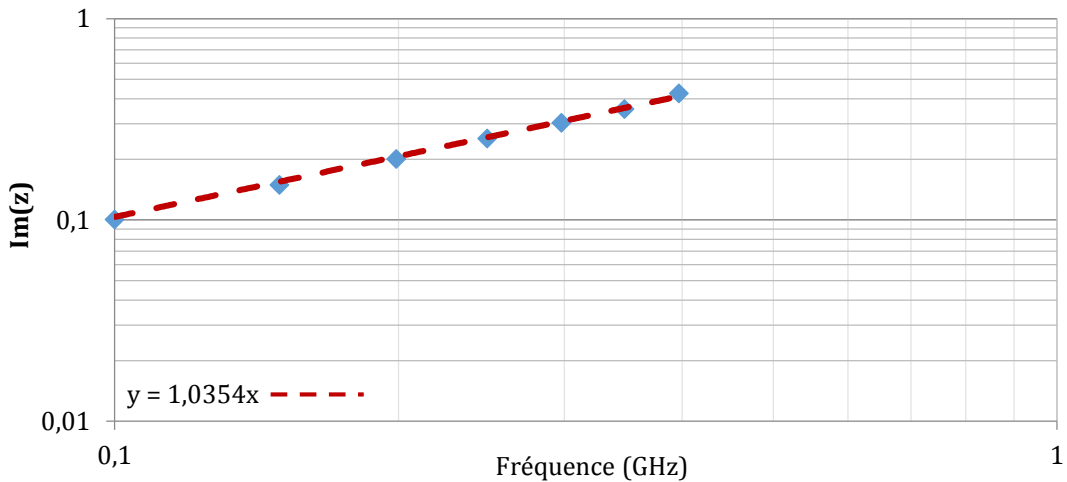
Ainsi, la somme des inductances parasites présentées par la diode Laser est égale à un environ 8nH. Dans cette gamme de fréquence, l'influence de la capacité parasite semble négligeable par rapport à celle de l'inductance parasite mesurée.

Une autre méthode de mesure des inductances parasites présentées par la diode Laser a été expérimentée : Les circuits imprimés d'interface créés, chargés par un court-circuit, un circuit ouvert ou une charge de 50Ω, ont été utilisés pour calibrer la sortie du VNA (à la place des kits de calibration agréés). Le paramètre  $S_{11}$  de la diode laser a ensuite été mesuré en polarisant la diode laser sous 100mA, et la partie imaginaire de l'impédance complexe réduite de ce circuit a ensuite été extraite à partir de la mesure de ce paramètre. Le résultat de cette extraction est détaillé sur la figure 18 :



**Figure 18 - a)** Paramètre  $S_{11}$  de la diode Laser (calibration du VNA avec les PCBs d'interface), **b)** Partie imaginaire de l'impédance complexe, mesurée en fonction de la fréquence

Nous constatons que la charge mesurée peut ici aussi être modélisée par une inductance, sur une gamme de fréquence allant de 0,1GHz à 0,4GHz. Il est possible de calculer la valeur de l'inductance équivalente en linéarisant cette courbe d'impédance dans la gamme de fréquence considérée, et en mesurant la pente de la droite ainsi obtenue (Figure 19) :



**Figure 19 -** Linéarisation de la partie imaginaire de la courbe d'impédance de la diode Laser (après «de-embedding», méthode n°2)

La valeur de l'inductance mesurée est alors égale à :

$$z_{L_{diode}} = \frac{2\pi L_{diode} f}{50} = 1,0354 \times 10^{-9} \times f \Leftrightarrow L_{diode} = \left( \frac{1,0354 \times 50}{2\pi} \right)^{-9} = 8,24 \text{ nH} \quad (7)$$

Nous retrouvons une valeur d'inductance parasite très proche de la valeur mesurée à l'aide de la méthode de «de-embedding» des composantes parasites  $L_p$  et  $C_p$  présentées par les circuits imprimés d'interface (8,24nH contre 8,18nH).

En parallèle de cette mesure, l'extraction du paramètre  $S_{11}$  de la diode Laser (extrait sans «de-embedding», en polarisant la diode laser sous 100mA) a été effectuée, après avoir calibré le VNA à l'aide d'un kit de calibration dédié. La courbe d'impédance obtenue, également de type inductive, a été linéarisée entre 0,1GHz et 0,5GHz. En utilisant la même méthode que précédemment, une valeur d'inductance parasite totale de 11,74nH a été extraite, ce qui correspond environ à l'inductance parasite présentée par la diode Laser ( $\approx 8$ nH), en série avec l'inductance parasite apportée par le PCB d'interface (3,91nH). Nous observons de plus, dans cette gamme de fréquence, que l'influence de la capacité de jonction reste négligeable.

Il importe de préciser que la modélisation des inductances parasites de la diode Laser testée n'est valable que dans une gamme de fréquence relativement faible (de 0,1GHz à 0,5GHz). A plus haute fréquence, le modèle de la diode Laser étudiée se complexifie, ce qui risque de limiter la validité des simulations réalisées à partir de ce modèle, et donc les performances des solutions de pilotage choisies.

## 2.2. Description des contraintes de conception du circuit de pilotage

### 2.2.1. Pilotage en courant de la diode Laser

Au-delà de son seuil Laser et en dessous d'une limite au-delà de laquelle elle sature, la puissance optique émise par une diode Laser est proportionnelle à son courant de pilotage. Ainsi, à une gamme de puissance donnée, correspond une gamme de courant de pilotage. De plus, la charge dynamique de la diode Laser étant faible, de faibles variations de tension à ses bornes se traduiront par de fortes variations du courant la traversant. Un pilotage précis de la diode laser doit donc nécessairement être en courant, notamment en utilisant une source possédant une impédance de sortie élevée devant celle de la diode.

Une solution envisageable consiste en la conception d'une source de tension impulsionnelle, assortie d'un circuit limiteur de courant. Nous allons à présent détailler les deux architectures les plus communément utilisées afin de réaliser ce type de circuit.

La première solution présentée (envisagée lors d'un projet annexe, développé à ALPhANOV) est basée sur un limiteur de courant réalisé à l'aide d'un transistor PNP et une référence de tension. Le schéma proposé est détaillé en figure 20 :

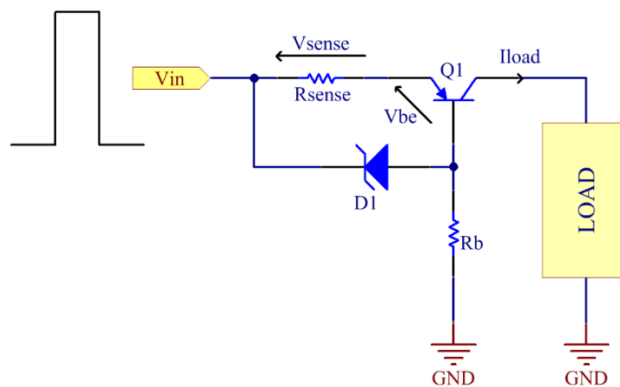


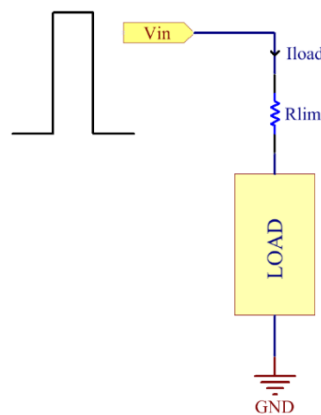
Figure 20 - Schéma du limiteur de courant envisagé

Lors de l'application d'une tension impulsionnelle  $V_{IN}$  aux bornes du montage charge / limiteur, un courant environ égal à  $I_{load}$  va traverser la résistance  $R_{sense}$  et faire apparaître une tension  $V_{sense}$  à ses bornes. Lorsque cette tension  $V_{sense}$  atteint la tension Zener de la diode D1, celle-ci entre en conduction. Un courant traverse alors  $R_B$ , et la tension à ses bornes augmente proportionnellement, régulant la tension  $V_{BE}$  du transistor. Ainsi, la tension aux bornes de  $V_{sense}$  (et par conséquent, le courant traversant  $R_{sense}$ ) est « clampée » à la tension Zener de D1 et toute augmentation de  $V_{sense}$  (et donc, de  $I_{load}$ ) se solde par un courant plus important à travers D1 et  $R_B$ . Ceci résulte en un « pincement » de la tension  $V_{BE}$ , et donc en une régulation de  $I_{load}$ .

En pratique, ce montage montre les limitations suivantes :

- Le temps de réponse de ce type de montage dépend de la bande passante du transistor utilisé, ainsi que celui de la diode Zener dite de « clamping ». Des dépassements répétés (overshoots) de courant sont possibles lorsque ce type de montage entre en mode régulation.
- De plus, la régulation est non linéaire (active uniquement lorsque la diode Zener devient passante), et le gain de la boucle de régulation est important (une faible variation du courant au sein de  $R_{sense}$  peut générer de fortes variations de la tension  $V_{BE}$  du transistor : le montage est donc potentiellement instable.
- Enfin, ce circuit ne permettra un « clamping » du courant qu'à une valeur bien définie, qui dépend directement de la tension  $V_{Zener}$  de D1, ainsi que de la valeur de  $R_{sense}$ . Le circuit est donc peu modulaire.

Une autre solution consiste en la conception d'une source de tension impulsionnelle dont l'impédance de sortie est artificiellement augmentée à l'aide d'une résistance série. Le schéma proposé est présenté en figure 21 :



**Figure 21** - Limitation de courant à l'aide d'une résistance série

La bande passante de ce montage relativement simple est conditionnée par celle de la résistance permettant d'effectuer la limitation de courant, et est donc potentiellement élevée (plusieurs centaines de MHz, voire plusieurs GHz, en fonction du type de résistance utilisée). De plus, la régulation est progressive : lorsque le courant consommé par la charge augmente, la tension présente aux bornes de  $R_{lim}$  augmente proportionnellement, ce qui diminue la tension disponible aux bornes de la charge. Le courant consommé par celle-ci se stabilise donc rapidement. La valeur de ce courant peut aisément être ajustée en modifiant la valeur de la tension d'entrée du montage  $V_{in}$ , ou encore en ajustant la valeur de la résistance  $R_{lim}$ .

Dans la suite de ce projet, nous utiliserons donc l'architecture présentée en figure 21. Nous allons ensuite présenter les exigences que cette architecture devra satisfaire afin d'atteindre les performances requises par le cahier des charges.

### 2.2.2. Eléments de justification de la nécessité d'une tension de compliance élevée

Le courant maximal atteignable à l'aide du schéma présenté sur la figure 21 sera fonction de la valeur de la tension impulsionnelle délivrée (qui peut facilement être modifiée à l'aide d'un régulateur DC-DC variable), ainsi que de la valeur de la résistance  $R_{lim}$  placée en série avec la diode. Afin que le courant délivré dépende peu des variations d'impédance observées sur un lot de diodes laser, il est toutefois nécessaire de prévoir une résistance série grande devant l'impédance de la diode à piloter.

Enfin, le type de module Laser à piloter présentant une composante inductive non négligeable, la durée d'impulsion minimale atteignable avec ce type de modules Laser dépendra principalement de la capacité du circuit de pilotage à magnétiser et démagnétiser le plus rapidement possible ces inductances parasites.

Pour satisfaire aux exigences citées précédemment, il apparaît donc nécessaire de concevoir un circuit de pilotage de diode Laser pouvant présenter une tension de compliance élevée, en effet :

- Une source de tension impulsionnelle élevée, couplée à une résistance série de valeur élevée devant la résistance série de la diode, permettra de piloter une grande variété de diodes Laser avec un courant élevé, peu variable d'une diode à l'autre. La valeur du courant maximal à délivrer dépendra alors fortement de la tension de compliance maximale du circuit de pilotage.
- Apporter une surtension transitoire importante aux bornes du module Laser permet de magnétiser rapidement ses inductances parasites. En effet,

$$U_{Lpar} = L_{par} \times \frac{dI}{dt} \quad (8)$$

En considérant que la valeur de  $L_{par}$  reste constante, augmenter la valeur de  $U_{Lpar}$  permet ainsi d'obtenir des fronts de courants plus raides. Toutefois, en suivant le même raisonnement, il est également nécessaire d'apporter une forte tension inverse aux bornes de la diode Laser lors de son extinction, afin de démagnétiser tout aussi rapidement ces inductances parasites. La diode Laser étant un composant très sensible aux surtensions inverses, la question de sa résistance à de telles conditions de pilotage se pose légitimement.



Le principal inconvénient du montage présenté en figure 21 est qu'une partie importante de l'énergie fournie en sortie de cette source est dissipée dans cette résistance série, ce qui peut fortement limiter la fréquence maximale d'utilisation de cette source ; la résistance devant dissiper une importante puissance moyenne lorsque cette fréquence augmente. Toutefois, le problème serait également présent avec un montage de type limiteur de courant, à ceci près que l'élément dissipateur sera ici le transistor PNP. De plus, afin d'obtenir une large gamme de courant de pilotage de la diode Laser, il est nécessaire d'avoir une tension de compliance variable dans une large gamme, ce qui entraîne une contrainte supplémentaire et complexe de conception.

Ce type de schéma présente toutefois un avantage significatif : une diode Laser étant un composant dont la résistance série est relativement faible, une surtension transitoire à ses bornes risque de générer de fortes surintensités à travers la diode, pouvant conduire à sa dégradation. Sur le montage suggéré, la tension aux bornes de la diode Laser et le courant la traversant sont dépendants de la résistance placée en série avec la diode Laser. Lorsque le courant augmente, la tension aux bornes de la diode Laser diminue rapidement. De plus, en utilisant des résistances de type CMS, les éléments parasites de la résistance considérée peuvent être très négligés : le montage limite efficacement le courant dans la diode Laser, avec une bande passante potentiellement élevée ( $\sim 1\text{GHz}$ ).

### 2.2.3. Génération des impulsions de courant

Nous avons vu qu'il est nécessaire de piloter une diode Laser en courant, et étudié les deux principales architectures de circuit permettant de réguler le courant traversant cette diode à partir d'une source de tension impulsionnelle. Nous allons à présent étudier les techniques permettant de générer ces impulsions de tension.

#### 2.2.3.1. Définition du cahier des charges

Le circuit à concevoir doit permettre de commuter la diode Laser de l'état bloqué à l'état passant, et réciproquement, en 1ns, afin d'atteindre les durées d'impulsion minimales exigées. Ces durées d'impulsion étant extrêmement courtes, il n'est pas possible de créer une source de tension variable pouvant réguler sa sortie aussi rapidement. Il est toutefois possible de commuter la sortie d'une source de tension continue.

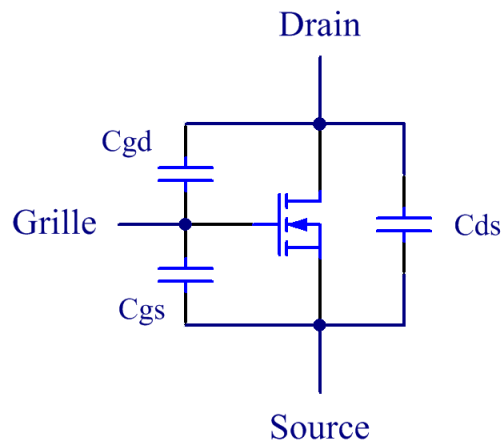
Néanmoins, l'élément qui permettra la commutation de la source de tension continue sur la diode devra satisfaire quelques exigences : tout d'abord, il devra permettre de faire passer le courant au sein de la diode Laser de 0A à  $I_{LDmax} = 10\text{A}$ , puis de  $I_{LDmax}$  à 0A en 1ns. Il devra également pouvoir supporter ces pointes de courant sans détérioration. Enfin, cet élément commutant devant commuter une source de tension continue, *a priori* de niveau élevé, devra pouvoir supporter cette tension continue à l'état bloqué sans se dégrader.

### 2.2.3.2. Commutateurs à transistors

La solution retenue pour notre étude consiste en la conception d'un switch à base de transistors. En effet, de nombreuses architectures de circuits relativement simples proposent des solutions pour commuter efficacement des transistors, de type bipolaires ou FET, en moins d'une nanoseconde. Néanmoins, il est nécessaire de veiller à choisir des transistors possédant les caractéristiques suivantes :

- Ces transistors doivent pouvoir tenir une forte tension  $V_{CE}$  (dans le cas d'un transistor bipolaire ou IGBT) ou  $V_{DS}$  (dans le cas d'un transistor de type FET) à l'état bloqué,
- Ils doivent pouvoir faire passer de forts courants impulsionnels ( $\sim 10A$ ), sur des durées d'impulsion plus ou moins longues (de 1ns à environ 1 $\mu s$ , comme spécifié précédemment) sans dégradation,
- La commutation de l'état bloqué à l'état passant doit s'effectuer en moins d'une nanoseconde.

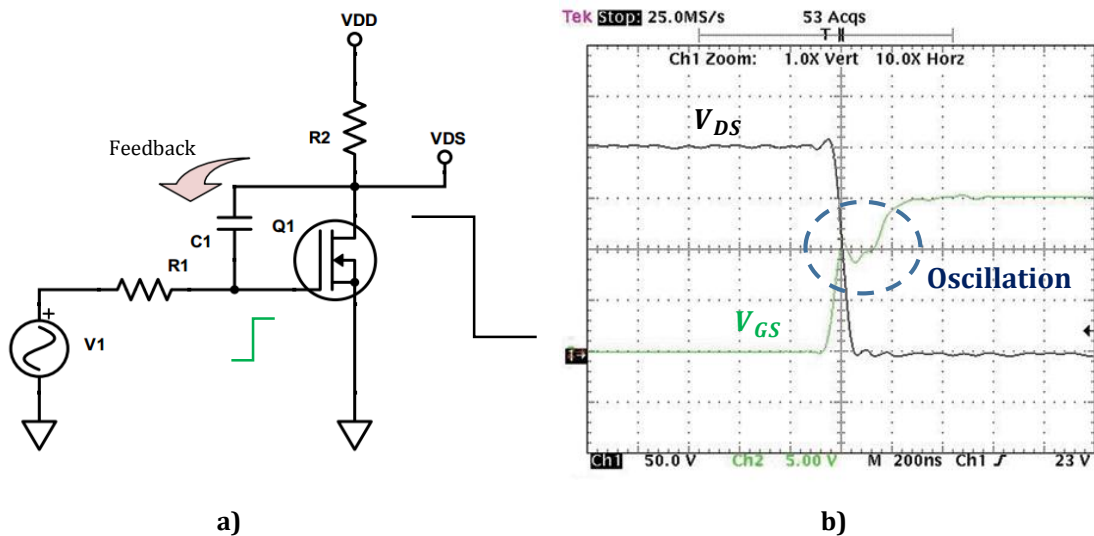
Il existe actuellement des transistors (bipolaires, IGBTs ou FET) pouvant tenir plusieurs centaines de volts de tension à l'état bloqué, et pouvant commuter plusieurs dizaines d'ampères sur des durées d'impulsions longues, voire en continu. Toutefois, ces transistors sont bien souvent des transistors optimisés pour des applications de puissance, de dimensions importantes nécessitant un dispositif de refroidissement parfaitement dimensionné et pouvant présenter des éléments parasites influençant sur leur comportement électrique (figure 22) :



**Figure 22** - Capacités parasites d'un transistor MOS supposé non idéal

Plusieurs de ces éléments parasites vont venir diminuer fortement la vitesse de commutation de ce type de transistors. Nous nous intéresserons à un transistor de type N-MOSFET, mais le raisonnement est également valable pour des transistors de type bipolaire :

- La capacité grille-source d'un transistor de type FET va diminuer la vitesse de commutation du transistor en s'opposant à une variation rapide de sa tension de commande  $V_{GS}$ . Plus cette capacité est importante, plus le temps de commutation sera long.
- La capacité grille-drain (dite « capacité de Miller ») va également jouer un rôle important dans la vitesse de commutation du transistor. En effet, cette capacité permet aux rapides variations de tension pouvant apparaître sur le drain du transistor de revenir sur sa grille. En supposant que l'on utilise un montage de commutation à un transistor monté en source commune (montage de type amplificateur inverseur), ces variations de tension, réinjectées sur la grille, vont faire osciller la tension  $V_{GS}$  du transistor, et peuvent la faire repasser sous le seuil de conduction, causant un blocage indésirable du transistor (voir figure 23). Le phénomène est d'autant plus marqué que la tension à commuter est importante, ce qui est problématique dans notre cas.



**Figure 23 - a)** Capacité de Miller (ici, C1) sur un montage source commune, **b)** Effet d'une forte variation de la tension  $V_{DS}$  sur la tension  $V_{GS}$

De plus, le drain, la source et la grille du transistor peuvent présenter des résistances et inductances d'accès non négligeables. Celles-ci peuvent néanmoins être réduites par un packaging optimisé (packaging CMS, voire BGA, pistes d'accès larges etc.)

Il est donc nécessaire de choisir des transistors possédant des capacités  $C_{GS}$  et  $C_{GD}$  les plus faibles possible, capables de supporter de fortes tensions  $V_{DS}$  à l'état bloqué et de forts courants  $I_{DS}$  à l'état passant.

### 2.2.3.3. Intérêt des transistors en technologie GaN

Les transistors à semiconducteur GaN sont adaptés, et sont de plus en plus utilisés dans ce type d'applications, en comparaison des transistors habituellement utilisés pour ces applications, nécessitant à la fois vitesse de commutation et puissance admissible (ex. LDMOS). En effet :

- Leur structure latérale (voir figure 24) permet de minimiser les capacités  $C_{GS}$  et  $C_{GD}$  [15]. Des valeurs de quelques pF/mm sont atteignables pour les capacités  $C_{GS}$  de ce type de transistors et des valeurs inférieures à 0,1 pF/mm pour les capacités  $C_{GD}$  [16].

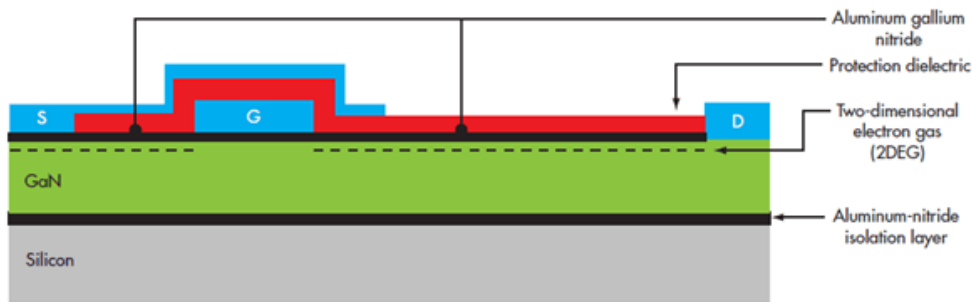


Figure 24 - Structure latérale d'un transistor en technologie GaN

- La mobilité intrinsèque des électrons au sein d'un matériau de type GaN est plus élevée qu'au sein d'un matériau de type Si ( $\mu_{GaN} = 2000 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1}\text{S}^{-1}$ ,  $\mu_{Si} = 1500 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1}\text{S}^{-1}$ ), ainsi que leur vitesse de saturation ( $25 \times 10^6 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-1}$ , contre  $10 \times 10^6 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-1}$  pour le Silicium, voir [15]). Il en résulte une bande passante beaucoup plus élevée.
- Le niveau d'énergie de la bande interdite (« bandgap ») du GaN est plus élevée ( $E_g = 3.4 \text{ eV}$ ) que celle du Silicium ( $E_g = 1.1 \text{ eV}$ ) (voir [15]). De même, le champ électrique critique entraînant le claquage du semiconducteur est plus élevé sur un matériau de type GaN ( $3.5 \times 10^6 \text{ V} \cdot \text{cm}^{-1}$ , contre  $0.3 \times 10^6 \text{ V} \cdot \text{cm}^{-1}$  pour le silicium, voir [15]). La conséquence directe de ces deux paramètres réside dans le fait que ce type de transistor peut tenir des tensions  $V_{DS}$  très élevées, jusqu'à plusieurs centaines de Volts.

Le modèle EPC8010 de la société EPC Corporation a été retenu pour notre application. Il possède les caractéristiques suivantes :

Paramètre	Conditions	Min	Typ	Max	unité
$C_{iss} (= C_{GS} + C_{GD})$	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 50V$		43	55	pF
$C_{oss} (= C_{DS} + C_{GD})$			25	36	
$C_{rss} (= C_{GD})$			0,3	0,5	
$I_{DSmax}$	Continu		2,7		A
	Pulsé ( $T_{pulse} < 300 \mu s$ )		7,5		
$V_{DSmax}$				100	V

**Table 1** - Caractéristiques électriques du transistor GaN de type EPC8010

Ce transistor est recommandé par le fabricant pour piloter des diodes Laser dans des applications de type LiDAR, avec des temps de montée / descente annoncés de moins d'une nanoseconde [17]. Ce type d'application est proche, en termes de contraintes, de l'application qui nous intéresse (pilotage d'une diode Laser avec de forts courants, et des durées d'impulsions réduites), et les caractéristiques du transistor permettront de piloter des diodes Laser avec une tension de compliance élevée ainsi qu'un fort courant et des durées d'impulsion courtes. Cette référence de composant est le meilleur compromis entre de faibles capacités parasites (permettant une commutation à haute fréquence) et une tenue en tension / courant, malgré une valeur de courant maximale inférieure aux 10A souhaités.

Nous avons retenu ce type de transistor pour commuter la diode Laser. Afin de les utiliser en régime de commutation rapide, il convient toutefois de respecter quelques règles de design, que nous détaillons ci-dessous.

## 2.2.4. Pilotage des transistors en régime de commutation

### 2.2.4.1. Attaque directe de la grille

Afin de piloter directement la grille du transistor à l'aide d'un générateur d'impulsions nanoseconde, d'impédance de sortie  $50\Omega$ , il est nécessaire de réaliser un réseau d'adaptation d'impédance en entrée du montage. Les paramètres S et Z nécessaires à la réalisation d'un tel réseau d'adaptation sont donnés dans la spécification du transistor (voir figure 25). Les paramètres d'impédance Z sont donnés en valeur absolue, non réduite :

Frequency	Gate ( $Z_{GS}$ )	Drain ( $Z_{DS}$ )
[MHz]	[ $\Omega$ ]	[ $\Omega$ ]
200	2.54 - j11.18	22.54 - j23.91
500	1.57 - j4.20	6.01 - j15.53
1000	0.94 - j0.23	1.85 - j6.89
1200	0.97 + j0.89	1.47 - j4.87
1500	0.97 + j2.38	1.51 - j2.52
2000	1.08 + j4.80	2.09 + j0.41
2400	1.21 + j6.74	2.50 + j2.25
3000	1.62 + j10.34	3.05 + j5.00

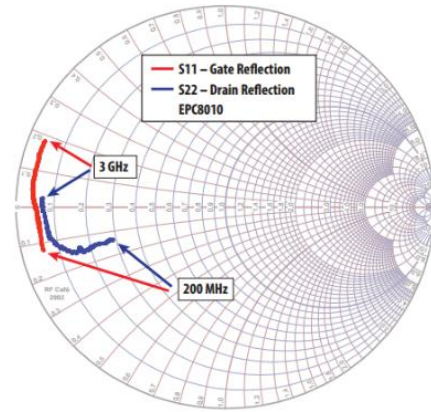


Figure 25 - Impédance et paramètres S du transistor GaN EPC8010 en fonction de la fréquence

Nous notons que :

- La partie réelle de l'impédance vue à l'entrée du montage est faible dans toute la gamme de fréquence considérée : elle est maximale à 200MHz (2,54 $\Omega$ ) et minimale à 1GHz (0,97 $\Omega$ ),
- La partie complexe de l'impédance vue à l'entrée du montage est de type capacitive entre 200MHz et 1GHz, puis de type inductive au-delà.

Ainsi, une adaptation optimale d'impédance, large bande à 50 $\Omega$ , ne sera possible qu'en ajoutant une résistance en série avec l'entrée du montage, de manière à compléter la faible impédance réelle d'entrée du transistor jusqu'à obtenir une impédance de 50 $\Omega$ . La partie réactive de l'impédance d'entrée pourra également faire l'objet d'une adaptation spécifique, mais l'adaptation résultante ne sera pas large bande. L'inconvénient d'une telle adaptation résistive est qu'elle s'accompagne d'une très forte atténuation du signal d'entrée, ce qui ne permettra pas de faire commuter le transistor efficacement.

Il est donc difficile de réaliser une adaptation d'impédance large bande à l'entrée de ce transistor et par conséquent impossible de piloter directement la grille du transistor à l'aide d'une impulsion TTL depuis une ligne de transmission 50 $\Omega$ .

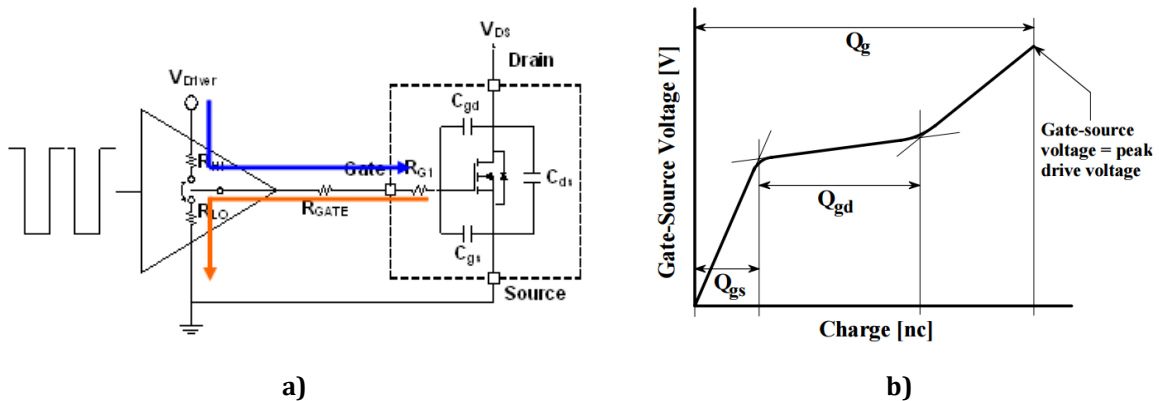
La solution envisagée est l'utilisation d'une interface de type « driver de grille », dont le but est, à partir d'une impulsion de commande TTL, LVDS ou autre, de commuter le plus rapidement possible un transistor de type MOSFET à l'aide d'un fort courant transitoire.

#### 2.2.4.2. Utilisation de circuits commerciaux de pilotage de la grille

Un transistor de type MOSFET se pilote en tension : dans sa zone de fonctionnement linéaire, son courant drain-source  $I_{DS}$  est fonction de la tension grille-source  $V_{GS}$ , de la tension drain-source  $V_{DS}$ , ainsi que de paramètres constants du transistor (tension de seuil  $V_{TH}$ , mobilité des porteurs  $\mu$ , ou encore longueur et surface du canal). Toutefois, lorsqu'un MOSFET est utilisé mode commutation, sa grille est classiquement pilotée en courant.

En effet, sous l'effet d'un échelon de tension, la capacité d'entrée du transistor  $C_{iss}$  va se charger suivant une loi exponentielle avec une constante de temps  $R \times C$ , avec  $C = C_{iss}$  et  $R =$  la résistance série totale présentée à la sortie de la source de tension considérée (résistance de sortie de la source de tension + résistance d'accès à la grille du transistor). Ces deux composantes parasites sont relativement faibles, mais peuvent néanmoins être suffisantes pour diminuer drastiquement la vitesse de commutation minimale du transistor considéré :

Lorsque la grille du MOSFET est pilotée en courant, la tension  $V_{GS}$  va cette fois évoluer selon une rampe, dont la pente sera fonction de  $C_{iss}$  et de la valeur du courant délivré sur la grille du transistor. Une augmentation de la valeur de ce courant de charge permettra d'accroître la vitesse de commutation du transistor. Ce principe est utilisé dans la conception de circuits intégrés appelés « drivers de grille » : leur fonction est de délivrer un courant pouvant aller jusqu'à quelques dizaines d'ampères, permettant de charger / décharger la grille du transistor et de commuter celui-ci en moins d'une nanoseconde. La structure d'un tel driver, ainsi que l'évolution de la tension grille-source d'un MOSFET piloté par ce type de drivers, sont résumés sur la figure 26 :



**Figure 26 - a)** Circuit d'attaque de grille de transistor MOSFET. **b)** Variation de la tension  $V_{GS}$  du transistor en fonction de la charge de sa grille

Les transistors utilisés (transistors GaN EPC8010) sont toutefois très sensibles aux surtensions pouvant apparaître sur la grille. Des tensions supérieures à 6V ou inférieures à -4V peuvent dégrader le transistor de manière irréversible. La plupart des drivers de transistors commerciaux étant prévus pour commuter efficacement des MOSFETs classiques (silicium), ceux-ci peuvent délivrer des tensions de sortie parfois bien plus importantes (de l'ordre de 10V). Ainsi, lors du choix de driver de grille, il importera soit de choisir un circuit ne dépassant pas une tension de sortie de 6V, soit de prévoir des composants dits parasurtenseurs (type diode zener) permettant d'éviter de dépasser une tension de grille critique.

Les transistors de type GaN peuvent nécessiter, en fonction des références de composants utilisées, d'être commandés par une tension  $V_{GS}$  négative pour réaliser efficacement la déplétion

du canal en porteurs lors de la commutation du transistor de l'état passant à l'état bloqué. Toutefois, sur la référence de transistor choisie, cela n'est pas nécessaire.

Parmi les technologies proposées, le driver de grille de type LM5113 semble adapté pour ce type d'applications. Il s'agit d'un circuit dédié au pilotage de la tension grille-source de transistors de type GaN. En effet, il permet de délivrer jusqu'à 1,2A de courant crête pour charger la grille du transistor, et d'absorber jusqu'à 5A crête pour décharger celle-ci. Le principal intérêt de ce circuit réside toutefois dans le « slew-rate » de la tension de sortie annoncé par le fabricant : 50V/ns, ce qui est largement suffisant pour commuter notre transistor en moins d'une nanoseconde.

### **2.2.4.3. Limitations de la solution**

Malheureusement, ce type de driver de grille présente un inconvénient majeur : la durée d'impulsion minimale atteignable en sortie du driver est de 10ns. De même, aucun driver de grille envisagé en remplacement ne permet de descendre en dessous de cette limite, excepté une référence de driver : le IXRFD630 de chez IXYS Colorado, avec une durée minimale d'impulsion annoncée à 8ns, ce qui reste au-delà de la durée minimale souhaitée de 1ns. Il est donc nécessaire de concevoir un circuit « driver » permettant de piloter la grille du transistor à l'aide d'impulsions nanosecondes en courant. Ce circuit « driver » devra alors présenter une impédance contrôlée aux impulsions de commande issues du générateur d'impulsion (50Ω en « single-ended », 100Ω en différentiel), et permettre de charger et de décharger la grille du transistor en 1ns. Nous allons maintenant présenter la solution retenue pour réaliser ce type de driver.

## **2.3. Description et analyse des solutions retenues pour la conception**

### **2.3.1. Circuit de pilotage de grille dédié**

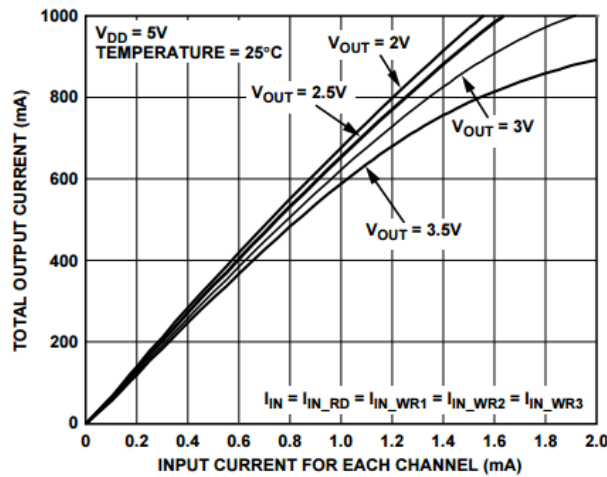
L'idée retenue consiste à générer l'impulsion de commande du transistor à l'aide d'un circuit de pilotage de diode Laser de type lecteur / graveur DVD, chargé sur une résistance de faible valeur. Ce type de composant a déjà été utilisé sur une génération précédente de cartes électroniques développées par ALPhANOV, dédiées au pilotage de diodes Laser. La principale limitation observée est celle des temps de montée / descente de l'impulsion Laser générée, supérieurs à 5ns, du fait de la faible tension de compliance (5V) fournie par ces circuits, qui ne permet pas d'atteindre la durée d'impulsion minimale désirée de 1ns. En revanche, dans le cas qui nous intéresse, ce composant possède des caractéristiques intéressantes :

- Ce composant est prévu pour piloter directement des diodes Laser, qui présentent une impédance série faible. Il est donc optimisé pour le pilotage en courant d'une charge faible telle qu'une résistance de quelques Ohms en parallèle de la grille du transistor. Toutefois,



les spécifications du composant ne donnent pas d'information quant à l'impédance idéale à connecter en sortie (en dehors de la nécessité de réduire au maximum les inductances parasites sur la piste d'accès à la diode Laser). Il n'est pas exclu que le composant considéré ne soit pas adapté pour piloter une charge possédant une composante capacitive non négligeable (à savoir la capacité d'entrée  $C_{iss}$ ).

- En combinant toutes les sorties en courant du circuit considéré, il est possible d'obtenir des impulsions de courant d'environ 1A, avec un temps de montée et un temps de descente annoncés de l'ordre de 800ps. La valeur totale du courant délivré dépend d'un courant de consigne arrivant sur trois voies d'entrée du composant (courant compris entre 0 et 2mA, ajustable à l'aide d'un potentiomètre), ainsi que de la tension maximale souhaitée en sortie du circuit (figure 27) :



**Figure 27** - Courant de sortie du circuit driver en fonction du courant d'entrée sur les channels R/W et en fonction de la tension

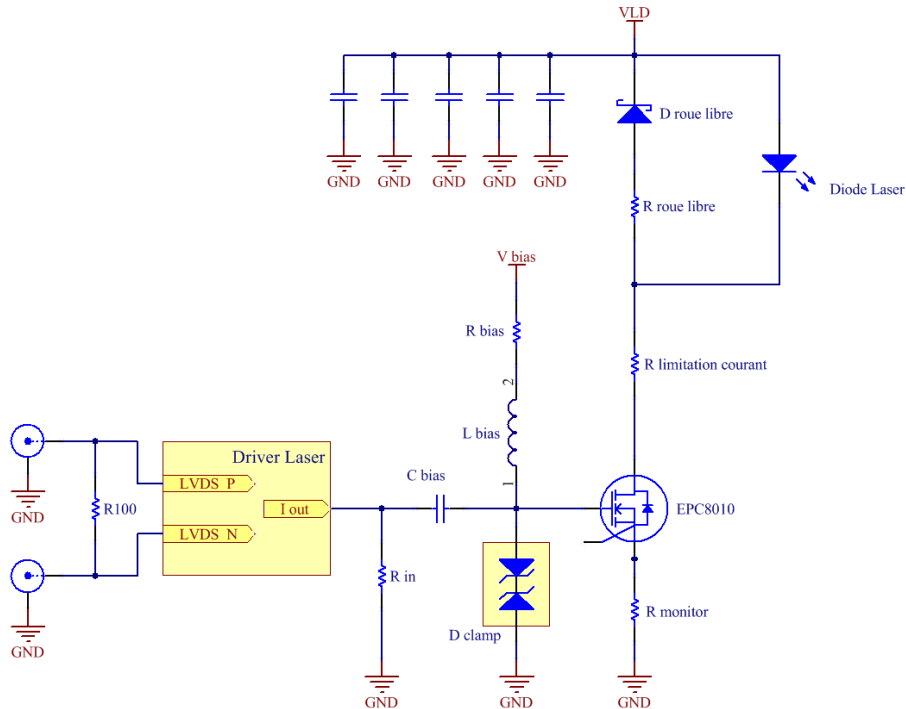
Pour une impulsion de tension de 3,5V en sortie du driver, le courant maximal obtenu, pour une consigne de 2mA, sera d'environ 900mA. Ces performances seront atteintes avec une charge résistive  $R_{load} = 3,5/0,9 = 3,9\Omega$ .

Nous allons maintenant présenter différentes architectures de circuit sur lesquelles l'utilisation d'un tel circuit en tant que driver de grille de transistor peut être envisagée :

## 2.3.2. Solution n°1

### 2.3.2.1. Description du schéma

Un premier schéma proposé est détaillé en figure 28 :



**Figure 28** - Schéma n°1 : premier circuit de pilotage de diode Laser proposé

### 2.3.2.2. Analyse du principe

Le fonctionnement du montage est le suivant : le circuit driver, commandé par une impulsion LVDS de durée = 1 ns, débite une impulsion de courant = 900 mA sur une charge de 3,9 Ω. Il en résulte une impulsion de tension de 3,5 V environ. Une tension continue est superposée à cette impulsion, à l'aide d'un montage « bias-T », afin d'amener le transistor GaN juste sous la limite de sa tension de mise en conduction  $V_{GSth}$ . Ce montage « bias-T » est composé d'une capacité de liaison et d'une inductance d'arrêt. Une résistance de forte valeur devant l'impédance d'entrée du montage ( $R \gg 10 \Omega$ ) peut également remplacer l'inductance utilisée. La capacité de liaison est dimensionnée de manière à présenter une impédance faible à l'impulsion de tension (haute fréquence).

L'anode de la diode Laser est connectée au potentiel  $V_{LD}$ , tension de compliance du circuit de pilotage. Une série de condensateurs de découplage permet de stabiliser cette tension et de fournir à la diode Laser l'impulsion de courant nécessaire à son pilotage. La résistance placée en série avec la diode Laser, permet de limiter le courant la traversant. Le réglage du courant s'effectue en faisant varier le courant de sortie du driver de grille, afin d'obtenir une tension  $V_{GS}$

du transistor GaN variable, et donc une ouverture plus ou moins forte de celui-ci. La valeur de ce courant peut être mesurée à l'aide d'une résistance  $R_{monitor}$  placée entre la source du transistor et la masse. Cette résistance doit être dimensionnée de sorte à ne pas provoquer de pincement trop important de la tension  $V_{GS}$  lorsqu'un courant maximal circule au sein de la diode Laser. Une valeur de  $0,1\Omega$  a été choisie pour cette résistance.

Du fait des inductances parasites présentées par le package de la diode Laser, un courant rémanent continuera de circuler en son sein à la suite d'une impulsion, une fois le transistor GaN bloqué. Afin d'éviter que ce courant rémanent ne crée une surtension pouvant être fatale pour le transistor (dont la tension  $V_{DS}$  peut alors largement dépasser la limite spécifiée) ou à la diode Laser (celle-ci se retrouvant alors polarisée avec une forte tension en inverse), un circuit de roue libre est placé en parallèle de la diode Laser. La version basique de ce circuit est une simple diode Schottky, placée tête-bêche avec la diode Laser, devenant passante lorsqu'une tension inverse apparaît aux bornes de cette dernière, et permettant ainsi d'évacuer ce courant rémanent. Bien qu'il assure une protection optimale de la diode Laser contre des surtensions inverses, ce circuit ne permet pas une extinction rapide du courant en son sein, et donc de l'émission Laser. En effet, nous avons vu précédemment que la variation du courant au sein d'une inductance dépend de la tension présente à ses bornes, et donc dans notre cas (à la fin de l'impulsion), de la tension de fonctionnement de la diode Schottky ( $\sim 0,3V$ ). Afin d'annuler rapidement ce courant rémanent, il convient donc de présenter une surtension inverse aux bornes de la diode laser, suffisamment faible pour ne pas la détériorer, mais suffisamment forte pour éteindre rapidement ce courant rémanent.

L'ajout d'une résistance en série avec la diode Schottky permet d'apporter une surtension inverse maîtrisée aux bornes de la diode Laser, et donc d'amortir la boucle de courant de roue libre. L'avantage est que cette solution est peu coûteuse et apporte peu d'inductances parasites supplémentaires au montage. La valeur de la résistance série employée devra proposer un compromis entre vitesse d'extinction du courant rémanent et protection de la diode Laser.

Enfin, un circuit parasurtenseur de type Zener rapide permet, une fois placé en parallèle de la grille du transistor GaN, de s'assurer que la tension  $V_{GS}$  de pilotage de celui-ci ne dépasse pas la limite recommandée par le fabricant ( $V_{GSmax} = 6V$ ).

### **2.3.2.3. Simulation de la solution n°1 en environnement LTSpice**

Des simulations électriques du circuit proposé ont été effectuées pour valider son fonctionnement avec le logiciel LTSpice. Le modèle SPICE du transistor GaN EPC8010, proposé par le fabricant, a été intégré à la simulation. La diode Laser a été simulée à partir des caractéristiques électriques relevées en 3.1 :

- Résistance série de  $0,6\Omega$ ,
- Tension de seuil de  $1,8V$ ,
- Inductances parasites de  $\sim 8nH$ , que nous répartirons équitablement entre l'anode et la cathode de la diode Laser bien que la valeur de ces inductances parasites dépendent de la construction du module packagé,
- Capacité parasite : dans un premier temps, fixée à  $50pF$  [18]. Nous verrons que la valeur de cette capacité n'a que peu d'influence sur la forme de l'impulsion de courant obtenue.

Les composants passifs (résistances, capacités et inductances) sont simulés sans ajout de composants parasites, pour plusieurs raisons : tout d'abord, les résistances utilisées sont de faible valeur, et en technologie CMS, ceci réduit l'influence de leurs composants parasites. La valeur de ces résistances est considérée stable sur une gamme étendue de fréquence (au moins  $1\text{ GHz}$  [19]). De plus, ces composants parasites sont faibles devant celles du transistor EPC8010 (intégrées au modèle du composant) et celles de la diode Laser (modélisée dans notre schéma).

- ***Influence de la tension de compliance***

Dans un premier temps, le circuit de roue libre simulé sera une simple diode Schottky (sans résistance placée en série). Nous allons tout d'abord étudier l'influence de la tension de compliance du circuit réalisé sur le temps d'établissement du courant au sein de la diode Laser. Nous allons donc faire varier la tension de compliance du montage dans une plage allant de  $10V$  à  $100V$  (tension  $V_{DS}$  maximale supportable par le transistor EPC8010). La résistance placée en série de la diode Laser sera également modulée selon une loi correspondante, afin que le courant crête traversant la diode Laser soit conservé constant. Nous partirons d'une résistance série de  $10\Omega$  pour une tension maximale de  $100V$ , qui sera diminuée en même temps que la tension de compliance du circuit. L'équation liant le courant crête  $I_{LD}$  et la tension de compliance  $V_{LD}$  est la suivante, en supposant à chaque fois le transistor parfaitement passant ( $R_{DSon}$  négligeable) :

$$V_{LD} = V_{seuil} + (R_s + R_{Lim}) \times I_{LD} \Leftrightarrow R_{Lim} = \frac{V_{LD} - V_{seuil}}{I_{LD}} - R_s \quad (9)$$

La valeur de la résistance  $R_{Lim}$  sera paramétrée de façon à obtenir un courant  $I_{LD}$  constant à  $5A$  quelle que soit la tension de compliance choisie. La simulation réalisée ainsi que son résultat sont détaillés en figure 29 et 30 :

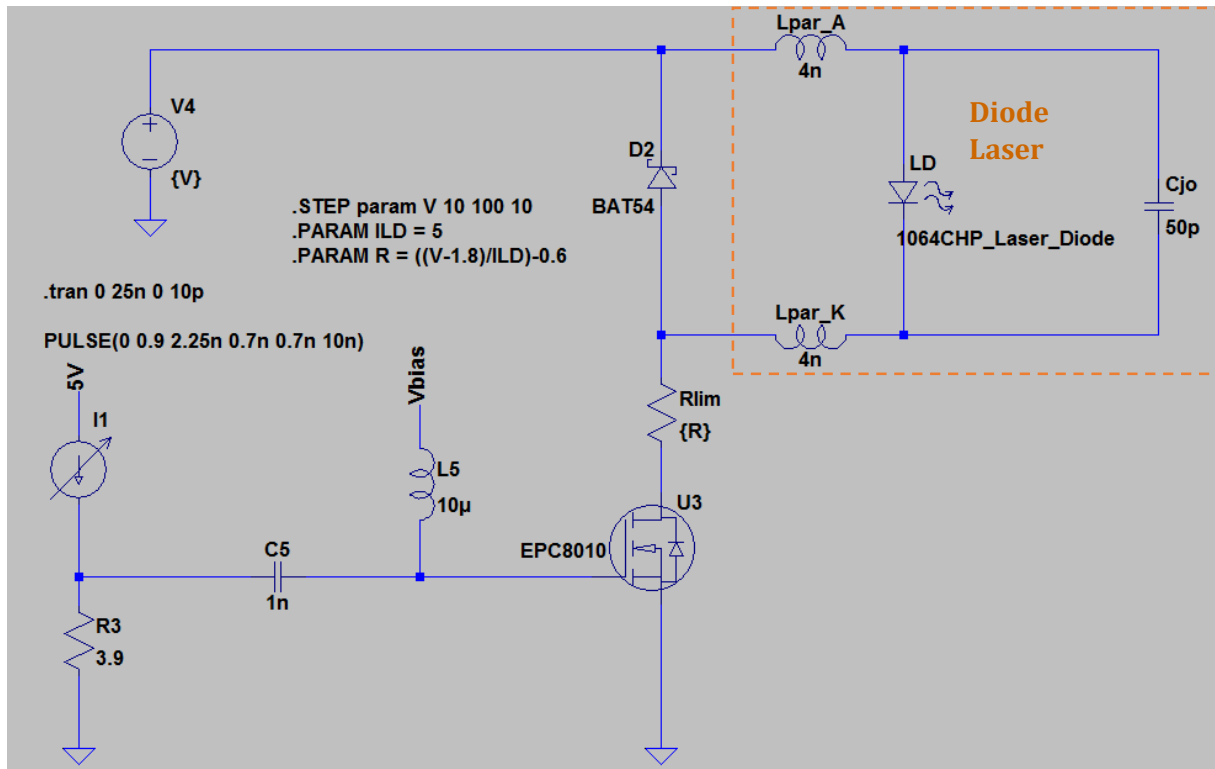


Figure 29 - Simulation du circuit proposé en environnement LTspice

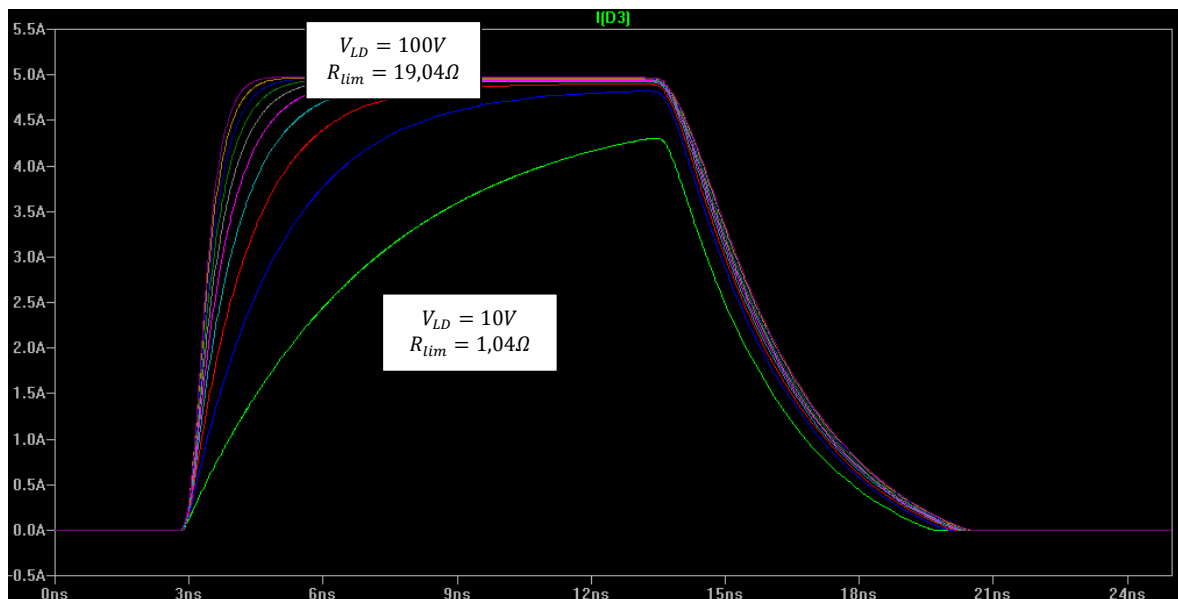
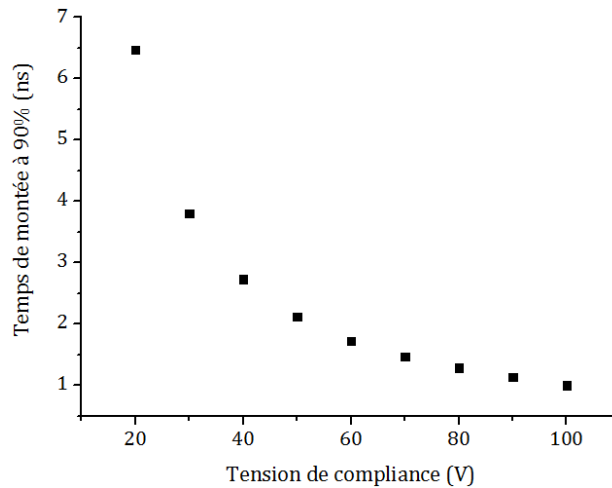


Figure 30 - Résultats de simulation de l'influence de la tension de compliance (10V à 100V), à courant égal, sur le temps d'établissement du courant dans la diode Laser

Nous constatons qu'une tension de compliance élevée permet bien de diminuer le temps d'établissement de l'impulsion de courant au sein de la diode Laser. Le temps d'établissement à 90% est donné en fonction de la tension de compliance en figure 31 :



**Figure 31** - Temps d'établissement à 90% du courant dans la diode en fonction de la tension de compliance du circuit de pilotage

Nous constatons également qu'il convient de piloter la diode avec une tension de compliance proche de 100V afin d'atteindre un temps de montée inférieur à la nanoseconde, et ce pour un courant crête visé de 5A. Cette tension étant proche de la tension maximale supportable par le transistor EPC8010, nous choisirons une tension de compliance de 80V, afin de conserver une marge de 20% de sécurité.

En revanche, la valeur de cette tension n'a aucun effet sur le temps de descente de ce courant, qui est, comme nous l'avons expliqué précédemment, uniquement dépendant du circuit de roue libre utilisé.

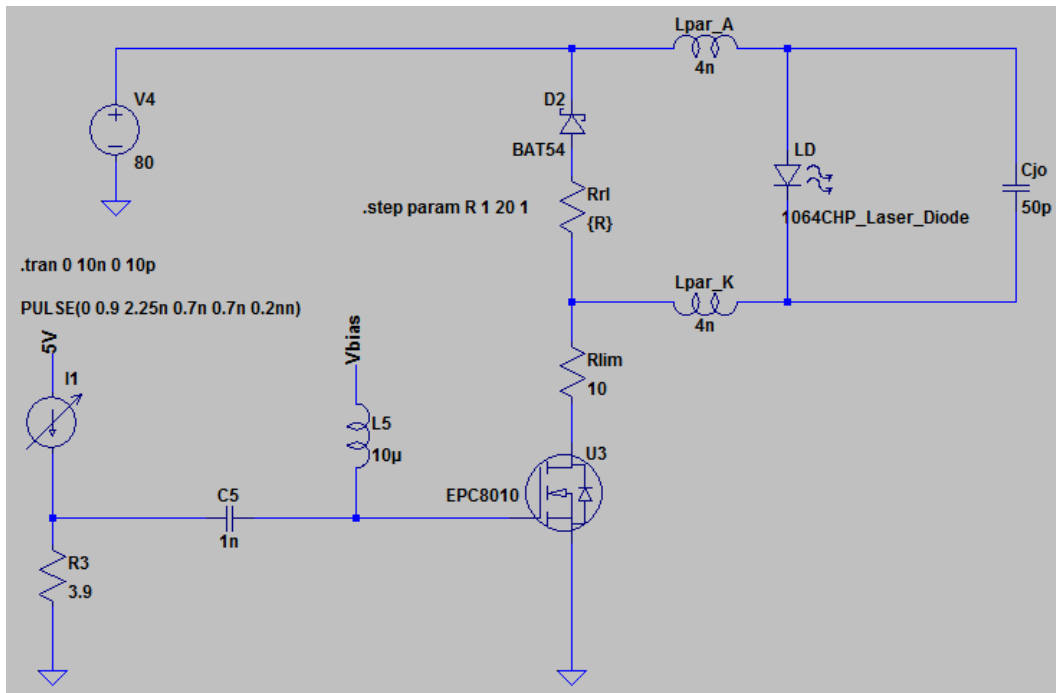
- ***Influence de la résistance du circuit de roue libre***

Nous allons à présent étudier l'influence d'une résistance  $R_{RL}$  en série de la diode Schottky, utilisée en roue libre. Comme expliqué précédemment, un compromis doit être déterminé entre la réduction du temps d'extinction du courant au sein de la diode Laser et la tension maximale admise en inverse de la diode Laser.

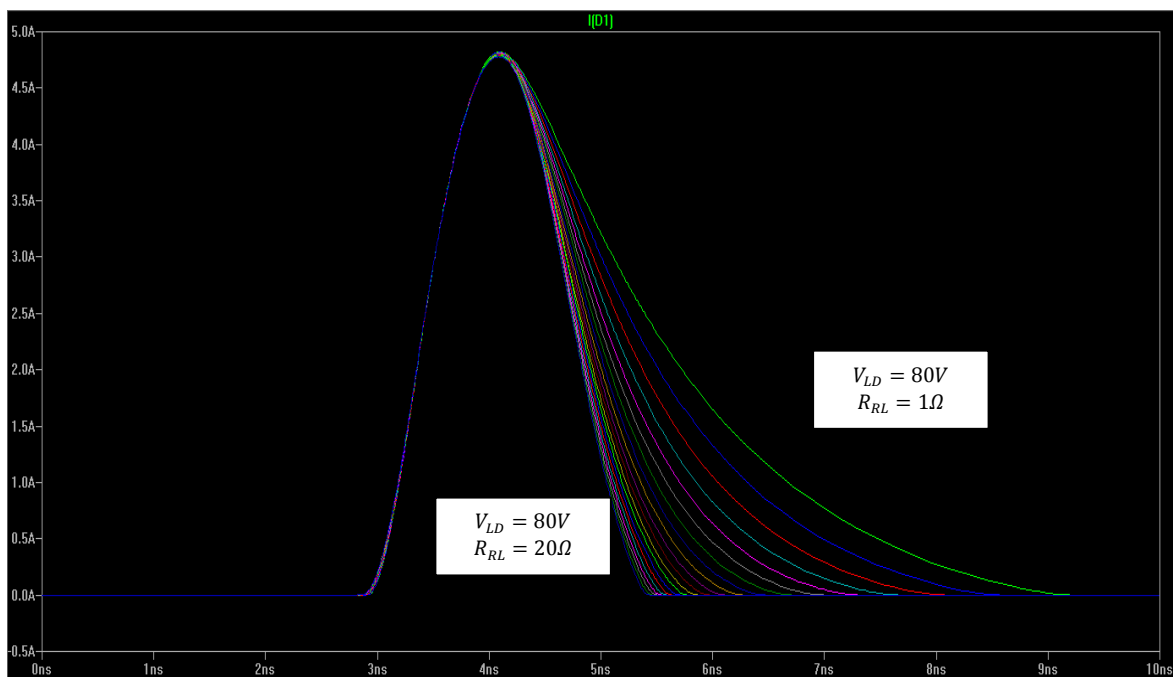
Nous allons, à présent, étudier l'influence de la résistance de roue libre sur le temps de descente de l'impulsion de courant. Une nouvelle simulation SPICE a été effectuée avec les conditions suivantes :

- une tension de compliance de 80V,
- une résistance série de 10 $\Omega$ ,
- et une résistance de roue libre variable de 1 à 20 $\Omega$ , par pas de 1 $\Omega$ .

Le schéma simulé, ainsi que le résultat de cette simulation, sont détaillés sur les figures 32 et 33 :

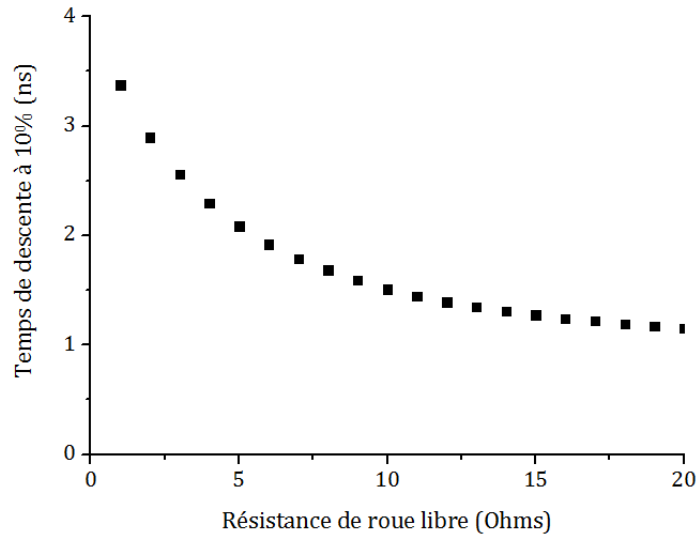


**Figure 32** - Simulation du circuit proposé en environnement LTspice mais avec l'ajout d'une résistance série variable sur le circuit de roue libre en parallèle de la diode Laser



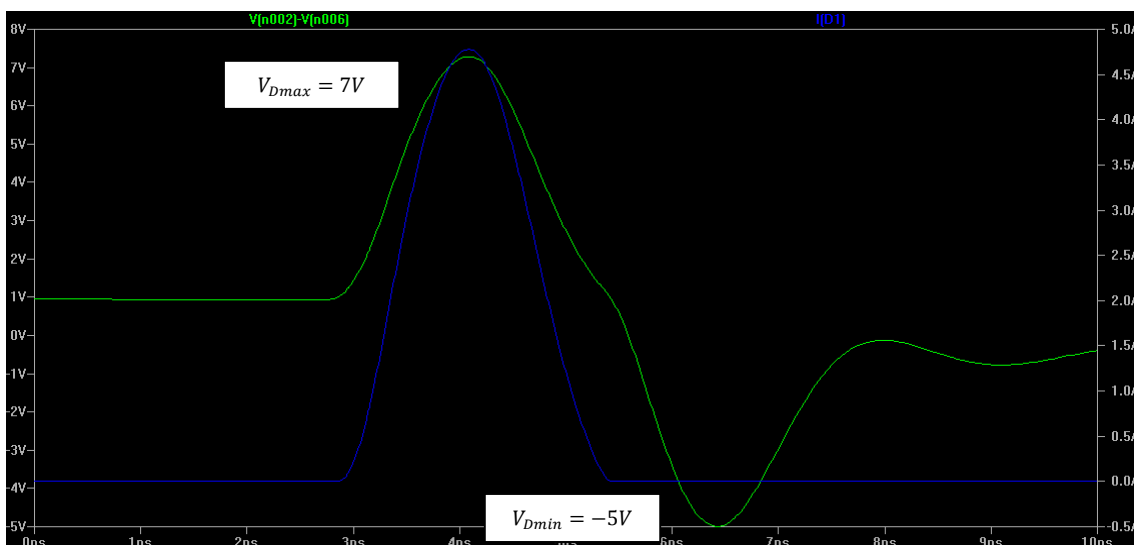
**Figure 33** - Résultats de simulation concernant l'influence de la résistance de roue libre, à tension de compliance égale, sur le temps de descente du courant dans la diode Laser

Le temps de descente à 10% du courant dans la diode Laser est donné en fonction de la valeur de la résistance du circuit de roue libre dans la figure suivante (figure 34) :



**Figure 34** - Variation du temps de descente mesuré à 10% du courant dans la diode Laser en fonction de la valeur de la résistance du circuit de roue libre

Nous constatons qu'il est nécessaire d'utiliser une résistance de valeur élevée ( $20\Omega$ ) en série avec la diode de roue libre afin d'obtenir des temps d'extinction de l'impulsion de courant comparables à son temps d'établissement, pour une tension de compliance donnée, et ainsi obtenir une impulsion gaussienne de durée suffisamment courte. Toutefois, comme évoqué précédemment, il convient de mesurer la tension inverse apparaissant aux bornes de la diode Laser lorsque le circuit de roue libre entre en conduction. Le point clé ici correspond à la tension apparaissant directement aux bornes de la jonction Laser (sans prise en compte des fils de bonding). L'évolution de cette tension lors d'une impulsion a été simulé et les résultats sont présentés en figure 35 :



**Figure 35** - Résultats de simulation d'une impulsion de courant au sein de la diode Laser et tension aux bornes de la jonction



Nous constatons que la tension inverse aux bornes de la jonction atteint un minimum de -5V, une valeur inférieure au minimum de -2V recommandé par le fabricant. Toutefois, des tests effectués sur ces diodes (détaillés ultérieurement) ont démontré leur capacité à tenir des tensions continues inverse de valeur absolue plus importante (de -10V à -23V environ) pendant plusieurs heures sans dégradation notable de leurs performances. Néanmoins, des oscillations sont visibles sur cette tension inverse apparaissant aux bornes de la diode Laser, et dans la suite, nous allons nous focaliser sur l'origine de ces dernières.

- **Mise en évidence d'oscillations de la tension aux bornes de la diode**

Afin de comprendre l'origine de ces oscillations, une analyse AC a été effectuée sur ce circuit. Pour ce faire, le schéma équivalent petit signal du circuit de pilotage a été simulé, de sorte à modéliser le comportement du circuit dans les conditions présentes juste après émission d'une impulsion de courant : le transistor GaN se bloque, provoquant un échelon de courant sur son drain. La capacité parasite  $C_{OSS} = C_{DS} + C_{GD} = 36pF$  est également simulée. La diode Laser se bloque, et sera donc modélisée par sa capacité de jonction  $C_{jo}$ , et le circuit de roue libre se met à conduire, modélisé à son tour par la résistance du circuit de roue libre  $R_{RL}$  en série avec la résistance dynamique de la diode Schottky, que nous pourrions négliger. Le schéma équivalent petit signal correspondant et le résultat de l'analyse AC sont présentés en figure 36 et 37 :

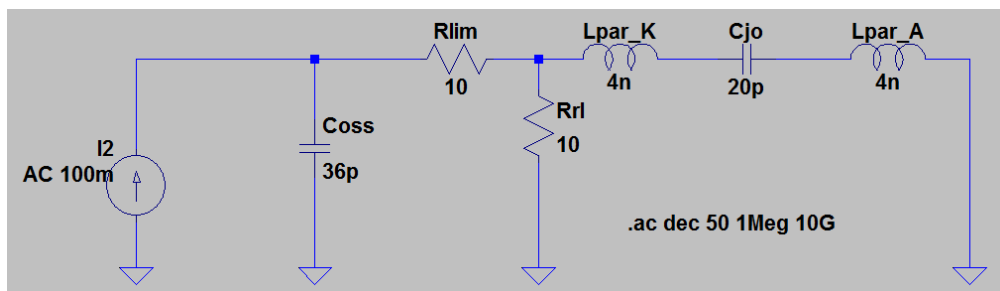


Figure 36 - Modèle équivalent en régime « petit signal » du circuit de pilotage Laser

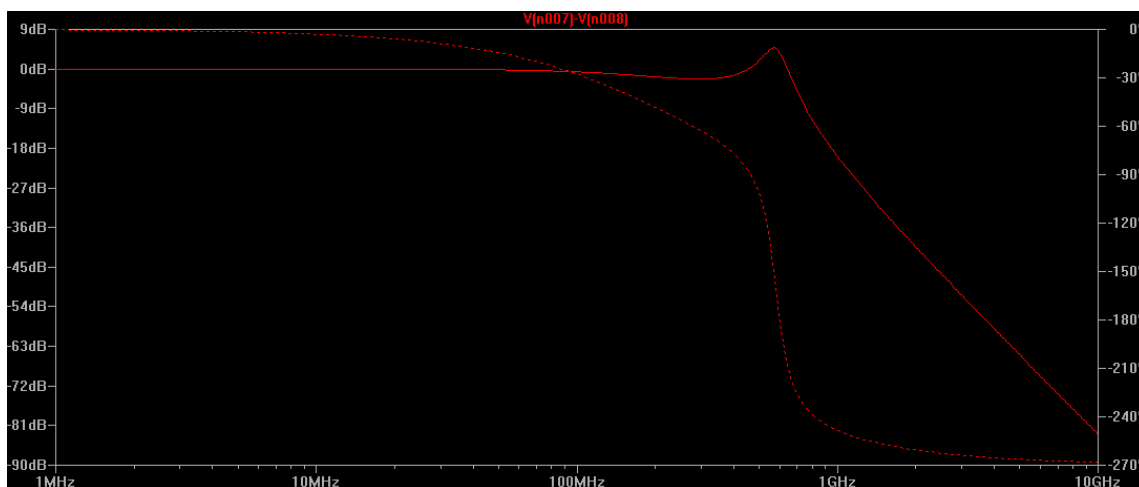
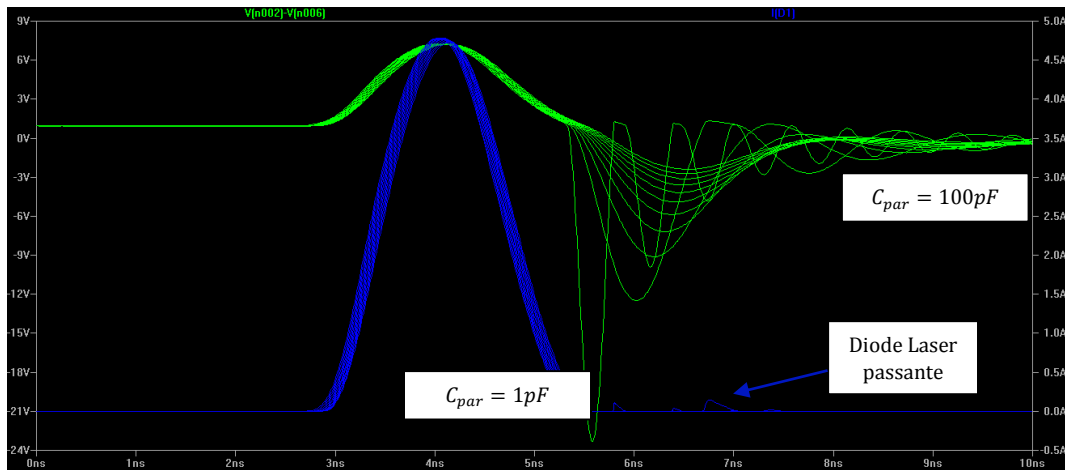


Figure 37 - Analyse en régime « petit signal » du circuit précédent : diagramme de bode de la tension aux bornes de la jonction Laser

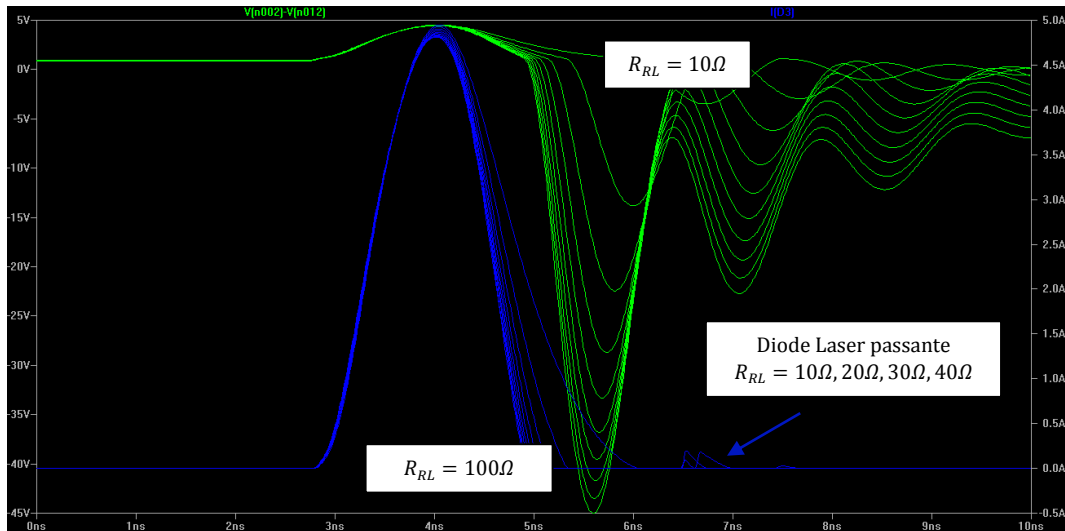
Une résonance est ici observée autour de 600MHz. La fréquence centrale de cette résonance dépend de la valeur des inductances parasites présentées par le package de la diode Laser, ainsi que de la valeur des capacités parasites  $C_{OSS}$  et  $C_{JO}$ . En effet, le circuit représenté possède une structure de type filtre passe bande.

Du fait de la résonance de la tension aux bornes de la diode Laser, il est possible que celle-ci redevienne passante, alors même que le transistor GaN est bloqué. Pour illustrer ce risque, une simulation paramétrique a été réalisée, en faisant varier la capacité parasite de la jonction (modélisée par  $C_{JO}$ , voir Figure 32) entre 1 et 100pF, avec un pas de 10pF (voir Figure 38). En effet, il est réaliste d'estimer que la capacité parasite de la diode Laser testée est comprise dans cette gamme (voir [18]). La résistance de roue libre a été fixée à  $20\Omega$  :



**Figure 38** - Résultats de simulation concernant l'influence de la capacité parasite de la jonction Laser sur la forme de l'impulsion de courant la traversant et sur la tension aux bornes de la jonction

Une autre analyse paramétrique a été réalisée, en faisant cette fois-ci varier la résistance placée dans le circuit de roue libre de la diode (voir figure 39). Celle-ci a été variée de  $10\Omega$  à  $100\Omega$ , par pas de  $10\Omega$ . La capacité de jonction  $C_{JO}$  a été fixée à 10pF :



**Figure 39** - Résultats de simulation concernant l'influence de la résistance de roue libre sur la forme de l'impulsion de courant la traversant et sur la tension aux bornes de la jonction

Ces simulations permettent de montrer que :

- La valeur de la capacité parasite n'a que peu d'influence sur la valeur du courant traversant la diode Laser, ou sur le temps de montée / descente de ce courant,
- La fréquence des oscillations observées diminue lorsque la valeur de la capacité parasite de la diode Laser augmente,
- A résistance de roue libre constante, la diode Laser redevient passante pour certaines valeurs de capacité de jonction  $C_{JO}$ , alors même que le transistor GaN permettant sa mise en conduction est bloqué (voir figure 38),
- De même, à capacité de jonction  $C_{JO}$  constante, la diode Laser redevient passante pour certaines valeurs de résistance du circuit de roue libre (voir figure 39).

Ne pouvant pas agir sur la valeur de ces capacités et inductances parasites, à moins de modifier les techniques de conception et de packaging des modules Laser considérés, les seuls paramètres sur lesquels il sera possible d'agir afin de diminuer le risque d'entrée en conduction non désirée de la diode Laser sont la valeur de la résistance du circuit de roue libre  $R_{RL}$  ou la valeur de la résistance de limitation de courant  $R_{Lim}$ .

Nous avons étudié en détail un premier circuit permettant de commuter une diode Laser, et avons montré les paramètres sur lesquels il est possible d'agir pour piloter cette diode Laser avec un courant élevé et une faible durée d'impulsion. Toutefois, il est encore possible d'optimiser ce circuit. En effet, l'impulsion de tension permettant la commutation du transistor est générée, tel que nous l'avons détaillé précédemment, par un driver de diode Laser dont le courant de sortie est limité à environ 1A et la tension de compliance à 5V. Il peut être judicieux d'interposer un étage

supplémentaire de pré-amplification et de mise en forme de l'impulsion entre ce circuit et le transistor à commuter, afin de piloter la grille de celui-ci avec des impulsions de plus forte tension. Nous allons donc maintenant nous intéresser à deux nouvelles architectures de circuit permettant de réaliser ce type de pré-amplification de l'impulsion de commande, l'une basée sur un circuit de type push-pull, l'autre sur un circuit « bootstrap » :

### 2.3.3. Solutions n°2 & 3 : circuit de type "Push-Pull" et totem pole « Bootstrap »

Deux autres circuits ont donc été considérés, simulés et réalisés en parallèle. Ces circuits sont basés sur le même principe que la solution n°1 : le même circuit driver DVD que précédemment envoie une impulsion de courant sur une résistance de faible valeur ( $= 3,9\Omega$ ) afin de générer une impulsion de tension rapide ( $\sim 1\text{ns}$ ). L'impulsion résultante est envoyée sur la grille du transistor GaN chargé de commuter la diode Laser. L'étage supplémentaire ajouté à chacun de ces circuits est donc destiné à amplifier l'impulsion, et à la raccourcir, en jouant sur la conduction croisée (« cross-conduction ») des deux transistors montés en push-pull (schéma Fig. 33) ou bien en configuration dite « totem-pole » (schéma Fig. 34)

#### 2.3.3.1. Description des schémas proposés

Les schémas correspondants sont décrits en figure 40 et 41 :

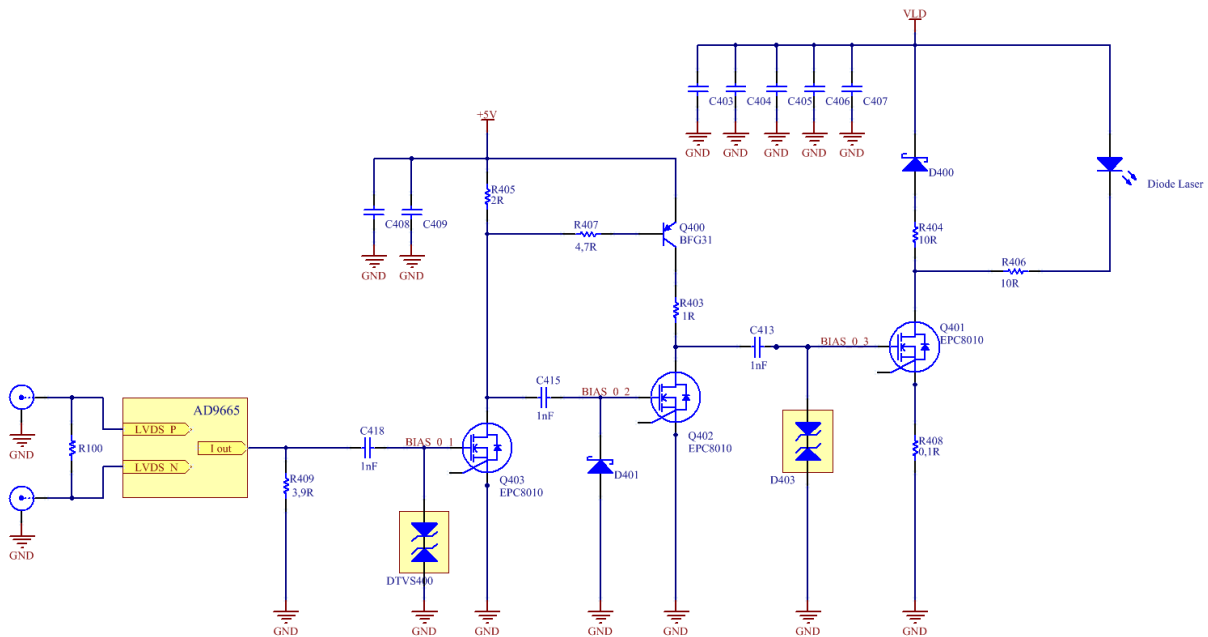
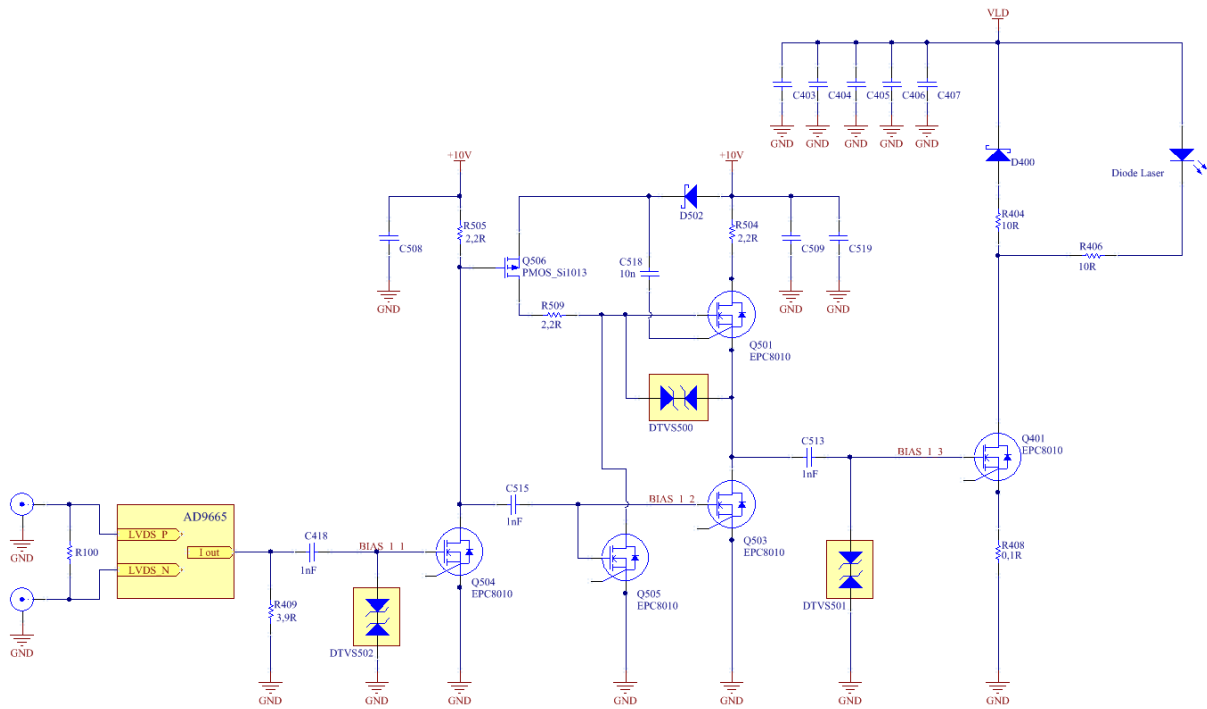


Figure 40 - Schéma n°2 : circuit de pilotage de diode Laser composé d'un driver de grille custom à sortie « push-pull »



**Figure 41** - Schéma n°3 : circuit de pilotage de diode Laser composé d'un driver de grille custom à sortie « totem-pole »

### 2.3.3.2. Analyse du principe de fonctionnement

- Sur le circuit n°2, un transistor EPC8010 et un transistor PNP RF BFG31 sont utilisés pour piloter le dernier transistor du circuit, dont le rôle est de commuter la diode Laser. Il est possible de jouer sur la conduction croisée des transistors Q400 et Q402, c'est-à-dire sur le fait de rendre les deux transistors simultanément passants pendant un temps très court, en modifiant la tension de polarisation (« BIAS\_0\_2 »), afin de raccourcir la durée de l'impulsion de commande arrivant sur le transistor final Q401. La résistance R403 a été rajoutée afin d'éviter que la mise en cross-conduction de ces deux transistors ne réalise un court-circuit franc sur la tension d'alimentation du driver.
- Sur le circuit n°3, l'étage push-pull est remplacé par l'étage « totem-pole » : deux transistors EPC8010 identiques (Q501 et Q503) sont placés en cascade afin de piloter la grille du dernier transistor, commutant la diode Laser. En modifiant la tension BIAS\_1\_2, il est possible de jouer sur la conduction croisée entre les deux transistors, et donc de réduire légèrement la durée de l'impulsion de commande du dernier transistor. Pour la même raison que précédemment, la résistance est ajoutée afin d'éviter que l'entrée en « cross-conduction » des deux transistors de l'étage « totem-pole » ne provoque un court-circuit franc sur la tension d'alimentation du driver.

Bien qu'une commutation plus rapide qu'un transistor de type P-MOS ou PNP puisse être établie, l'utilisation d'un transistor de type N-MOS en configuration « high-side » (charge reliée à la source) reste un problème. En effet, lorsque ce transistor devient passant, une tension positive apparaît aux bornes de la charge, le potentiel de source du transistor augmente donc. Si la tension de grille n'est pas modifiée en conséquence, la tension de commande  $V_{GS}$  du transistor chute et celui-ci peut se bloquer. Une solution consiste en un pilotage du transistor « high-side », de cet étage de sortie « totem-pole », par un montage de type « bootstrap », dont le principe de fonctionnement est décrit en figure 42 :

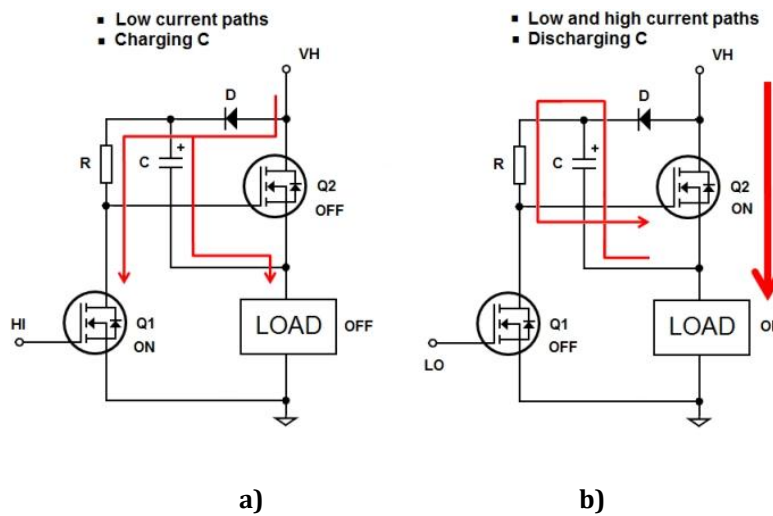


Figure 42 - Pilotage d'une charge à l'aide d'un NMOS « high-side » monté en configuration « bootstrap »

Sur ce circuit, le condensateur C se charge avec une tension environ égale à  $V_H$  lorsque le transistor Q2 est bloqué (Figure 42.a). Lorsque le transistor Q2 devient passant, un échelon de tension apparaît aux bornes de la charge. La tension aux bornes de la capacité C ne pouvant varier instantanément, la variation de tension apparaissant aux bornes de la charge est réinjectée sur la grille du transistor via la résistance R (voir Figure 42.b). La diode D se bloque alors et isole ce surplus de tension de la tension d'alimentation du driver. La conséquence est que la tension  $V_{GS}$  du transistor n'est plus « pincée », et ne dépend plus de la tension apparaissant aux bornes de la charge, tant que le condensateur C reste suffisamment chargé. La valeur de capacité de ce condensateur va donc déterminer la durée d'impulsion maximale pendant laquelle la charge peut être commutée, ainsi que le temps mort nécessaire entre deux impulsions, pendant lequel le transistor Q2 devra rester bloqué afin que cette capacité se charge à nouveau. Sur ce dernier point, la résistance série de la diode D étant supposément faible, ce temps « mort » peut être fortement réduit. Notons que dans ce cas, la diode D devra alors pouvoir supporter d'importants appels de courant.

### 2.3.3.1. Simulation des solutions n°2 et n°3 en environnement LTSpice

La principale différence entre les solutions 1, 2 et 3 réside dans la manière dont la grille du transistor GaN commutant la diode est attaquée. Les formes d'impulsions obtenues en simulation sur la grille de ce transistor, en fonction de la solution retenue, sont détaillées en figure 43 et 44, ainsi que l'impulsion de courant résultante dans la diode Laser :

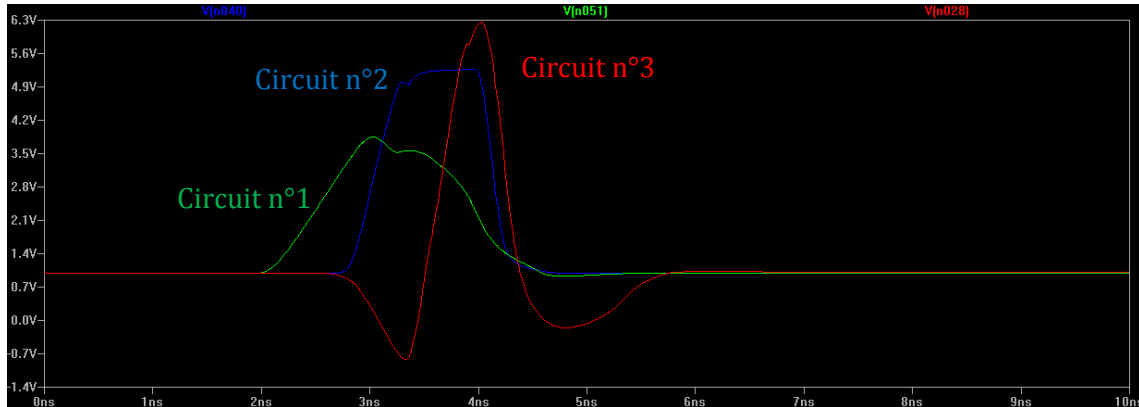


Figure 43 - Tension  $V_{GS}$  du transistor commutant la diode en fonction du circuit utilisé

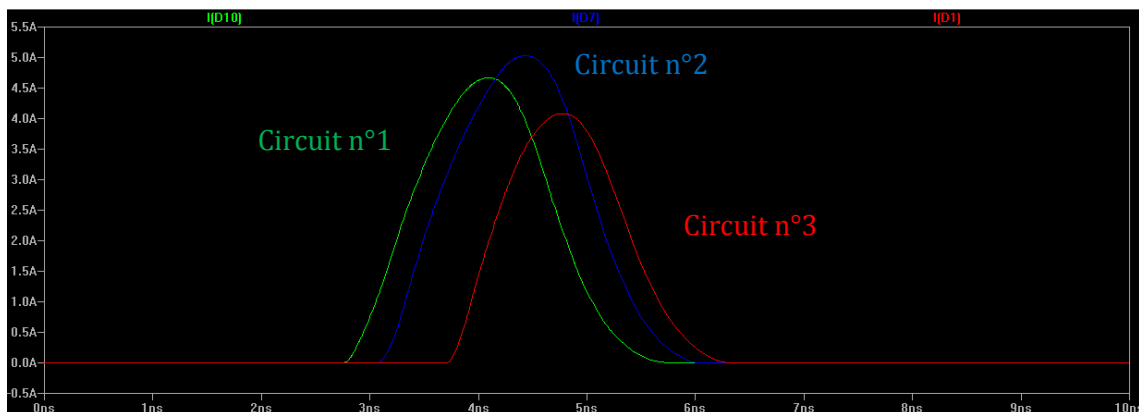
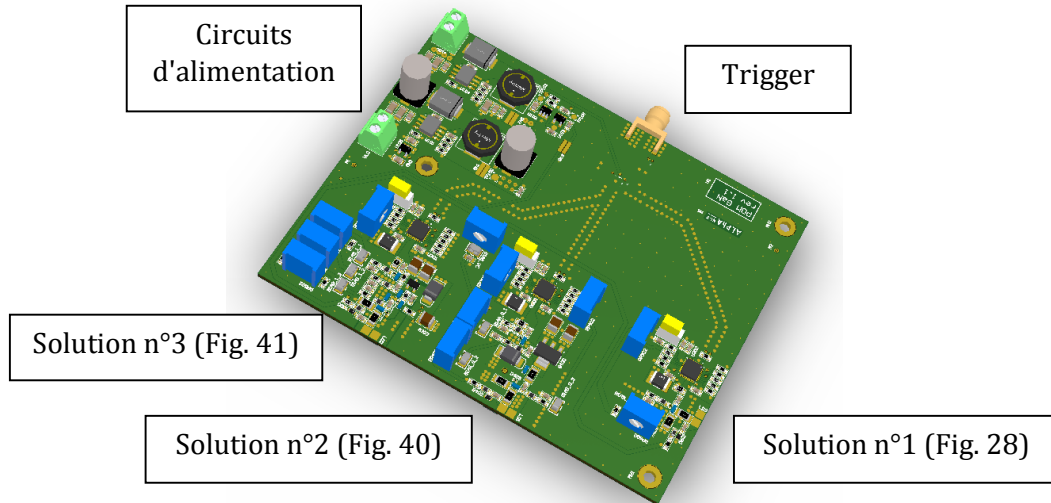


Figure 44 - Courant traversant la diode résultant des impulsions de tension  $V_{GS}$  tracées en figure 43

Comme nous pouvons le voir sur la figure 43, les solutions n°2 et n°3 permettent théoriquement d'obtenir des impulsions de commandes plus courtes et d'amplitude plus importante sur la grille du transistor commutant la diode Laser. En revanche, aucun véritable gain n'est observé sur l'impulsion de courant résultante, en termes d'amplitude et de durée d'impulsions (voir figure 44) Les composantes parasites de la diode Laser jouent ici probablement un rôle prépondérant sur les performances maximales atteignables avec ces circuits.

### 3. Réalisation et caractérisation des circuits proposés

Les circuits, qui ont fait l'objet de cette étude, ont été réalisés sous le logiciel de CAO Altium Designer. Le résultat est présenté en figure 45 :

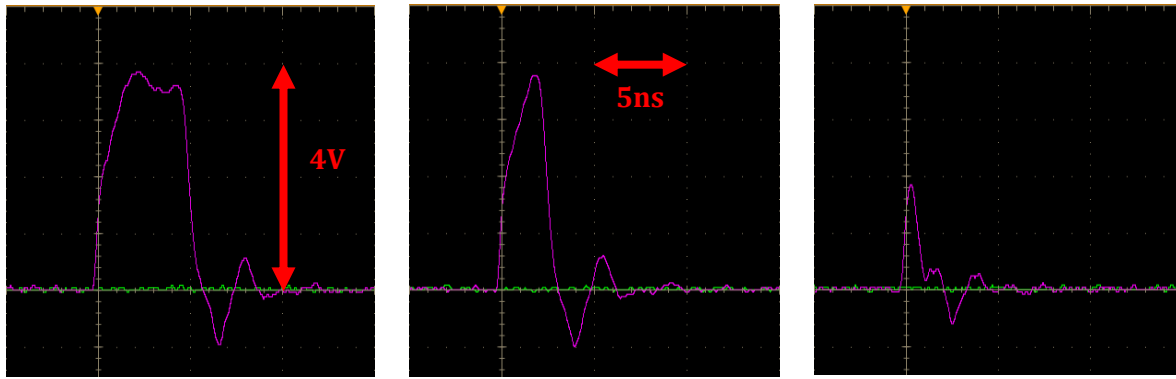


**Figure 45** - Carte électronique réalisée intégrant les trois solutions de pilotage envisagées

#### 3.1. Performances électriques de la solution n°1

Tout d'abord, le premier circuit (Solution n°1) est testé. Dans un premier temps, afin de ne pas risquer de détériorer le circuit, une alimentation de laboratoire limitable en courant et délivrant une tension variable entre 0V et 30V est utilisée pour fixer la tension de compliance  $V_{LD}$ . Un générateur type Avtech AVM-1-C est utilisé pour générer les impulsions de commande du circuit driver de grille en entrée du montage (après conversion en niveaux LVDS par un circuit dédié). Dans un premier temps, la tension  $V_{LD}$  a été fixée à 0V. Les performances du circuit driver, utilisé en tant que driver de grille (chargé par une résistance en parallèle de la grille du transistor GaN) ont ensuite été testées en fonction de la valeur de la résistance de charge. Tout d'abord, une valeur de  $3,9\Omega$  (telle que calculée précédemment) a été choisie. La tension  $V_{GS}$  du transistor GaN a ensuite été relevée à l'aide d'une sonde active Tektronix TAP2500 2,5GHz, couplée à un oscilloscope Tektronix DPO7254C 2,5 GHz, pour différentes durées d'impulsion de commande. Le résultat est présenté figure 46) :





Durée de pulse = 5 ns

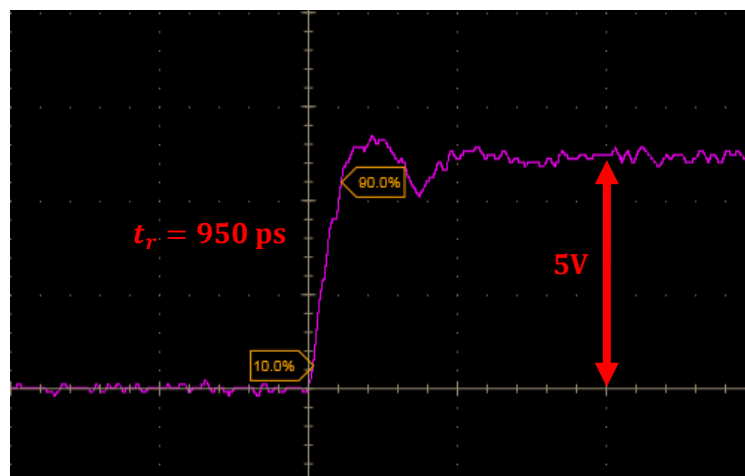
Durée de pulse = 2,5 ns

Durée de pulse = 1 ns

**Figure 46** - Tension  $V_{GS}$  du transistor GaN, circuit n°1, durée d'impulsion variable (1V/div, 5ns/div)

Nous constatons que la durée d'impulsion de commande minimale pour laquelle le circuit driver de grille, chargé sur la grille du transistor GaN et en parallèle d'une résistance de  $3,9\Omega$ , peut efficacement faire commuter la grille du transistor est d'environ 2 ns, ce qui est supérieur à la valeur minimale attendue, d'environ 1 ns (d'après la spécification du composant). En effet, la charge vue par la sortie du driver de grille est en partie capacitive (nécessité de charger  $C_{GS}$  et  $C_{GD}$ ), ce qui va augmenter le temps de montée / descente de cette tension  $V_{GS}$ .

Légitimement, pour l'application qui nous intéresse, un temps de montée minimal de cette tension  $V_{GS}$  sera obtenu en chargeant le driver de grille uniquement avec la grille du transistor GaN, sans résistance en parallèle (voir figure 47) En effet, l'intégralité du courant émis servira alors à charger la grille du transistor. Cette méthode permet de prévoir le temps de montée minimal qu'il sera possible d'obtenir avec le montage considéré. Pour l'application qui nous intéresse, une résistance de charge sera néanmoins nécessaire afin que la capacité de grille du transistor GaN se décharge rapidement à la fin de l'impulsion de commande (l'impédance présentée par la sortie du driver de grille étant élevée), afin d'obtenir des durées d'impulsion courtes :



**Figure 47** – Caractéristiques du front de montée de l'impulsion de tension en sortie du driver de grille, chargé par la grille du transistor seule

Ainsi, quelle que soit la valeur de résistance de charge placée en parallèle de la grille du transistor, le temps de montée de la tension  $V_{GS}$  ne pourra pas être inférieur à 950ps, ce qui va par conséquent limiter la durée d'impulsion minimale atteignable avec un tel circuit de pilotage.

Nous avons vu que la capacité  $C_{GD}$ , dite « capacité de Miller », peut, lors de l'utilisation d'un transistor MOS en régime de commutation rapide, entraîner une oscillation de son potentiel de grille, diminuer la bande passante du circuit, voire provoquer des commutations non désirées. Nous avons également vu que le transistor GaN choisi (EPC8010) possède une capacité  $C_{GD}$  extrêmement faible. Nous allons à présent évaluer l'influence de la valeur de tension  $V_{DS}$  à commuter sur la tension  $V_{GS}$  du transistor lors de sa mise en conduction. La résistance de charge du driver de grille est fixée à  $3,9\Omega$ . Dans un premier temps, seule une résistance série de  $10\Omega$  est connectée sur le drain du transistor GaN (sans diode Laser en série). La tension de polarisation de la grille du transistor est conservée à 0V. Le résultat est présenté en figure 48 :

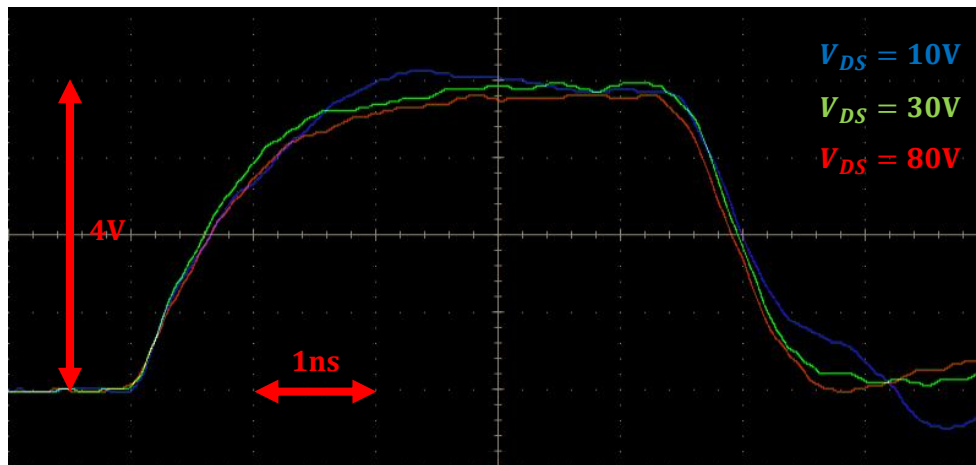


Figure 48 - Influence de la tension  $V_{DS}$  sur la tension de grille du transistor GaN en commutation

Nous constatons que malgré une forte variation de la tension  $V_{DS}$  à commuter (de 10V à 80V), l'influence de cette tension sur la forme de l'impulsion de commande  $V_{GS}$  est négligeable. Seule une atténuation de la valeur maximale de cette tension  $V_{GS}$  de moins de 500mV est observable entre la mesure de cette tension pour  $V_{DS} = 10V$  et  $V_{DS} = 80V$ . De plus, les oscillations de la tension de grille diminuent lorsque la tension  $V_{DS}$  augmente, ce qui démontre l'adéquation de ce type et ce modèle de transistor pour les applications qui nous intéressent.

### 3.2. Performances électriques des solutions n°2 et n°3

Les performances obtenues avec ces deux solutions sont considérées comme peu satisfaisantes pour envisager leur exploitation et ce, pour deux principales limitations:

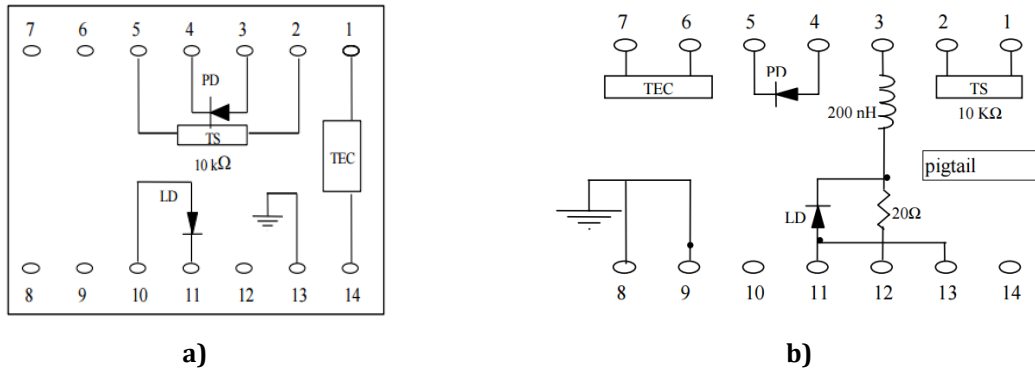
- Le circuit n°2 ne présente pas un gain substantiel en termes de vitesse par rapport au circuit n°1 : Le transistor BFG31 n'étant pas aussi rapide qu'attendu, le « slew-rate » de la tension de sortie du push-pull est supérieur aux 5V/ns obtenus avec la solution n°1.
- Des oscillations parasites sont observées lors de la commutation des différents transistors composant le circuit n°3. Ces oscillations ont probablement pour origine une mauvaise estimation des composantes parasites du circuit, ou encore une mauvaise adaptation d'impédance entre les étages du composant. Toutefois, le fonctionnement de la partie « bootstrap » a été validé, ce qui laisse présager qu'il serait possible d'obtenir, dans le cas où les oscillations parasites parviendraient à être éliminées, un « slew-rate » bien supérieur (de l'ordre de plusieurs dizaines de V/ns) pour la tension de sortie du driver de grille conçu.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons donc présenter les résultats obtenus à l'aide de la solution n°1 sur plusieurs diodes Laser qui ont été testées sur ce circuit. L'ensemble des tests réalisés est détaillé ci-après.

### **3.3. Validation expérimentale du circuit et pilotage de diodes laser**

A présent que les performances du transistor EPC8010 et de son circuit d'attaque de grille pour les régimes de commutation visés ont été validés, la solution n°1 a été utilisée pour piloter trois types de diodes Laser émettant à différentes longueurs d'onde.

La première diode Laser testée est un module Laser « butterfly » 1999CHP, fabriqué par 3SP Technologies, et de longueur d'onde centrale 980nm. Cette diode a été choisie pour nos tests en raison de son coût plus faible que les diodes 1064nm qui font l'objet de notre étude, et en raison des similitudes d'architecture présentées par ces deux types de diodes. La deuxième diode testée est une diode 1064nm classiquement utilisée dans le cadre de notre étude. Cette diode a été testée une fois les fonctionnalités de base du circuit validées sur la diode 980nm 1999CHP. Enfin, la troisième diode testée est une diode 1905 LMI d'Alcatel initialement dédiées aux télécommunications par fibre optique, émettant à 1550nm et spécialement conçue pour une utilisation en régime impulsionnel. La configuration en boîtier butterfly de chacune de ces diodes est présentée en figure 49 :

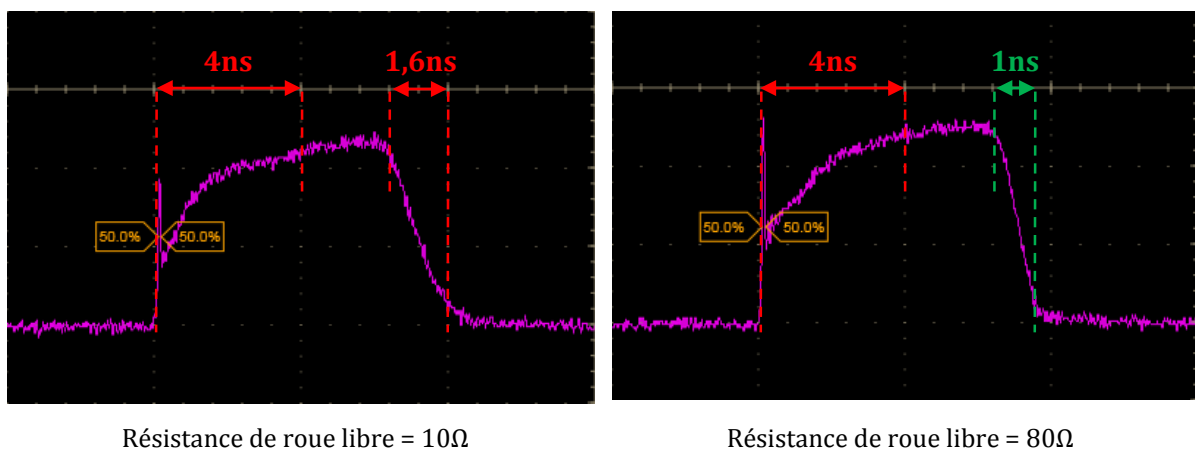


**Figure 49 - a)** Connexions électriques des modules Laser 1999CHP (980nm) et 1064CHP (1064nm). **b)** Connexions électriques du module Laser 1905 LMI (1550nm)

### 3.3.1. Résultats sur la diode 1999CHP émettant à 980nm

La diode Laser est connectée au circuit de pilotage n°1. La résistance de limitation du courant placée en série avec la diode Laser est fixée à  $10\Omega$ . La tension de compliance du montage est fixée à 80V. Le driver de grille est chargé par une résistance de  $3,9\Omega$ . Le courant crête traversant la diode est ajusté en modifiant la valeur du courant de sortie du driver de grille à l'aide d'un potentiomètre, de sorte que l'amplitude de l'impulsion de tension  $V_{GS}$  soit variable, ce qui aura pour effet de faire varier la valeur de la résistance de canal  $R_{Dson}$ , et donc la résistance série totale vue par la diode Laser.

Dans un premier temps, le courant crête sera fixé à 2A. De plus, la valeur de la résistance série du circuit de roue libre, dans un premier temps fixée à  $10\Omega$ , a été augmentée jusqu'à  $80\Omega$ . La réponse optique de la diode Laser, à une impulsion de commande de largeur égale à 7ns, a ensuite été relevée pour ces deux valeurs de résistance de roue libre (voir figure 50) :

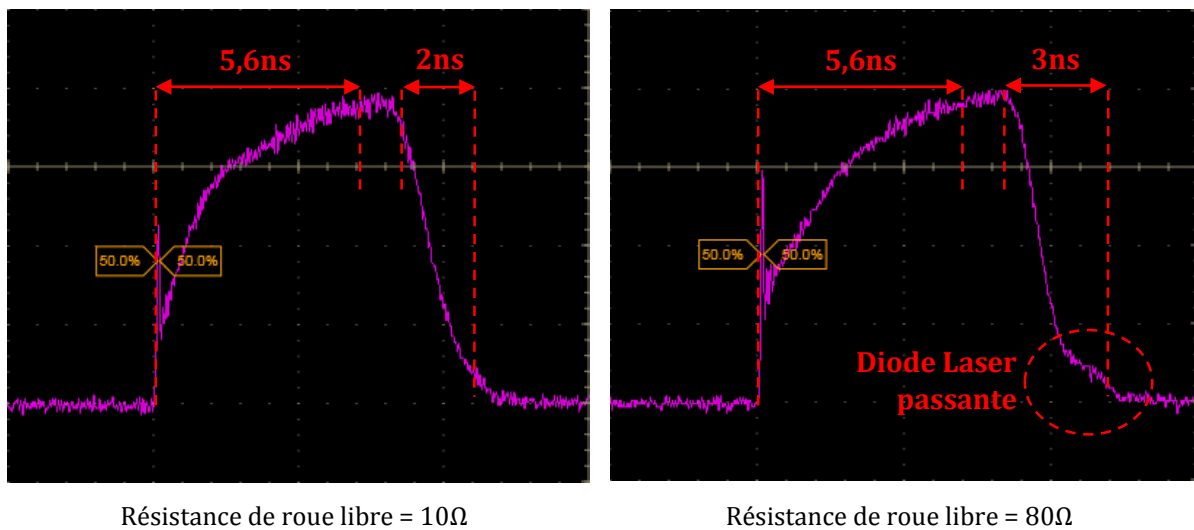


**Figure 50 -** Réponse optique expérimentale du module 1999CHP à une impulsion de courant de 2A et de largeur égale à 7ns. Influence de la valeur de la résistance de roue libre sur le temps de descente de l'impulsion

Les points particuliers à souligner sont les suivants :

- Le temps de montée de l'impulsion optique obtenue est supérieur à celui obtenu en simulation ( $\sim 4\text{ns}$  au lieu d'une valeur attendue inférieure à  $1\text{ns}$ ),
- Augmenter la valeur de la résistance de roue libre permet bien de diminuer le temps de descente de l'impulsion optique ( $1,6\text{ns}$  pour  $10\Omega$ ,  $1\text{ns}$  pour  $80\Omega$ )

La figure 51 présente la réponse de la diode Laser qui a été relevée dans les mêmes conditions que précédemment (durée d'impulsion =  $7\text{ns}$ , résistance de roue libre de  $10\Omega$  puis  $80\Omega$ ) avec un courant crête fixé à  $4\text{A}$  :



**Figure 51** - Réponse optique expérimentale du module 1999CHP à une impulsion de courant de  $4\text{A}$  et de largeur égale à  $7\text{ns}$ . Influence de la valeur de la résistance de roue libre sur le temps de descente de l'impulsion

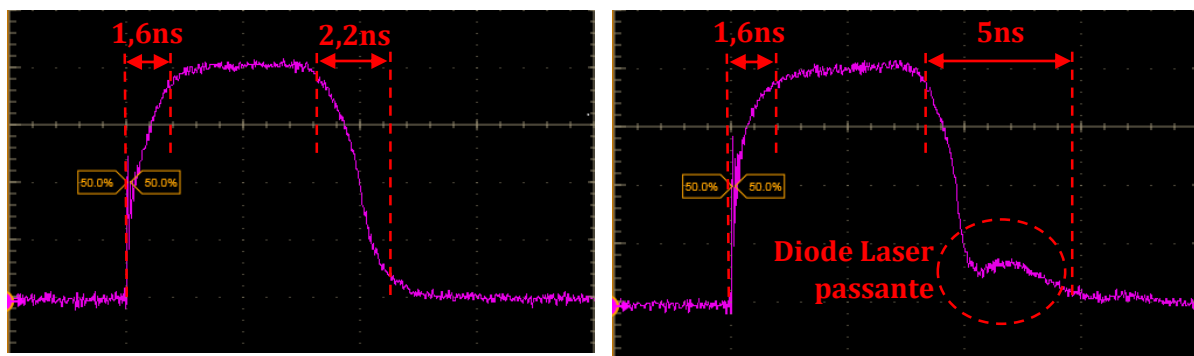
Les points suivants peuvent être mis en évidence :

- Le temps de montée de l'impulsion optique obtenue est encore une fois supérieur à celui obtenu en simulation ( $\sim 5\text{ns}$  au lieu d'une valeur attendue de  $\sim 1\text{ns}$ ).
- Une augmentation de la valeur de la résistance de roue libre de  $10\Omega$  à  $80\Omega$  a pour conséquence d'augmenter la valeur du temps de descente de l'impulsion optique ( $2\text{ns}$  pour  $10\Omega$ ,  $3\text{ns}$  pour  $80\Omega$ ), lié au fait que la diode Laser redevient passante en fin d'impulsion. Cette observation est cohérente avec les résultats de simulation détaillés plus haut (Figures 38 et 39). En effet, pour certaines valeurs de résistance de roue libre, toutes choses égales par ailleurs (inductance / capacité parasite de la diode Laser, résistance de limitation de courant), la tension aux bornes de la diode Laser est susceptible d'osciller en fin d'impulsion. Ces oscillations sont susceptibles d'entraîner la mise en conduction non

désirée de la diode Laser, alors que le transistor GaN permettant sa commutation est bloqué.

### 3.3.2. Résultats sur la diode Laser télécom 1550nm

L'architecture du module Laser télécom 1550nm testée est légèrement différente de celle du module Laser 1999CHP. En particulier, celle-ci intègre une résistance série de  $20\Omega$  pour un pilotage en régime impulsionnel, ainsi qu'un circuit de bias en courant, qui ne sera pas exploité ici (voir Figure 49-b). La diode Laser est connectée au circuit de pilotage n°1. Aucune résistance de limitation de courant supplémentaire ne sera placée en série avec la diode Laser, du fait de la résistance série déjà intégrée dans le module. Le courant crête traversant la diode est ajusté de la même façon que précédemment, cette fois-ci entre 1A et 2A. La valeur de la résistance série du circuit de roue libre, dans un premier temps fixée à  $10\Omega$ , a été montée à  $80\Omega$ . La réponse de la diode Laser à une impulsion de commande de largeur égale à 7ns a ensuite été relevée pour ces deux valeurs de résistance de roue libre (voir figure 52) :



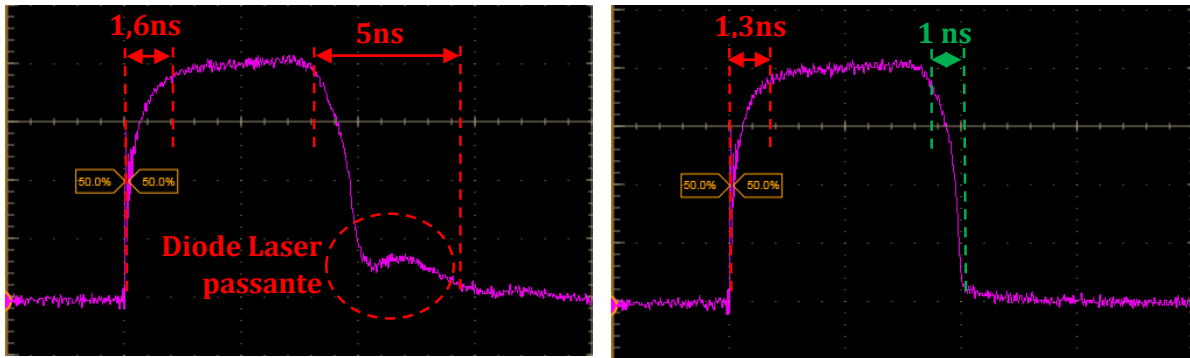
Résistance du circuit de roue libre =  $10\Omega$

Résistance du circuit de roue libre =  $80\Omega$

**Figure 52** - Réponse optique expérimentale du module Laser 1905 LMI à une impulsion de courant de 2A, 7ns. Influence de la valeur de la résistance de roue libre sur le temps de descente de l'impulsion

De même qu'avec la diode 1999CHP, nous constatons qu'augmenter la résistance du circuit de roue libre de  $10\Omega$  à  $80\Omega$  provoque une mise en conduction parasite de la diode Laser comme observée en fin d'impulsion. Toutefois, d'après une simulation réalisée précédemment, où l'impact de la valeur de la résistance de roue libre sur les oscillations de la tension aux bornes de la diode Laser a été étudié (Figure 39), il a été remarqué que la diode Laser ne redevenait passante que pour une certaine gamme de valeur de résistance du circuit de roue libre (entre 10 et  $40\Omega$ ). Pour des valeurs de résistance au-delà de cette gamme, il est donc possible d'obtenir de faibles temps de descente de l'impulsion Laser, sans mise en conduction parasite de la diode Laser à la suite de l'impulsion. Des valeurs de résistance de roue libre supérieures ont donc été testées. De bons résultats ont été obtenus à l'aide d'une résistance de roue libre de  $1k\Omega$ , tel que nous pouvons le voir sur la figure 53. Le choix de cette valeur de résistance a également permis d'améliorer le

temps de montée de l'impulsion. L'hypothèse avancée est que la diode de roue libre possède un temps de recouvrement non négligeable devant la durée de ce temps de montée, et donc qu'un courant non négligeable traverse la diode de roue libre en inverse lors de la commutation du transistor GaN :

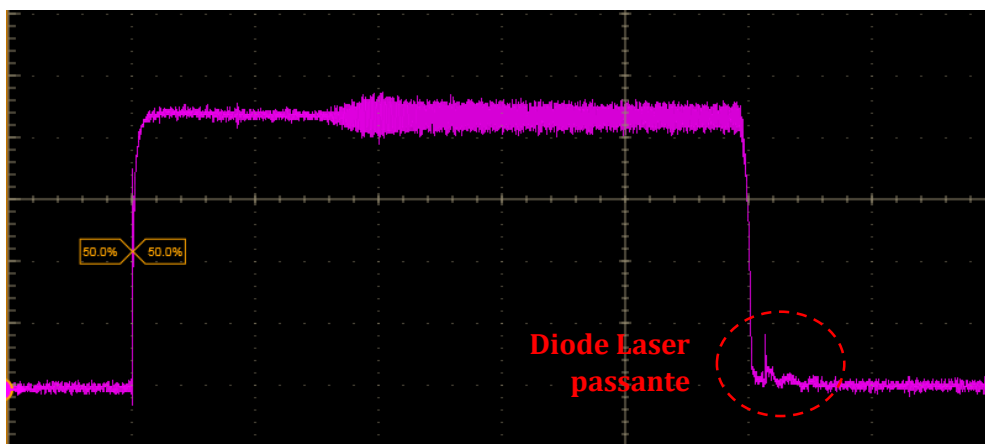


Résistance de roue libre =  $80\Omega$

Résistance de roue libre =  $1k\Omega$

**Figure 53** - Forme de l'impulsion Laser obtenue avec le module Laser 1905 LMI (1550nm), polarisé sous 2A avec une résistance de roue libre de  $80\Omega$  et  $1k\Omega$

Il convient également de préciser que pour de telles valeurs de résistance, une forte surtension inverse est susceptible d'apparaître aux bornes de la diode Laser. Ainsi, bien que les performances obtenues sur cette diode soient satisfaisantes en termes de temps de montée et de temps de descente ( $R_{roue\_libre} = 1k\Omega$ ), il est probable que de fortes surtensions inverses apparaissent aux bornes de la diode Laser, dont l'effet sur le long terme est peu connu. De plus, pour des durées d'impulsions supérieures (ex. 100ns), et pour cette même valeur de résistance du circuit de roue libre ( $1k\Omega$ ), nous constatons à nouveau des commutations parasites de la diode Laser à l'état passant, comme en atteste le relevé de puissance optique sur la figure 54 :



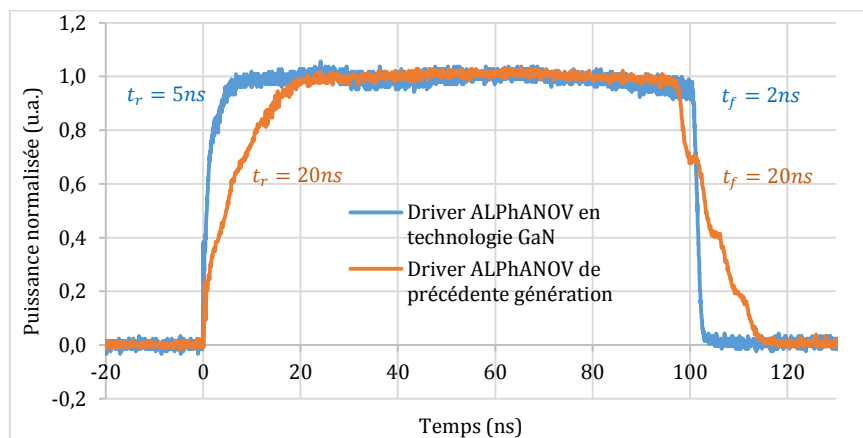
**Figure 54** - Impulsion Laser obtenue avec le module Laser 1905 LMI (1550nm), polarisée sous 2A, 100ns, avec une résistance de roue libre de  $1k\Omega$ . Visualisation du passage de la diode Laser à l'état passant.

Du fait de la faible dynamique en tension d'entrée des sondes actives RF utilisées ( $\pm 5V$ ), il n'est pas possible d'obtenir une image de cette tension (environ 80V). Afin d'évaluer l'impact de ces surtensions transitoires inverses sur la diode Laser, il conviendra d'effectuer des tests de vieillissements comparatifs de diodes identiques, sur des montages différents ( $R_{roue\_libre} \ll 1k\Omega$ ).

Nous avons constaté en simulation dans le cas d'une diode Laser 1064CHP qu'une résistance de roue libre d'une valeur de  $20\Omega$  permettait théoriquement d'obtenir un bon compromis entre de faibles temps de descente de l'impulsion (environ 1,3ns) et une surtension inverse raisonnable aux bornes de la diode Laser (-5V). Dans la suite de notre étude, la résistance de roue libre sera donc fixée à  $20\Omega$ . Nous allons à présent étudier les performances du circuit testé sur les diodes Laser qui font l'objet de notre étude, à savoir les modules Laser 1064CHP :

### 3.3.3. Résultats sur la diode 1064CHP émettant à 1064nm

Les conditions de test sont les mêmes qu'avec la diode 1999CHP ( $R_{roue\_libre}=20\Omega$ ). Les performances du prototype de circuit de pilotage de diode Laser à transistor GaN développé ont été comparées à celles obtenues sur les anciennes générations de circuits développées et commercialisées à ALPhANOV, à conditions de pilotage égales (diode laser identique, durée d'impulsion de  $\sim 100ns$ , courant de 3A). Le résultat est présenté en figure 55 :



**Figure 55** - Comparaison des performances obtenues avec le circuit de pilotage développé en technologie GaN et celui proposé par le Centre ALPhANOV.  $I_{LD} = 3A$

Les performances obtenues expérimentalement sont inférieures à celles prédites par les simulations en termes de temps de montée et de descente de la puissance optique, en revanche, celles-ci sont bien supérieures aux performances atteintes par les circuits développés à ALPhANOV. En effet, pour un courant de diode de 3A, des temps de montée de 5ns sont obtenus avec le prototype développé, contre 20ns pour les circuits actuels. De même, des temps de descente de seulement 2ns sont obtenus à l'aide de notre prototype, contre quasiment 20ns avec les circuits actuels.



### 3.3.4. Evaluation des performances du circuit à haute cadence

A présent que les performances du montage ont été évaluées en régime impulsionnel monocoupe, nous cherchons à évaluer la cadence maximale à laquelle le circuit peut piloter une diode Laser, pour un courant et une durée d'impulsion donnés. La cadence maximale à laquelle le circuit peut fonctionner dépend principalement de :

- La fréquence maximale de fonctionnement du circuit de pilotage de grille (ainsi que les circuits en amont, destinés à convertir les niveaux des signaux de déclenchement).
- La puissance moyenne maximale dissipée par l'ensemble des éléments résistifs du montage.
- Le courant moyen maximal délivré par l'ensemble des alimentations du circuit.

Le driver de grille, ainsi que les circuits de conversion de niveau TTL / LVDS, sont prévus pour fonctionner à une cadence de plusieurs centaines de MHz. La cadence maximale atteignable par notre circuit n'est donc pas limitée par ces éléments.

La puissance consommée est principalement dissipée dans les éléments résistifs de notre montage soumis à de forts courants, à savoir :

- La résistance de charge  $R_{in} = 3.9\Omega$ , placée en sortie du driver de grille. La puissance maximale admissible par la référence de résistance choisie est de 500mW.
- La résistance de limitation de courant  $R_{lim} = 10\Omega$ . La puissance maximale admissible par la référence de résistance choisie est de 1W.
- La résistance de monitoring du courant  $R_{mon} = 0,1\Omega$ . La puissance maximale admissible par la référence de résistance choisie est de 500mW.

La résistance de roue libre  $R_{RL}$  n'étant parcourue par un courant qu'en fin d'impulsion, sa puissance dissipée est alors négligée devant la puissance dissipée par les autres éléments résistif évoqués. Le rapport cyclique maximal théorique  $\alpha_{max}$  au-delà duquel chaque élément du circuit risquera de se dégrader est :

- Pour la résistance  $R_{in}$ , et pour un courant crête maximal la traversant de 0,9A :

$$P_{max} = 3,9 \times (I_{peak} \times \alpha_{max})^2 = 500mW \Rightarrow \alpha_{max} = \frac{1}{0,9} \sqrt{\frac{0,5}{3,9}} \approx 40\% \quad (10)$$

- Pour la résistance  $R_{lim}$ , et pour un courant crête maximal la traversant de 5A:

$$P_{max} = 10 \times (5 \times \alpha_{max})^2 = 1W \Rightarrow \alpha_{max} = \frac{1}{5} \sqrt{\frac{1}{10}} \approx 6\% \quad (11)$$

- Pour la résistance  $R_{mon}$ , et pour un courant crête maximal la traversant de 5A:

$$P_{max} = 0,1 \times (5 \times \alpha_{max})^2 = 500mW \Rightarrow \alpha_{max} = \frac{1}{5} \sqrt{\frac{1}{0,1}} \approx 63\% \quad (11)$$

Nous pouvons donc conclure que l'élément principal limitant la fréquence maximale à laquelle le circuit pourra être utilisé est la résistance de limitation de courant  $R_{lim}$ . Cette fréquence maximale dépend directement de la durée d'impulsion choisie. En considérant une durée d'impulsion de 10ns, la fréquence maximale atteignable avec notre circuit sera donc :

$$f_{max} = \frac{\alpha_{max}}{t_{pulse}} = \frac{0,06}{10 \times 10^{-9}} = 6MHz \quad (12)$$

Toutefois, cette cadence théorique maximale dépend également d'un autre paramètre, qui est le courant moyen maximal à fournir par l'alimentation délivrant la tension de compliance  $V_{LD} = 80V$ . En effet, dans le cas où cette tension est obtenue en élevant une basse tension à l'aide d'un convertisseur DC-DC de type « boost », il est probable que le courant maximal de sortie de ce convertisseur soit limité à quelques dizaines de mA. Dans notre cas, afin de faire fonctionner notre circuit avec un courant crête délivré de 5A, avec un rapport cyclique maximal de 6%, le convertisseur DC-DC utilisé devra fournir un courant moyen =  $5 \times 0,06 = 300mA$ . Le convertisseur devra alors avoir une puissance de sortie  $P_{out} = 80 \times 0,3 = 27W$ . De tels convertisseurs sont difficilement intégrables à une électronique de pilotage de diode Laser.

Le convertisseur DC-DC utilisé dans notre cas, nous permettant d'obtenir une tension de compliance de 80V, est le convertisseur Recom R12-100B. La spécification de ce composant annonce un courant de sortie maximal de 50mA, soit une puissance maximale de 4W. Ainsi, le courant moyen maximal délivrable par le circuit de pilotage dans la diode Laser sera de 50mA, ce qui, pour un courant crête maximal de 5A, correspondra à un rapport cyclique maximal de  $0,05/5 = 1\%$ . Pour une durée d'impulsion de 10ns, ce rapport cyclique sera obtenu avec une fréquence de 1MHz.

La cadence maximale de fonctionnement de la carte électronique développée va donc être testée en considérant deux configurations :

- Une tension de compliance de 80V, fournie par le convertisseur Recom R12-100B, pouvant délivrer 50mA de courant moyen max (voir figure 56).
- Une tension de compliance de 30V, fournie par une alimentation de laboratoire, pouvant délivrer plusieurs ampères de courant moyen (voir figure 57). Le rapport cyclique maximum atteignable ne dépendra alors pas du courant moyen maximal à délivrer. La résistance de limitation de courant sera diminuée à  $4,7\Omega$  de sorte à pouvoir obtenir une impulsion de courant de 5A dans la diode (la résistance ainsi choisie possède une puissance admissible de 500mW)

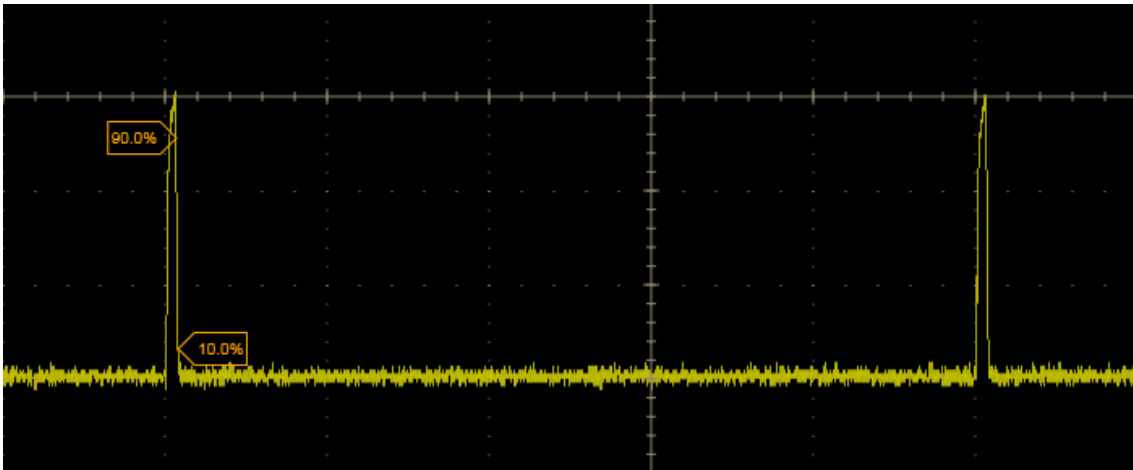
Le rapport cyclique maximal qu'il sera possible d'obtenir dans ces deux cas sera de :

- Pour une tension de compliance de 80V,  $R_{lim} = 10\Omega$ ,  $\widehat{I_{max}} = 50mA$

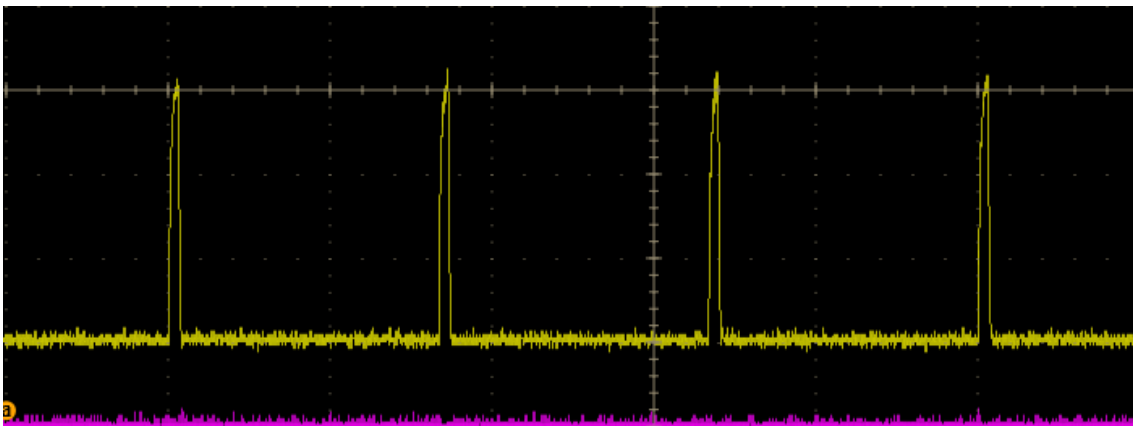
$$\alpha_{max} = 0,05/5 = 1\% \quad (13)$$

- Pour une tension de compliance de 30V,  $R_{lim} = 4,7\Omega$ ,

$$P_{max} = 4,7 \times (5 \times \alpha_{max})^2 = 500mW \Rightarrow \alpha_{max} = \frac{1}{5} \sqrt{\frac{0,5}{4,7}} \approx 6\% \quad (14)$$



**Figure 56** - Forme d'impulsions obtenues sous 5A, 10ns, à 1MHz ( $\alpha = 1\%$ ) (200ns/div, tension de compliance = 80V,  $R_{lim} = 10\Omega$ )



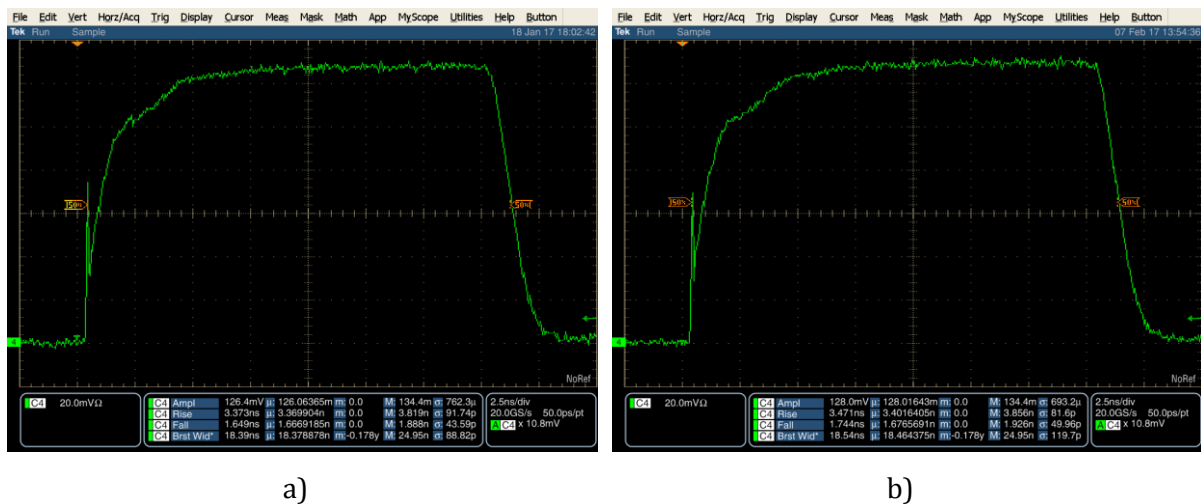
**Figure 57** - Forme d'impulsions obtenues sous 5A, 10ns, à 3MHz ( $\alpha = 3\%$ ) (200ns/div, tension de compliance = 30V,  $R_{lim} = 4,7\Omega$ )

Les figures 56 et 57 démontrent la capacité du montage réalisé à piloter des diodes Laser à la fois avec de forts courants impulsionnels (5A), de faibles durées d'impulsions (10 ns), ainsi que des fréquences élevées (3 MHz). Un rapport cyclique maximal de 3% a toutefois été relevé avec une tension de compliance de 30V (voir Figure 57). Au-delà, l'échauffement du circuit devient critique, raison pour laquelle nous ne sommes pas parvenus à atteindre le rapport cyclique maximal théorique de 6%. L'ensemble de ces résultats démontre qu'à l'aide de techniques de pilotage novatrices (utilisation d'un transistor RF GaN pour commuter la diode) et l'optimisation

de certains paramètres de pilotage (tension de compliance, optimisation du circuit de roue libre), il est possible de générer des impulsions Laser puissantes (quelques Watts), ultra-courtes et possédant de très faibles temps de montée / descente (quelques ns). De nombreux paramètres restent cependant à optimiser, afin de rendre le circuit développé encore plus modulaire, notamment en matière de fréquence de répétition des impulsions générées ; l'élément limitant restant le courant moyen maximal à délivrer par la source générant la tension de compliance du circuit de pilotage de diode Laser).

### 3.3.5. Test d'endurance du circuit réalisé

Afin d'évaluer la robustesse du circuit de pilotage de diode Laser réalisé, nous avons mené un test d'endurance de celui-ci : une diode Laser 1999CHP est connectée en sortie du circuit, et pilotée avec des impulsions de courant de 5A, de largeur = 20ns, à une fréquence de 1kHz. La puissance optique émise par la diode, les temps de montée et de descente de l'impulsion optique, ainsi que sa durée, ont été relevés avant et à la suite d'un test d'endurance de 500h. Les résultats sont présentés sur la figure 58 et la table 3 ci-dessous :



**Figure 58** – Forme de l'impulsion optique générée par la diode, pilotée par le circuit de pilotage à transistor GaN, **a)** avant et **b)** après 500h d'endurance

	Avant test d'endurance	Après 500h d'endurance
Amplitude (mV)	126,4	128
Temps de montée (ns)	3,37	3,47
Temps de descente (ns)	1,65	1,74
Durée d'impulsion (ns)	18,4	18,5

**Table 3** – Suivi des principales caractéristiques des impulsions émises avant et après endurance

D'après la figure 58 et la table 3 ci-dessus, après 500h de fonctionnement dans les conditions décrites (impulsions de 20ns, 5A, à une cadence de 1kHz), nous ne constatons pas de diminution significatives des performances du circuit développé. Ces tests d'endurance démontrent la robustesse du circuit développé sur le court-moyen terme. Toutefois, afin d'envisager son utilisation dans un contexte d'étude de fiabilité de diode Laser en régime impulsionnel, la robustesse du circuit réalisé doit être démontrée sur une période de temps bien supérieure (> 10000 h).

### 3.3.6. Comparaison des performances avec les générations précédentes

Les performances obtenues à l'aide du circuit réalisé ont été comparées à celles obtenues à l'aide des circuits de précédente génération développés à ALPhANOV (table 2) :

	Circuit ALPhANOV de précédente génération	Circuit ALPhANOV en technologie GaN
Tension maximale	12V	80V
Durée d'impulsion ( $I_{LD} = 3A$ )	20ns	7ns
Temps de montée ( $I_{LD} = 3A$ )	20ns	5ns
Temps de descente ( $I_{LD} = 3A$ )	20ns	2ns
Rapport cyclique max ( $I_{LD} = 5A$ )	36%	3% ( $V_{LD} = 30V$ )
Courant maximal	9A	7,5A

**Table 2** - Comparaison des performances obtenues avec le circuit développé dans le cadre de notre étude, par rapport à l'ancienne génération de circuits développée à ALPhANOV

Le tableau ci-dessus montre que les performances du circuit développé dans le cadre de notre étude sont bien supérieures à celles obtenues à l'aide des circuits ALPhANOV d'ancienne génération : pour un courant de 3A, des durées d'impulsions de 7ns sont rendues possible, contre 20ns auparavant. Le temps de montée des impulsions a été drastiquement réduit par l'utilisation

d'une forte tension de compliance (80V), et la conception d'un circuit de roue libre « amorti » a permis de réduire le temps de descente des impulsions dans des proportions identiques. L'utilisation d'une forte tension de compliance s'accompagne toutefois, pour une valeur de courant identique traversant la diode Laser, d'une puissance dissipée plus importante, ce qui limite fortement le rapport cyclique maximal d'utilisation de ce nouveau circuit par rapport au circuit d'ancienne génération. Les performances en terme de courant crête maximal délivrable dans la diode sont également limitées par le courant de drain maximal du transistor GaN utilisé.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, l'intérêt de concevoir une électronique de pilotage de diode Laser en régime impulsionnel performante a été mis en lumière, permettant à la fois de satisfaire un besoin en modularité propre à une utilisation de cette diode en tant qu'oscillateur dans un Laser de type « MOPA », mais également dans le but d'évaluer la fiabilité des diodes Laser étudiées dans des régimes de fonctionnement impulsionnels critiques ( $I_{LD} \gg 2A$ , forts  $dI/dt$ , surtensions aux bornes de la diode). Nous avons présenté les éléments clés du cahier des charges d'un tel circuit de pilotage de diodes en termes de courant crête maximal (10A), de durée d'impulsion min/max (de 1ns à 1 $\mu$ s) et de rapport cyclique max (quelques %).

Après avoir étudié plus en détail les caractéristiques électriques de la charge à piloter et montré la nécessité de piloter ce type de charge en courant, les inductances parasites des diodes Laser ont été caractérisées expérimentalement à l'aide d'un analyseur de réseaux (VNA). Nous avons conclu qu'il était nécessaire de concevoir un circuit de pilotage délivrant une forte tension de compliance afin d'obtenir des impulsions de courant ayant des fronts de l'ordre de la nanoseconde, et ce, quel que soit le type de diode laser utilisée. Nous avons détaillé différentes solutions, à base de transistors rapides, qui permettent de générer les impulsions de courant requises et nous avons démontré que l'utilisation de transistors en technologie GaN représente la solution la plus adaptée face aux problématiques de temps de commutation et de tension de claquage.

Les solutions commerciales disponibles permettant de piloter une diode Laser en régime impulsionnel étant jugées peu satisfaisantes vis à vis de la durée d'impulsion minimale, notre travail s'est focalisé sur la conception d'un driver de grille dédié aux impulsions rapides et courtes (nanoseconde). La solution retenue se base sur l'utilisation d'un circuit de pilotage de diode Laser rapide, faible tension et chargé par une résistance de faible valeur. Nous avons ensuite proposé une architecture de schéma accompagnée par des simulations en environnement LTspice. L'impact de plusieurs paramètres, tels que la tension de compliance du circuit de pilotage, ou

encore la valeur de la résistance du circuit de roue libre sur les performances du circuit, a été analysé. Des voies d'amélioration ont ensuite été proposées au travers de deux autres architectures de circuits de pilotage de la grille de transistors plus complexes, mais qui permettent théoriquement d'obtenir des impulsions de durée plus courte et de tension plus élevée sur la grille du transistor GaN, activant la commutation de la diode.

Les trois circuits proposés ont été réalisés. Les performances électriques de la première architecture ont été détaillées (durée d'impulsion minimale, immunité à l'effet Miller) et nous avons démontré que les deux autres architectures ne sont que partiellement satisfaisantes par rapport aux exigences du cahier des charges. Le premier circuit a donc été retenu et testé avec trois technologies de diodes Laser émettant à différentes longueurs d'onde (980nm, 1550nm et 1064nm) et pour différentes valeurs de courant. Des temps de montée et de descente, supérieurs à ceux obtenus en simulation, ont été relevés (respectivement 5ns et 2ns en pratique à comparer avec des temps de montée et de descente théoriques de 1ns), mais ces performances sont supérieures à celles obtenues avec de précédentes générations de circuits de pilotage de diodes Laser développé au sein d'ALPhANOV, à faible rapport cyclique, à courant crête égal et modèle de diode équivalent. De plus, lors de tests sur une diode DFB dont le packaging est optimisé pour une utilisation en régime impulsionnel, des temps de montée et de descente proches de la nanoseconde ont été mis en lumière. La capacité du montage à générer des impulsions de fort courant à une cadence élevée a également été vérifiée. Une fois les paramètres restrictifs identifiés, nous avons pu valider les performances de ce circuit de pilotage et notamment sa capacité à piloter une diode Laser à une cadence élevée (1 MHz).

Ainsi, la possibilité de concevoir un circuit de pilotage de diodes Laser à la fois rapide (durée d'impulsion minimale de quelques ns), puissant (courant crête pouvant dépasser 5A) et surtout modulaire (fréquence des impulsions du monocoup à 1 MHz) a été clairement démontrée. De nombreux axes restent à explorer afin d'améliorer encore les performances de ce type de circuits de pilotage. A titre d'exemple, l'architecture « bootstrap » semble prometteuse pour améliorer la rapidité des fronts mais elle reste limitée par l'apparition d'oscillations parasites rendant son exploitation délicate. De plus, la tension de compliance du circuit de pilotage ne peut être fournie qu'à l'aide de convertisseurs externes ou à l'aide d'alimentations régulées de laboratoire. Afin de tester les performances du circuit en conditions réelles, il sera nécessaire d'intégrer un convertisseur DC-DC sur la carte électronique, capable de fournir une tension élevée (80V) et un courant moyen important afin de permettre l'utilisation d'un circuit fonctionnant à plus hautes fréquences ou à rapport cyclique plus important.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. G. Hunsperger *et al*, « Integrated Optics: Theory and Technology, » Applied Optics, Vol. 31, p. 239 (1992).
- [2] H. Mathieu *et al*, « Physique des semiconducteurs et des composants électroniques - 6ème édition, » Dunod, p. 560 (2009).
- [3] S. T. Hendow *et al*, « Structuring materials with nanosecond laser pulses, » Optics express 18(10), 10188–10199 (2010).
- [4] K. Y. Lau, « Gain switching of semiconductor injection lasers, » Applied Physics Letters 52(4), 257 (1988).
- [5] A. G. Weber *et al*, « Measurement and simulation of the turn-on delay time jitter in gain-switched semiconductor lasers, » IEEE Journal of Quantum Electronics 28(2), pp. 441–446 (1992).
- [6] U. Klotzbach *et al*, « Laser Micromachining, » In *Fabrication and Characterization in the Micro-Nano Range*, Springer Berlin Heidelberg, pp. 29–46 (2011).
- [7] M. Bettiati *et al*, "Reliable pulsed-operation of 1064 nm wavelength-stabilized diode lasers at high-average-power: boosting fiber lasers from the seed", Proc. SPIE 7580, 758025 (2010).
- [8] S. Mohrdiek *et al*, "Performance and reliability of pulsed 1060 nm laser modules", Proc. SPIE 6873, 687320 (2008).
- [9] A. Jolly *et al*, "SBS management in Yb-fiber-amplifiers using multimode seeds and pulse-shaping", Optics Express 22(17), 20326 (2014).
- [10] T. Yuasa *et al*, "Degradation of (AlGa)As DH lasers due to facet oxidation," Applied Physics Letters 32(2), 119 (1978).
- [11] M. Fukuda, "Reliability and degradation of semiconductor lasers and LED," Artech House, pp. 55-56 (1991).
- [12] K. Petermann, "Laser diode modulation and noise" Springer Science & Business Media, Vol. 3, p. 93 (2012).
- [13] Application Note, Anritsu, Scorpion "Embedding/»de-embedding», " pp. 1-16 (2002).
- [14] Keysight Technologies, "de-embedding". Disponible sur : <http://edadocs.software.keysight.com/display/mbp2012/De-embedding> (Consulté en juin 2016).
- [15] A. Lidow *et al*, "Gallium nitride (GaN) technology overview". EPC White Paper : WP001 (2012).
- [16] B. Green *et al*, "Gallium Nitride RF Technology Advances and Applications," Freescale Semiconductor White Paper (date inconnue).
- [17] EPC Corporation, "eGaN® FETs and ICs for LiDAR," Application Brief : AB005 (2016).



- [18] C. E. Webb *et al*, "Handbook of Laser Technology and Applications: Laser design and laser systems," CRC Press, Vol. 2, p. 593 (2004).
- [19] Vishay Beyschlag, "Resistors in Microwave Applications," Application Note n°28871 (2013).



# Chapitre III : Caractérisation électro-optique de diodes Laser en régime CW et pulsé nanoseconde à fort courant

---

## INTRODUCTION

L'étude de la fiabilité d'un composant (tel qu'une diode Laser) repose classiquement sur l'extraction d'un modèle statistique de dégradation à partir de conditions de fonctionnement, portées à des niveaux de contraintes supérieures aux contraintes nominales se traduisant par l'application d'un facteur d'accélération. Nous parlons alors de tests accélérés. Les résultats de ces tests correspondent classiquement à des temps de défaillance moyen (« temps moyen de défaillance » ou « Mean Time To Failure » - MTTF) en fonction des sollicitations subies, à partir desquels il est possible d'extraire les différentes fonctions de fiabilité pour ce composant (probabilité de survie, probabilité et densité de probabilité de défaillance, taux de défaillance...).

Dans notre cas, une telle méthodologie souffre de plusieurs limitations. Premièrement, la validité de ces modèles mathématiques et des notions associées comme la validité de la notion d'énergie d'activation, de la définition d'un phénomène d'usure ou de cinétique de type Arrhenius, qui, à notre connaissance, n'a toujours pas été démontrée dans un régime de fonctionnement à temps discret. Deuxièmement, l'extraction du MTTF nécessite de travailler avec une population importante de composants, fonction de la loi de distribution des défaillances observées, de la durée du vieillissement et du pourcentage de confiance souhaité sur cette valeur de MTTF [1]. Le coût unitaire très élevé des diodes Laser associé aux circuits de pilotage en régime impulsionnel, rend cette approche partiellement inadaptée à notre étude.

Aussi, afin d'évaluer la fiabilité de ces diodes Laser en régime impulsionnel critique, il est nécessaire d'utiliser une approche différente, axée sur une étude approfondie des mécanismes physiques mis en jeux lors de l'utilisation de ces diodes Laser en régime impulsionnel fort courant, qui permettra potentiellement de remonter aux causes et aux mécanismes de défaillance, de manière non destructive. La méthode que nous proposons dans ce chapitre consiste en l'extraction d'un ensemble de caractéristiques électro-optiques (E-O) qui, complétée par des séries de vieillissements sous contraintes échelonnées, permettront de déduire les limites d'utilisation ou le domaine d'opérabilité sans dommage (« Safe Operating Area ») de nos composants dans les régimes de fonctionnement évoqués [2]. La mise à disposition pertinente de diodes reportées sur embase (sans packaging ni fibrage) doit permettre de caractériser un jeu

complet de paramètres qui restent difficilement accessibles sur un module. Dans ce cadre, nous montrerons tout l'apport de ces caractérisations dans la compréhension des effets du régime impulsionnel sur les propriétés optiques notamment et qui aideront à identifier les paramètres les plus pertinents pour le suivi sous vieillissements accélérés par la suite.

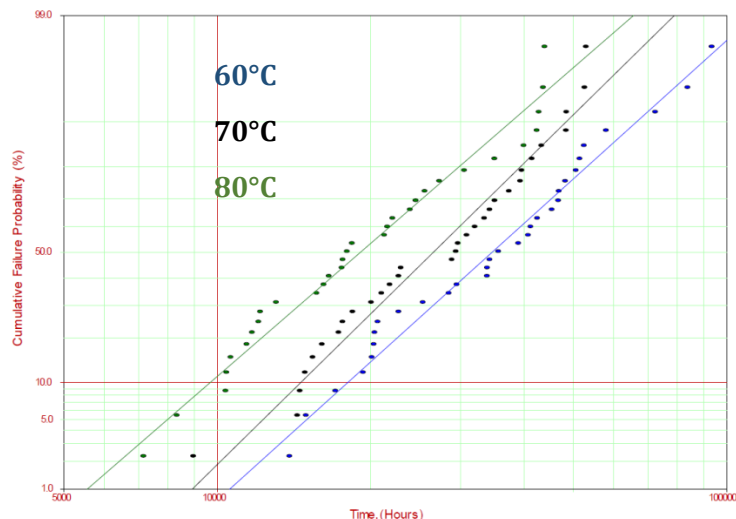
Ce chapitre présente les différentes caractéristiques E-O qu'il est possible d'extraire de nos diodes Laser, les méthodes et bancs d'extraction associés, ainsi que les paramètres physiques du composant extraits de ces caractéristiques. Nous détaillons tout d'abord les caractéristiques E-O dites « classiques », qui ont déjà fait l'objet d'un grand nombre d'études reportées dans la littérature [3, 4], relevées en continu et en régime de faible injection : L-I-V, spectres d'émission spontanée amplifiée (ASE), etc. Nous présentons ensuite les caractéristiques E-O extraites de nos composants lors de leur utilisation en régime impulsionnel fort courant, en se focalisant particulièrement sur la présentation des signatures atypiques observées dans ces régimes de fonctionnement et plus particulièrement associées à l'apparition d'oscillations parasites sur la réponse impulsionnelle optique de ces diodes Laser au-delà d'un courant de seuil. Une analyse plus approfondie de ce phénomène par corrélation à d'autres caractéristiques E-O est présentée et plusieurs interprétations sont discutées.

## 1. Description des composants sous étude

La caractérisation de la fiabilité d'un composant en fonction de ses conditions d'utilisation requiert un ensemble de méthodes d'analyse éprouvées, permettant si possible d'adresser l'ensemble des modes et mécanismes de défaillance connus pour ce type de composant, avec une taille d'échantillon et une quantité de données minimales. Toute la difficulté de la mise en place de ce type d'analyse est de parvenir à déterminer, avec un indice de confiance élevé et une durée d'analyse raisonnable, des valeurs de MTTF potentiellement élevées pour ces composants (couramment supérieures à  $10^5$  h).

Lorsqu'un tel niveau de qualification est requis, il est nécessaire de réaliser des tests de vieillissements accélérés : certaines contraintes de fonctionnement, liées à un ou plusieurs mécanismes de défaillance des composants considérés, sont alors augmentées au-delà de leur valeur nominale, ce qui accélère le vieillissement du composant et raccourcit sa durée de vie. Il est alors possible d'obtenir, sur une durée réduite, un état de vieillissement des composants qui correspondrait à un temps beaucoup plus long (plusieurs dizaines de milliers d'heures) de fonctionnement en conditions nominales en considérant que l'on active le même mécanisme de défaillance. A titre d'exemple, lorsque le mécanisme d'endommagement du composant est activé en température (ce qui est le cas du COD (Catastrophic Optical Damage) ou COMD (Catastrophic Optical Mirror Damage) pour une diode Laser [5]), il est possible, à l'aide de la loi d'Arrhenius, de connaître le MTTF du composant comme fonction de sa température de fonctionnement. De

nombreuses études ont été réalisées en ce sens sur le type de diodes qui nous intéresse [6, 7]. La figure 1 présente un exemple de probabilité de défaillance cumulée d'un lot de diodes Laser à base de AlGaAs, émettant 5mW à 735nm, en fonction du temps de vieillissement et de sa température de fonctionnement :



**Figure 1** - Probabilité de défaillance cumulée d'une diode Laser en fonction de la durée de vieillissement et de sa température de fonctionnement (d'après P. Gale [8])

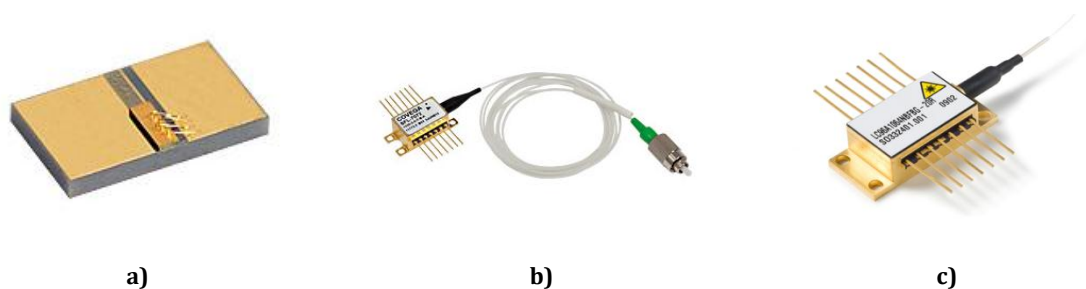
Toutefois, bien que cette méthode d'analyse de fiabilité soit très utilisée en milieu industriel, elle souffre d'un certain nombre de limitations. Tout d'abord, comme précisé en introduction de ce chapitre, cette technique doit s'appuyer sur une population importante de composants (plusieurs centaines, voire milliers de pièces) afin de garantir une représentativité statistique, ce qui peut engendrer des coûts importants. De plus, cette méthode ne se focalise que sur l'extraction de la durée de vie moyenne des composants dans des conditions de fonctionnement données et ne permet pas d'expliquer l'écart-type parfois important observé sur la durée de vie de plusieurs composants d'un même échantillon. Il est donc nécessaire de mettre en place une méthode d'analyse plus approfondie, permettant à la fois de comprendre les causes de la défaillance prématurée de certains composants d'un même lot, où encore afin de discriminer et d'isoler, à l'aide de ces caractéristiques, des composants potentiellement plus robustes en conditions opérationnelles.

Afin de réaliser ce type d'analyse, un ensemble de caractéristiques électro-optiques (E-O) peuvent être extraites des composants à tester. En effet, de nombreuses études font état d'une corrélation existante entre la concentration de défauts dans la zone active d'un composant électronique (et, à fortiori, d'une diode Laser) et des atypismes observés sur les caractéristiques E-O de ce même composant [8, 9]. Ces caractéristiques E-O seront donc extraites dans un double objectif :

- Elles permettront d'estimer la probabilité d'une défaillance prématurée du composant dont elles seront extraites. En effet, ces caractéristiques étant potentiellement reliées à la concentration de défauts localisés au sein de ce composant, elles peuvent être porteuses d'informations sur sa robustesse dans des conditions de pilotage choisies. L'observation, sur certains composants, de caractéristiques E-O initiales (avant vieillissement) typiques ou atypiques devrait donc théoriquement permettre d'obtenir une estimation de la robustesse du composant à des conditions de pilotage données.
- Elles constitueront un ensemble de paramètres indicateurs de la criticité des conditions de vieillissement choisies. En effet, une forte modification de certaines de ces caractéristiques E-O à la suite d'un vieillissement, pour des contraintes données, témoignera d'une modification des caractéristiques physiques intrinsèques du composant concerné (migration, apparition ou renforcement de défauts). Si cette modification est observée, à la suite d'un vieillissement, sur certaines caractéristiques E-O d'un ensemble jugé représentatif de composants, ces caractéristiques constitueront alors un ensemble de paramètres indicateurs de la criticité de ces conditions de vieillissement choisies.

Certaines de ces caractéristiques E-O sont ensuite monitorées tout au long d'une série de vieillissements à contraintes échelonnées, en fonction de leur pertinence. L'opportunité du suivi de chaque caractéristique E-O est analysée dans ce chapitre, tandis que le détail des séries de vieillissement réalisées est explicité lors du chapitre suivant. Dans le cadre de la campagne de caractérisation E-O à effectuer, trois types de diodes du fabricant 3SP Technologies, possédant chacun un packaging différent, mais se basant sur une technologie de puce équivalente, ont été étudiés. La variabilité d'un composant à l'autre des caractéristiques E-O de l'ensemble des diodes d'un même lot a été extraite, et l'influence du packaging, sur ces caractéristiques E-O, a été étudiée. Les types de packaging étudiés sont détaillés ci-dessous, ainsi que sur la figure 2 :

- 11 diodes Laser « Chip on Submount » (CoS) représentatives de diodes Laser reportées par une brasure sur une embase mais sans encapsulation
- 10 modules Laser fibrés, en package « butterfly », avec réseau de Bragg de type « Fiber Bragg Grating » (FBG) photo-inscrit dans le cœur de la fibre
- 10 modules Laser fibrés, en package « butterfly », sans la présence d'un FBG.



**Figure 2** - Exemple de packaging de diodes Laser : **a)** diode CoS, **b)** module Laser fibré en package « butterfly », avec FBG, **c)** module Laser fibré en package « butterfly », sans FBG

Ces diodes sont habituellement pilotées en régime continu. Leurs principales caractéristiques de fonctionnement sont résumées dans le tableau ci-dessous :

Paramètre	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unité
Courant de seuil	Module sans FBG	-	60	80	mA
Puissance optique nominale	@ 1000 mA	500	525	-	mW
Longueur d'onde	A puissance nominale	1050	-	1070	nm
Tension de seuil	A puissance nominale	-	1,6	2	V
Puissance crête	< 500ns / 500kHz	0,9	1	-	W
Courant crête	< 500ns / 500kHz	-	-	2	A

**Table 1** - Principales caractéristiques électro-optiques des diodes Laser étudiées (modules sans FBG), listées d'après les données fournies par le fabricant

Par la suite, nous allons présenter l'ensemble des caractéristiques E-O réalisées sur ces lots de diodes Lasers, polarisées à faible courant continu, ainsi que leur intérêt dans notre étude.

## 2. Caractéristiques électro-optiques en régime continu

Cette partie présente les caractéristiques E-O en régime continu les plus couramment extraites de diodes Laser, permettant d'appréhender les performances des composants testés, et également, le cas échéant, de détecter la présence de défauts au sein de ces composants. L'intérêt de caractériser également des diodes reportées sur embases (diodes CoS) sera démontré, ces caractérisations nous permettant d'accéder à des paramètres difficilement accessibles sur un module fibré.

## 2.1. Caractérisations L-I-V

La caractéristique L-I-V d'une diode Laser est la combinaison de sa caractéristique  $P(I)$  et  $V(I)$ , donnant respectivement la variation de la puissance optique émise par la diode Laser et de la tension à ses bornes en fonction de son courant de polarisation. Afin d'extraire cette caractéristique, le banc de test suivant est réalisé : la diode Laser à tester est connectée à un SMU (Source Measure Unit) permettant de piloter et mesurer le couple courant-tension aux bornes du composant sous test. Les performances du sourcemètre Keithley 2420 utilisé sont  $\pm 3A/\pm 60V$  avec une résolution maximale de  $100pA$ , la sortie est configurée en mode 4 fils, permettant de s'affranchir de l'influence de la résistance des câbles sur la mesure notamment à forts niveaux de courant et dans le cas d'une résistance série du composant intrinsèquement faible. Dans le cas d'un module Laser fibré, une régulation en température est effectuée à l'aide de la thermistance interne, du module Peltier intégrés au boîtier de la diode, et d'un régulateur de type Thorlabs PR08000. Les diodes CoS (puces nues) sont placées sur une embase métallique régulée thermiquement à l'aide d'un contrôleur Arroyo 5305, un module Peltier et une sonde thermique de type PT100. La mesure de la puissance optique est réalisée à l'aide de deux détecteurs reliés à un pico-ampèremètre de type Keithley 2502 : une sphère intégrante Keithley, et la photodiode « Back Facet Monitoring » (BFM) dans le cas d'une diode packagée. Cette photodiode est intégrée dans le boîtier « butterfly » et mesure la puissance optique émise au niveau de la face arrière de la puce Laser (voir figure 5 du chapitre II). Le sourcemètre Keithley 2420 est ensuite configuré, à l'aide d'une interface dédiée et développée en environnement LabVIEW, afin de réaliser un balayage en courant, de  $100\mu A$  à  $100mA$  par pas de  $100\mu A$ . Le banc de test réalisé est présenté en figure 3 et un exemple de caractéristique L-I-V est présenté figure 4 :

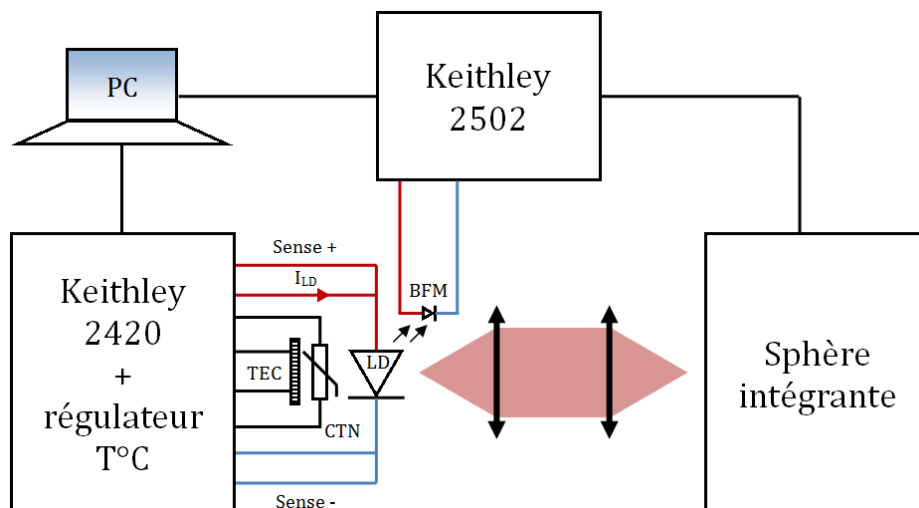
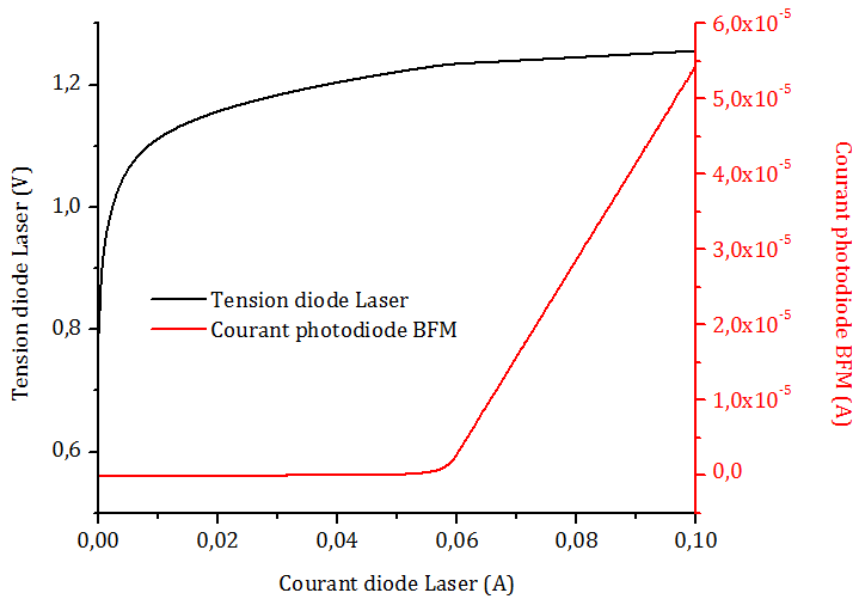


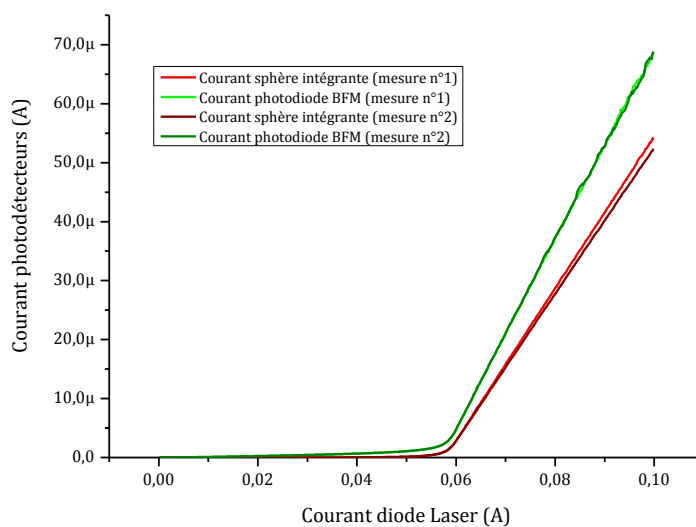
Figure 3 - Banc de caractérisation L-I-V d'une diode CoS





**Figure 4** - Exemple de caractéristique L-I-V, extraite en régime CW d'un module Laser étudié 1060nm sans FBG, mesurée à 25°C

Nous nous sommes ensuite intéressés à la reproductibilité de notre banc de test, soit l'étude de l'écart entre deux mesures réalisées avant et après démontage et remontage du banc de caractérisation. En effet, ce dernier mettant en œuvre un couplage optique entre la diode Laser et l'instrument de mesure (ici, la sphère intégrante), la répétabilité de la mesure réalisée n'est pas garantie. La caractéristique L-I-V d'un module Laser fibré a donc été extraite de celui-ci une première fois, puis une deuxième fois après démontage et remontage sur le banc. Les deux caractéristiques ont été superposées en figure 5 (puissance optique relevée à l'aide de la sphère intégrante et de la photodiode BFM).



**Figure 5** - Répétabilité de la mesure de la caractéristique L-I-V d'un module Laser sans FBG utilisant deux techniques de mesure

Les résultats de la figure 5 qui concernent les relevés de puissance réalisés à l'aide de la sphère intégrante, ne présentent pas une bonne reproductibilité puisqu'un écart mesuré à environ 4% est observé entre les deux mesures réalisées. Bien que cet écart semble faible, il est supérieur à l'écart d'environ 1% relevé entre les deux mesures de puissance effectuées à l'aide de la photodiode BFM. L'hypothèse avancée pour justifier cet écart porte sur le fait que la fibre de sortie des modules Laser étudiés est terminée par une fêrulle de type APC (biseautée), dépourvues de connecteur tel qu'un connecteur à verrouillage FC. L'absence de butée d'arrêt mais également l'angle de la fêrulle à l'entrée de la sphère intégrante n'étant pas rigoureusement identique à chaque placement, peuvent entraîner une légère variation d'une mesure de puissance à une autre. La mesure de la puissance optique réalisée à l'aide de la photodiode BFM est, elle, répétable : les courbes des deux mesures réalisées avant et après remontage du banc de test sont superposables. Cependant, il n'est pas possible d'utiliser cette mesure afin de mettre en évidence, par exemple, une baisse de puissance optique consécutive à un vieillissement. En effet, il n'est pas exclu que les performances de cette photodiode se dégradent lors d'un vieillissement, sans dégradation de la diode Laser elle-même.

Plusieurs paramètres peuvent toutefois être extraits de cette caractéristique L-I-V :

- L'efficacité de conversion électro-optique
- La valeur de sa résistance série
- Le courant de seuil Laser

### **2.1.1. Efficacité de conversion électro-optique**

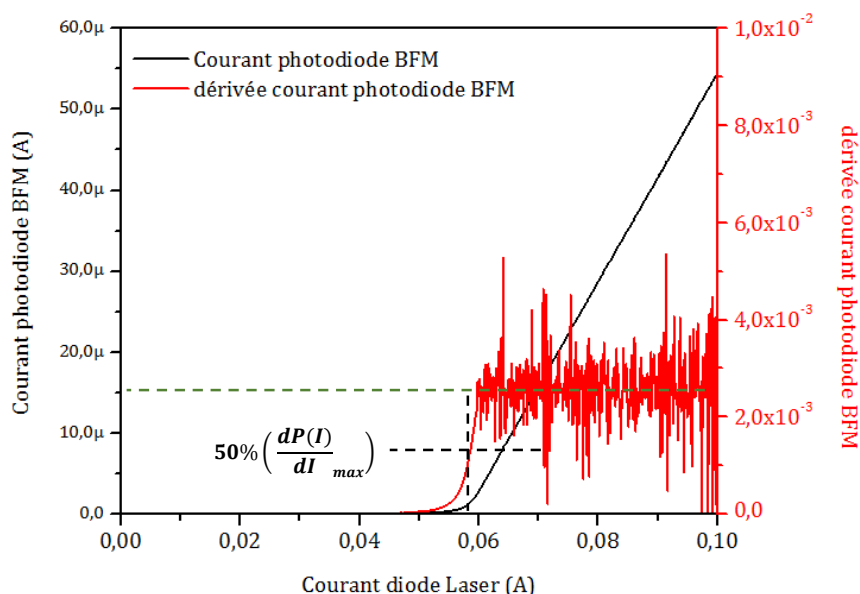
Ce taux correspond, pour un courant donné, au rapport entre la puissance consommée par la diode Laser et la puissance optique émise. Il convient, pour réaliser cette mesure, de connaître précisément la sensibilité (en Ampères/Watts) du détecteur utilisé, à la longueur d'onde considérée. Du fait de la faible reproductibilité du banc de test réalisé, nous ne sommes pas parvenus à extraire une valeur précise de ce paramètre.

### **2.1.2. Résistance série**

A partir de la caractéristique  $V(I)$  de la diode Laser, il est possible d'extraire la valeur de sa résistance série en mesurant la pente de cette caractéristique au-delà du seuil Laser ( $R_s = dV(I)/dI, I > I_{th}$ ). Cette résistance série est la contribution de la résistivité des contacts ohmiques métal – jonction associée à la résistance série intrinsèque de la jonction. Dans notre cas, comme précisé dans le chapitre précédent, une résistance série d'environ  $0,6\Omega$  a été extraite.

### 2.1.3. Courant de seuil Laser

Enfin, il est intéressant d'extraire le courant de seuil au-delà duquel la diode émet un rayonnement de type Laser. En effet, ce courant de seuil est susceptible de varier en fonction de l'état de vieillissement de la diode [10]. Plusieurs méthodes permettent d'extraire cette valeur. Il est possible, par exemple, d'utiliser la dérivée première de la courbe P(I) afin d'extraire cette valeur de courant de seuil. La figure 6 présente cette méthode qui consiste à mesurer le courant pour lequel cette dérivée atteint 50% de sa valeur maximale moyenne. Ici, une valeur d'environ 58mA a été extraite, ce qui est conforme avec la valeur nominale annoncée par 3SP Technologies (60mA) :



**Figure 6** - Méthode de détermination du courant de seuil d'une diode Laser à l'aide de la courbe P(I) (ici, celle d'un module sans FBG) et de sa dérivée première

Comme précisé précédemment, le banc de test réalisé ne permet pas d'obtenir une bonne reproductibilité de la mesure de puissance optique émise en fonction du courant. Il est toutefois possible d'extraire le courant de seuil des diodes Laser testées à partir de ces caractéristiques car son extraction à partir de la dérivée ne nécessite pas une mesure absolue de la puissance optique. Ce courant de seuil dépend, entre autre, du « feedback » optique au sein du composant et il a pu être extrait à différentes étapes de la conception et du packaging des composants :

- avant et après traitement de la réflectivité des facettes,
- pour les modules fibrés, mesure après encapsulation,
- pour les modules avec FBG, mesure après photo-inscription du FBG dans la fibre.

Il est alors possible, à l'aide de ces valeurs de courant de seuil Laser, d'extraire le spectre ASE de nos diodes Laser. L'extraction de ce paramètre est détaillée dans le paragraphe suivant.

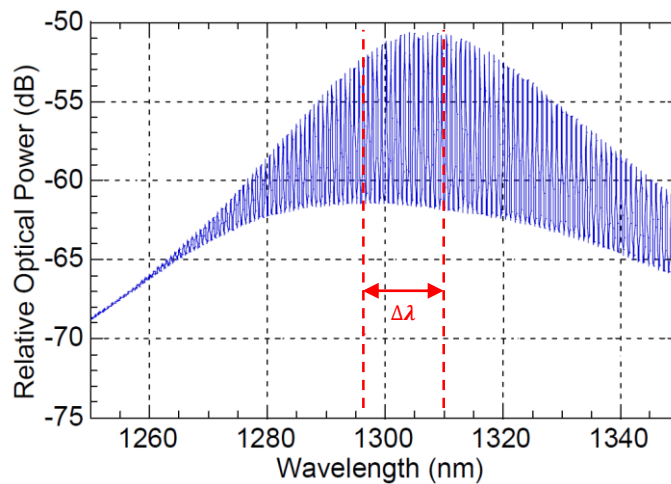
## 2.2. Caractérisations spectrales - Spectre ASE

Le spectre ASE (« Amplified Spontaneous Emission ») correspond au spectre de la diode Laser, polarisée à un courant légèrement inférieur, voire égal, à son seuil Laser. Pour ces valeurs de courant, le spectre correspondant est donc un spectre de type LED (caractérisant l'émission spontanée), amplifié par émission stimulée au sein du milieu à gain que représente la cavité Laser ; le spectre d'émission spontanée étant modulé par les modes longitudinaux de la cavité.

De nombreux paramètres de la diode Laser peuvent également être extraits de la mesure de ce spectre ASE. Par exemple, l'intervalle spectral libre en longueur d'onde ( $FSR_\lambda$ ) d'une diode Laser, est directement relié à la longueur et à l'indice effectif du mode guidé dans la cavité Fabry-Pérot, et peut être mesuré par l'écartement entre les modes Laser :

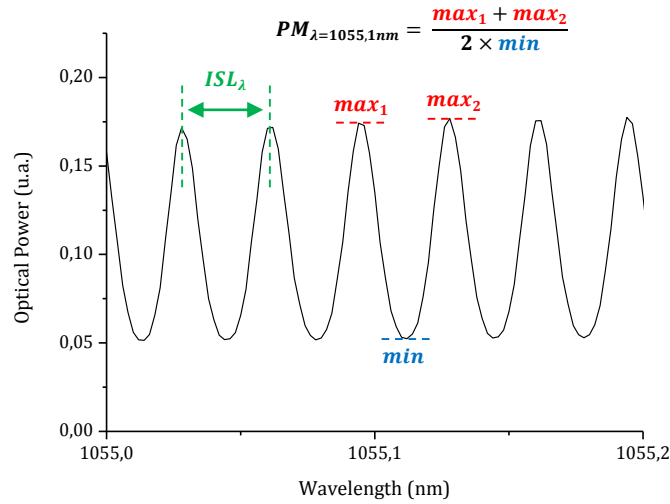
$$FSR_\lambda = \frac{\lambda^2}{2nL} \quad FSR_\nu = \frac{c \times ISL_\lambda}{\lambda^2} \quad (1)$$

Il est également possible de mesurer le « detuning » de la diode Laser, c'est-à-dire l'écart entre les longueurs d'ondes maximales des enveloppes de l'émission spontanée (type LED) et de l'émission stimulée (modes de cavité), après soustraction de la contribution de l'émission spontanée (voir figure 7) :



**Figure 7** - Phénomène de « detuning »  $\Delta\lambda$  observé sur le spectre ASE d'une diode Laser de type CoS entre le pic ASE et le pic modal

Plusieurs méthodes, ayant fait l'objet de nombreuses publications [11, 12], permettent de déterminer le gain optique modal d'une diode Laser à partir de son spectre ASE. Une des méthodes les plus utilisées dans la littérature est celle proposée par Hakki et Paoli [11]. Cette méthode permet d'extraire le gain modal d'une diode Laser en mesurant la profondeur de modulation sur chaque mode Laser du spectre ASE, qui correspond au rapport entre la moyenne de deux maximas locaux adjacents et le minima local encadré par ces deux crêtes (voir figure 8) :



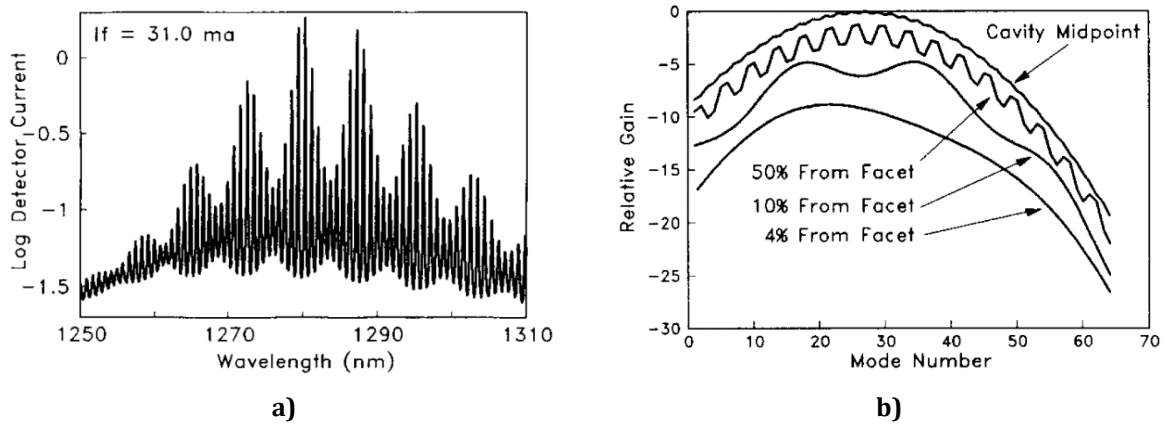
**Figure 8** - Mesure de l' $ISL_\lambda$  et de la profondeur de modulation du spectre ASE d'une diode Laser CoS pour une longueur d'onde donnée

La valeur de gain modal correspondante est déterminée par la relation suivante :

$$G(\lambda) = \frac{1}{\Gamma L} \ln \left( \frac{\sqrt{PM(\lambda)} + 1}{\sqrt{PM(\lambda)} - 1} \right) + \frac{1}{\Gamma L} \ln R \quad (2)$$

Où  $\Gamma$  représente le facteur de confinement de la diode Laser ( $0 < \Gamma < 1$ ). Ce facteur de confinement correspond au pourcentage de la puissance optique effectivement guidée au sein de la zone active de la diode Laser par rapport à la puissance optique totale émise par celle-ci. Il représente donc la qualité de guidage des modes optiques au sein de la cavité Laser et peut être évalué si nous avons connaissance des dimensions du guide et de l'écart d'indice cœur/gaine.  $PM(\lambda)$  représente la profondeur de modulation du spectre ASE mesuré à la longueur d'onde  $\lambda$ ,  $L$  la longueur de la cavité de la diode, et enfin  $R$  le produit de la réflectivité de ses facettes [11].

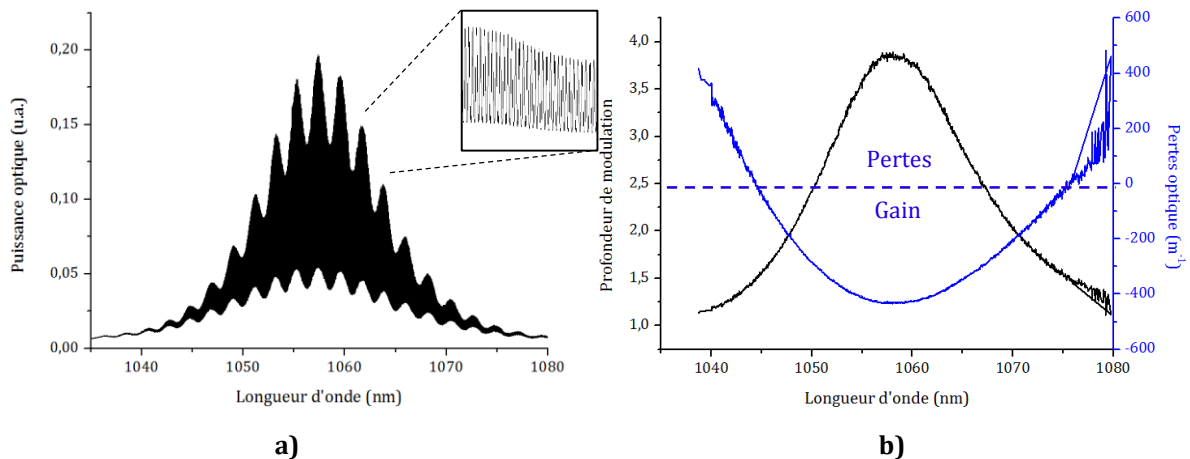
Enfin, à partir du spectre ASE et de l'extraction du gain optique de la diode Laser, il est possible, dans le cas où celle-ci présente d'importants défauts au sein de sa zone active, de déterminer la distribution de ces défauts. En effet, la présence d'un défaut au sein d'une diode Laser peut se traduire par une modulation de sa courbe de gain optique, dont la période est inversement proportionnelle à la distance entre ce défaut et la facette la plus proche comme indiqué en figure 9 [13]. Il convient d'insister sur le fait que cette technique d'analyse ne permet de mettre en évidence que des défauts structuraux importants (tels que des contraintes mécaniques, dislocations cristallines, ou une forte concentration localisée de contaminants), peu susceptibles de subsister dans les technologies de diodes Laser actuelles.



**Figure 9** - Modulation observée sur **a)** le spectre ASE et **b)** sur la courbe de gain d'une diode Laser CoS présentant des défauts localisés (de type dislocations cristallines) le long de la cavité Laser à différentes distances de la face avant d'après H. Wang *et al.* [13]

Le spectre ASE des diodes Laser à tester a été relevé à l'aide du banc de test suivant : le faisceau Laser issu d'une diode CoS ou d'un module fibré sans FBG est collimaté, puis focalisé sur la fente d'entrée d'un spectromètre à réseau HORIBA 1250M muni d'une photodiode Germanium refroidie, pouvant atteindre une résolution spectrale de 5pm. La diode Laser est pilotée à l'aide du sourcemètre Keithley 2420, à un courant constant =  $0,9 \times I_{th}$ . La diode est réglée à une température de 25°C de la manière décrite au paragraphe 2.1. Le relevé du spectre est effectué entre 1035nm et 1080nm, avec un pas de 2pm et le temps d'intégration de la photodiode Ge est fixé à 0,01s. Le spectre ASE des modules fibrés munis d'un FBG n'a pas été relevé. En effet, à l'approche de son courant de seuil, la diode Laser se verrouille rapidement autour de l'unique mode d'émission sélectionné par le FBG. Il est donc compliqué, sur un module Laser munie d'un FBG, de se placer à un courant de polarisation de la diode Laser pour lequel un spectre de type ASE est observé

La profondeur de modulation du spectre correspondant, ainsi que la courbe de gain obtenue, ont été calculés à l'aide de la méthode d'Hakki-Paoli et représentés sur la figure 10 :

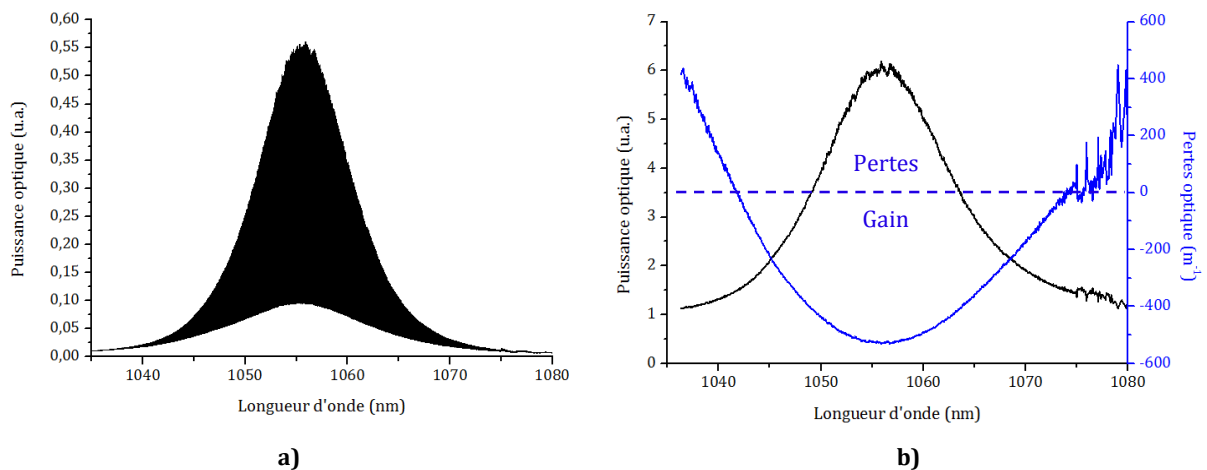


**Figure 10** - **a)** Spectre ASE extrait d'un module Laser sans FBG, piloté à  $0,9 \times I_{th} = 54mA$ , **b)** Profondeur de modulation et forme de la courbe de pertes correspondante (pour une valeur arbitraire de  $\Gamma$  et  $R$ )

Il convient de noter que la mesure de ce spectre, et par conséquent la courbe de gain qui en est extraite, dépend fortement de l'alignement du banc optique permettant d'acheminer le faisceau issu de la diode jusqu'au spectromètre. La reproductibilité d'une telle caractérisation reste donc difficile à garantir.

Nous constatons une sur-modulation de l'enveloppe spectrale, d'une période proche de  $2nm$ . Cette sur-modulation rappelle celle observée sur l'exemple de relevé de spectre ASE (cf. figure 9.a), caractéristique de la présence de défauts au sein de la cavité Laser. Toutefois, dans notre cas (figure 10.a), la sur-modulation observée ne s'accompagne pas d'une modulation de la courbe de gain, comme celle présentée en figure 10.b, ce qui témoigne de l'absence de défauts majeurs (de type dislocations) au sein des diodes Laser testées, et confirme la maturité technologique de ces composants et de leur process de fabrication. Cette sur-modulation a été observée sur le spectre ASE de l'ensemble des modules Laser sans FBG à notre disposition.

Une telle modulation du spectre ASE, sans influence sur la courbe de gain, a déjà été observée sur des diodes 980nm et montrant qu'elle n'est pas reliée à la présence de défauts majeurs dans la zone active [14-16]. Dans ces travaux, la modulation observée se justifie par un couplage, perpendiculairement au plan d'épitaxie de la diode, entre sa zone active et son substrat, transparent à la longueur d'onde considérée. Ce couplage constitue alors une cavité Fabry-Pérot parasite, responsable des interférences constructives et destructives observées sur le spectre final. Le spectre ASE représenté sur la figure 10.a ayant été relevé sur un module Laser fibré (sans FBG), d'autres sources de retour optique sont envisagées dans notre cas, du fait du couplage du faisceau issu de la puce Laser avec une fibre optique. Pour lever toute ambiguïté, le spectre ASE d'une diode CoS a été relevé en figure 11 :



**Figure 11 - a)** Spectre ASE extrait d'une diode CoS, pilotée à  $0,9 \times I_{th} = 54mA$ , **b)** Profondeur de modulation et forme de la courbe de pertes correspondante (pour une valeur arbitraire de  $\Gamma$  et  $R$ )

Nous constatons l'absence de sur-modulation du spectre ASE relevé sur une diode CoS, ce qui semble confirmer que ce phénomène, observé uniquement sur le spectre ASE des modules Laser fibrés, est très probablement provoqué par une cavité Fabry-Pérot parasite, extérieure à la puce Laser, soit entre la diode Laser et la fibre optique, soit au sein même de la fibre optique. D'après cette hypothèse, et d'après la période spatiale de la sur-modulation observée  $T_{mod} = 2,1nm$  (valeur identique quelle que soit la diode testée), la longueur  $L_{FP}$  de la cavité sera alors, en fonction de son emplacement (air / fibre) :

$$L_{FP} = \frac{\lambda^2}{2n_{FP}T_{mod}} \quad \begin{array}{l} \text{vide } (n_{FP} = 1) : \\ L_{FP} \approx 270\mu\text{m} \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{silice } (n_{FP} = 1,44) : \\ L_{FP} \approx 190\mu\text{m} \end{array} \quad (3)$$

**Table 2** - Longueur de la cavité parasite en fonction de l'emplacement supposé de la cavité Fabry-Pérot

Il est peu probable qu'une cavité Fabry-Pérot parasite d'une longueur de  $190\mu\text{m}$  existe au sein de la fibre optique. Toutefois, une distance de  $270\mu\text{m}$  entre la puce Laser et la lentille focalisant le faisceau dans la fibre semble réaliste (voir figure 5 du chapitre II) et dans ce cas, la cavité parasite serait constituée par la facette avant de la diode Laser et la surface de la lentille de focalisation.

La valeur de l'intervalle spectrale libre ( $ISL_\lambda$ ) des diodes CoS et des modules Laser sans FBG est égale à  $35\text{pm}$ . Aucun phénomène de detuning du spectre n'est observé. En dehors de la sur-modulation du spectre extrait des modules Laser sans FBG, dont nous avons montré qu'elle n'affecte pas la courbe de gain calculée en fonction de la longueur d'onde, aucune altération du spectre imputable à la présence d'éventuels défauts au sein de la cavité n'a été observée démontrant du haut niveau de maturité de la technologie analysée. Malgré tout le bénéfice apporté par cette technique dans un objectif d'analyse des propriétés physiques et optiques de la cavité, cette caractéristique n'offre pas la possibilité de clairement mettre en évidence des composants présentant une concentration de défauts ponctuels au sein de leur zone active. De plus, le résultat de son extraction étant fortement dépendant de sa capacité de répétabilité, l'extraction du spectre ASE de nos composants ne sera pas utilisée comme technique de suivi du vieillissement des composants testés.

Nous allons par la suite détailler l'extraction d'une caractéristique E-O particulièrement sensible à la présence de défauts au sein d'une diode Laser, et dont nous montreront qu'elle présente une forte variabilité d'un composant à l'autre : la caractéristique I-V mesurée en régime inverse.



## 2.3. Caractérisations I-V en polarisation inverse

### 2.3.1. Caractéristiques électrique d'une diode en régime inverse

Dans le chapitre précédent, nous avons rappelé que la caractéristique d'une diode, en direct ou en inverse, peut être modélisée par l'équation générale de Shockley :

$$I_{LD} = I_S \left( e^{\frac{qV_j}{nKT}} - 1 \right) \quad (3)$$

Le terme  $I_S$  représente le courant inverse de saturation traversant la diode Laser lorsque celle-ci est polarisée en inverse. Ce courant est supposé être constant au-delà d'une certaine tension de polarisation inverse. En pratique, toute diode possède une résistance de fuite en régime inverse non infinie, dépendant de plusieurs paramètres, tels que la structure de la jonction, le dopage des différentes couches etc. De plus, au-delà d'une certaine tension de polarisation inverse, le champ électrique au sein du composant devient suffisant pour déclencher un effet d'avalanche, également combiné avec un effet tunnel, au sein de la jonction. La tension pour laquelle ce phénomène se déclenche est appelée tension de claquage, ou « breakdown ». Ce phénomène se traduit par une diminution brutale de la résistivité de la jonction, et une augmentation brusque du courant inverse la traversant.

L'étude de la caractéristique I-V inverse des diodes Laser peut s'avérer précieuse pour évaluer leur fiabilité sur le long terme. En effet, plusieurs travaux font état d'un lien existant entre des atypismes observés sur la caractéristique I-V inverse d'une diode et une concentration importante de défauts au sein de sa jonction [17]. Ces atypismes sont de plusieurs types :

- micro-plasmas (brusque augmentation, temporaire, du courant inverse traversant la diode Laser pour une tension de polarisation donnée, instabilité temporelle du courant à une tension inverse donnée),
- pré-claquage de la jonction (tension d'avalanche plus basse que la tension d'avalanche observé sur des composants « typiques »).

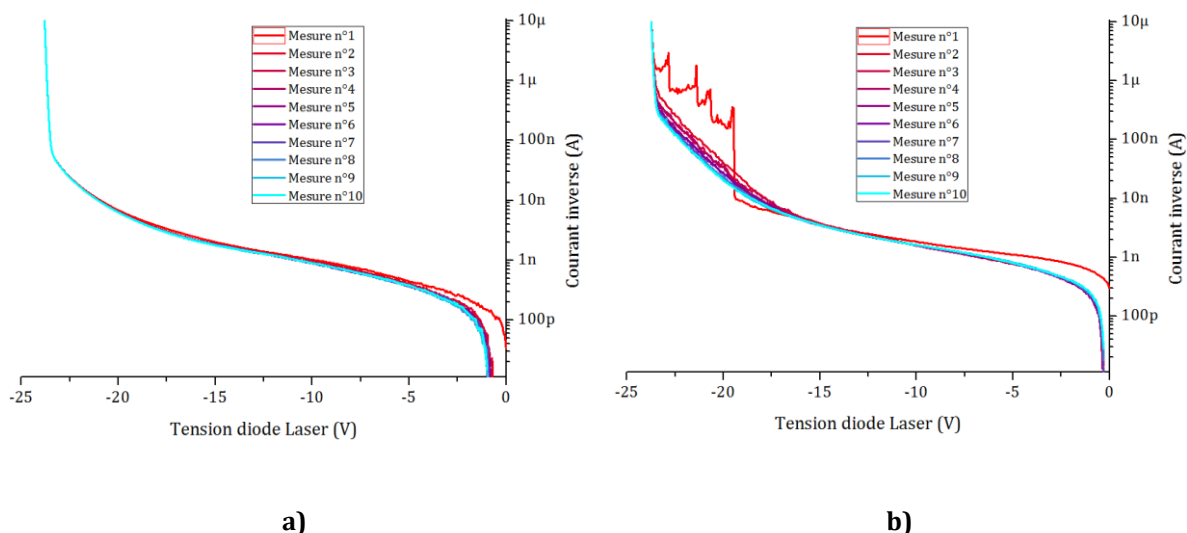
### 2.3.2. Protocole expérimental de caractérisation

Nous allons à présent détailler le banc de test permettant l'extraction de cette caractéristique sur nos diodes Laser. Le même source-mètre Keithley 2420 que précédemment, contrôlé par l'interface LabTracer, a été utilisé pour appliquer une rampe de tension inverse aux bornes de la diode Laser, et pour mesurer le courant inverse résultant la traversant. Afin d'éviter tout dommage à la diode Laser, le courant inverse la traversant doit être limité. Une valeur de courant inverse ne dépassant pas 10µA est préconisée par le fabricant [4]. Un balayage en tension de 0 à -30V est réalisé avec une résolution de 60mV (correspondant à 500 points de mesure). La fenêtre d'intégration est fixée à 1s par point, pendant laquelle 15 valeurs de mesure sont

moyennées après un temps d'attente de stabilisation, afin de s'affranchir d'un éventuel bruit de mesure. De même que précédemment, la diode Laser est réglée à 25°C.

### 2.3.3. Résultats expérimentaux

Afin d'évaluer la répétabilité de la mesure, dix balayages successifs sont systématiquement réalisés sur un composant. Les résultats de ces caractérisations sont présentés en figure 12 :



**Figure 12** - Caractéristique I-V en régime inverse d'un module Laser sans FBG **a)** typique et **b)** atypique (observation d'un phénomène de micro-plasma à partir de -19V)

Pour certaines diodes ou certains modules Laser, l'extraction de la caractéristique I-V inverse est très répétable d'un balayage à l'autre (figure 12.a). Le courant inverse traversant la diode Laser augmente légèrement et progressivement en fonction de la tension inverse appliquée, sans que l'on observe de phénomène de type micro-plasma. D'une caractéristique à l'autre, la tension de claquage de la diode reste constante.

Sur d'autres diodes, la caractéristique I-V extraite est très chaotique, plus particulièrement pour des tensions de polarisation inférieures à -15V : de nombreux phénomènes de type micro-plasmas sont observés pour ces tensions. Ce type de phénomène, déjà observé sur des diodes similaires (diodes Laser InGaAs/AlGaAs 980nm [18]) et ayant fait l'objet de travaux de thèse antérieurs au sein du laboratoire IMS [19], suggère la présence de charges résiduelles piégées au sein de la jonction de la diode Laser par un défaut localisé. De plus, comme observé sur le graphique de la figure 12.b, la caractéristique I-V inverse d'une diode présentant ce type d'atypisme tend à se stabiliser aux cours des caractérisations successives. A savoir que la valeur absolue du courant inverse traversant la diode diminue, tandis que les phénomènes de type

micro-plasmas disparaissent. Cette stabilisation de la caractéristique I-V inverse extraite a lieu lorsque la diode Laser est polarisée avec une forte tension inverse pendant plusieurs heures (l'extraction des 10 caractéristiques nécessitant environ 2h), ce qui suggère, selon l'hypothèse formulée précédemment, que les charges éventuellement piégées par des défauts localisés au sein de la jonction seraient progressivement évacuées lorsque la diode est polarisée en inverse pendant un certain temps. De plus, en effectuant à nouveau la mesure de cette caractéristique en inverse mais aussi en direct après démontage / remontage du banc de test, pendant lequel la diode a été reconditionnée (anode et cathode court-circuitées), les caractéristiques extraites sont toujours stables. Les phénomènes de micro-plasmas ne réapparaissent que lors d'une caractérisation I-V inverse réalisée après plusieurs jours de reconditionnement.

Nous avons rappelé que l'apparition d'atypismes sur la caractéristique I-V inverse d'une jonction PN, et par conséquent également d'une diode Laser, est reliée à la concentration de défauts au sein de cette jonction. Toutefois, le fait d'observer ces atypismes sur un composant donné n'augure pas nécessairement de la fragilité de celui-ci : les défauts mis en évidence peuvent tout à fait être localisés en dehors de la zone active de la diode Laser. En effet, lorsqu'une diode Laser est polarisée en inverse, les lignes de courant ne sont pas confinées à la zone active de la diode, mais traversent l'ensemble de la jonction. Cette caractéristique est toutefois suffisamment variable d'un composant à l'autre, et sensible à la présence de défauts au sein de la jonction, pour que son exploitation soit envisagée dans le cadre de nos séries de vieillissements. Dans le chapitre suivant, l'extraction de cette caractéristique d'une diode vieillie permettra ainsi d'évaluer la criticité des conditions de vieillissement subies par la diode, par la mesure de l'évolution de cette caractéristique avant et après vieillissement. Les caractéristiques I-V inverses initiales de l'ensemble des composants étudiés seront ainsi extraites, et une corrélation entre les éventuels atypismes observés et d'autres paramètres électro-optiques de nos diodes Laser sera également recherchée.

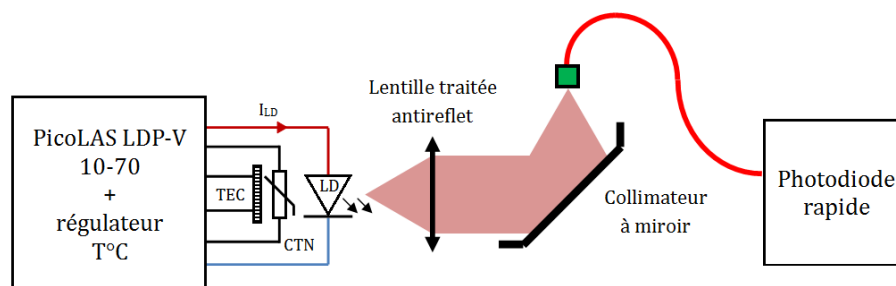
Dans ce paragraphe, nous venons de présenter un ensemble de caractéristiques EO extraites des diodes Laser étudiées à des valeurs de courant basses (de 0mA à 100mA), permettant de déterminer avec une grande précision de nombreux paramètres des composants étudiés (courant de seuil Laser, résistance série, intervalle spectral libre, résistance de fuite en inverse), malgré la répétabilité ou reproductibilité relativement faible de certaines mesures (notamment les mesures de spectres ASE). Dans le cadre de nos travaux, nous sommes amenés à utiliser nos diodes et modules Laser en régime impulsionnel dit critique, c'est-à-dire dépassant largement les spécifications prévues par le fabricant 3SP Technologies (courant  $\gg 2A$ , impulsions  $\sim 100ns$ ). Du fait de la particularité de ce régime de fonctionnement et des modes et mécanismes de défaillance associés, il est nécessaire d'étudier de nouvelles caractéristiques E-O, propres à une utilisation de ces diodes Laser en régime impulsionnel nanoseconde et de forte intensité. L'étude

de ces nouvelles caractéristiques E-O devrait permettre d'évaluer convenablement leur robustesse et potentiellement leur fiabilité long terme dans ces régimes de fonctionnement. Dans la suite de ce chapitre 3, nous proposons et discutons l'intérêt de caractéristiques E-O additionnelles propres au mode de fonctionnement des diodes et modules Laser qui nous intéresse dans le cadre de nos travaux et plus particulièrement, en nous focalisant sur les oscillations se superposant à la réponse optique de nos diodes et modules Laser au-delà d'un certain courant de pilotage en régime impulsionnel nanoseconde.

### 3. Caractéristiques E-O en régime impulsionnel

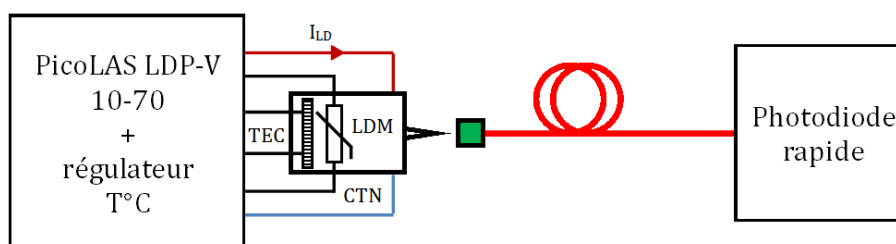
#### 3.1. Caractérisations temporelles – Evaluation de la dynamique en courant

Un circuit de pilotage de diode Laser de type PicoLAS LDP-V 10-70, déclenché par un générateur d'impulsion Agilent 33250A, est utilisé pour piloter les diodes en configuration CoS et modules Laser avec des impulsions de durée = 100ns, une fréquence de 100Hz (rapport cyclique = 0,001%), et un courant ajustable entre 2A et 11A (pour un courant continu nominal de fonctionnement prévu à 1A). Le courant pilotant la diode Laser est mesuré à l'aide de la sortie « current-monitor » du circuit, avec une résolution de 80mA. Concernant les diodes en configuration CoS, le faisceau émis par la diode est collimaté avec une lentille possédant un traitement anti reflet, puis couplé dans la fibre d'entrée d'un photodétecteur rapide ET-3500F de chez EOT (bande passante = 12,5GHz) à l'aide d'un collimateur à miroir. Le banc de test correspondant est détaillé sur la figure 13 :



**Figure 13** - Banc de caractérisation temporelle de diodes CoS pilotées en régime impulsionnel

Pour la configuration en module « butterfly », sa sortie fibrée est directement couplée à celle du photodétecteur : Le banc de test correspondant est détaillé sur la figure 14 :



**Figure 14** - Banc de caractérisation temporelle de modules fibrés pilotés en régime impulsionnel

Un oscilloscope rapide (12,5GHz de bande passante) affiche l'image de la puissance optique de la diode Laser en fonction du temps. La forme de l'impulsion de courant est contrôlée à l'aide de la sortie « current monitor » du circuit de pilotage PicoLAS, de bande passante

supérieure 1GHz, ainsi qu'avec une sonde de courant Tektronix CT-1, de bande passante égale à 500MHz. La diode Laser est régulée en température à 25°C. La fréquence de répétition des impulsions est fixée à 100Hz, afin d'éviter tout phénomène d'auto-échauffement de la diode (rapport cyclique = 0,001%). La figure 15 présente un exemple de réponse impulsionnelle obtenue sur un module Laser sans FBG :



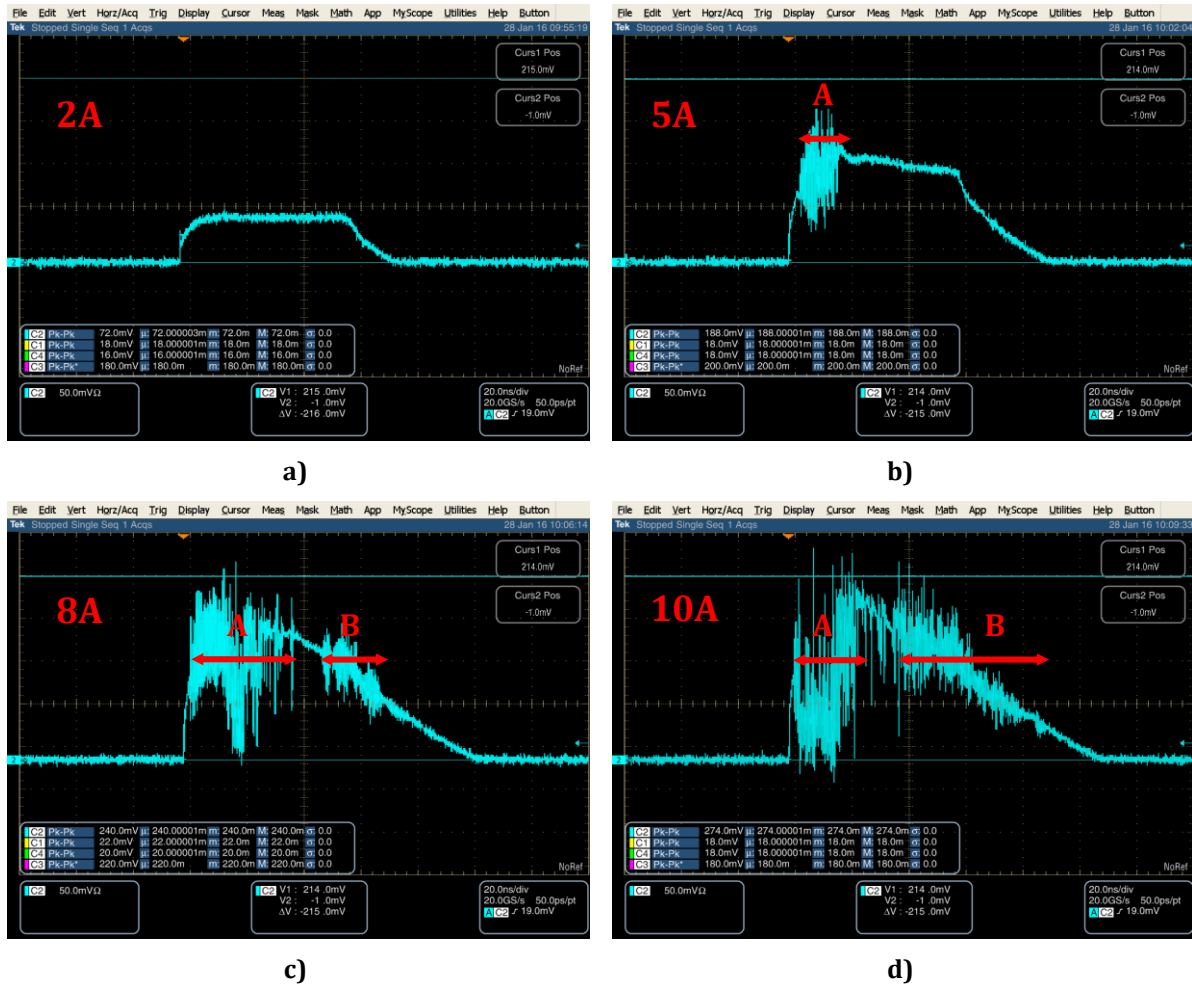
**Figure 15** - Oscillations parasites observées sur la réponse d'un module Laser sans FBG (courbe rose). La sortie « current monitor » du circuit PicoLAS est également détaillée (courbe bleue). Le décalage temporel observé entre ces deux courbes provient du temps de propagation de l'impulsion Laser au sein de la fibre optique de la diode

Sur la figure 15 ci-dessus, nous constatons que deux segments d'oscillations parasites (segment « A » et segment « B ») apparaissent sur la réponse optique du module Laser testé. Il importe de rappeler que cette diode est pilotée à une valeur de courant (9A) très supérieure à la limite définie par le fabricant ( $I_{LD} = 2A \text{ max}$ ). Nous observons également que ces oscillations ne se retrouvent pas sur l'image de l'impulsion de courant, qu'elle soit obtenue à l'aide du « current monitor » du circuit PicoLAS, ou encore à l'aide de la sonde de courant CT-1.

Ces oscillations sont observées sur la réponse optique de l'ensemble des diodes testées dans le cadre de notre étude : 10 modules avec FBG, 10 modules sans FBG, 11 diodes Laser CoS (puces nues). De même, afin d'écartier l'hypothèse d'une non-linéarité ou d'une saturation de la réponse du photodétecteur employé, un second photodétecteur a été utilisé, de même modèle mais non fibré (espace libre) et associé à un système d'atténuateur variable à base d'un jeu de densités optiques. Les angles d'incidence du détecteur et des densités ont été ajustés afin de se prémunir des réflexions optiques parasites liées aux multiples interfaces présentes sur le chemin optique. L'observation de ces oscillations parasites quelle que soit la configuration choisie du banc

de test tend à montrer que le phénomène observé est bien un phénomène électro-optique induit qui prend son origine au sein de la diode laser et spécifiquement en régime impulsionnel critique, et non pas à un artefact de mesure (telle qu'une saturation du détecteur) ou à une cause extérieure liée au banc de test (telle qu'une interférence ou un retour optique parasite).

La réponse impulsionnelle d'une diode CoS a ensuite été détaillée pour quatre valeurs de courant différentes. La figure 16 ci-dessous présente le résultat de cette analyse :

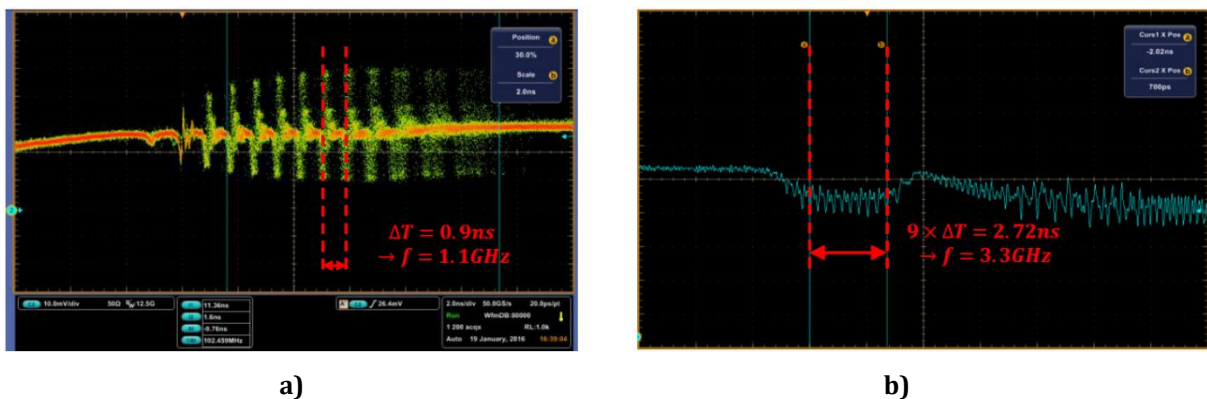


**Figure 16** - Puissance optique émise par une diode Laser CoS, pilotée avec des impulsions de courant de différentes valeurs crête **a) 2A, b) 5A, c) 8A et d) 10A** (échelle temporelle : 20ns/div, échelle de puissance : u.a.). Mise en évidence de l'apparition progressive des oscillations « A » et « B »

La figure 16 ci-dessus détaille la dégradation progressive de l'impulsion optique générée par la diode CoS testée. A partir d'un courant de pilotage de 5A, la puissance optique émise par la diode semble saturer, et diminuer temporellement au cours de l'impulsion. De plus, nous constatons que les deux segments d'oscillations parasites observés apparaissent au-delà de deux seuils de courant distincts. Le premier segment d'oscillations (que nous appellerons oscillations de type « A ») apparaît environ 10ns ou 20ns après le début de l'impulsion Laser, tandis que le

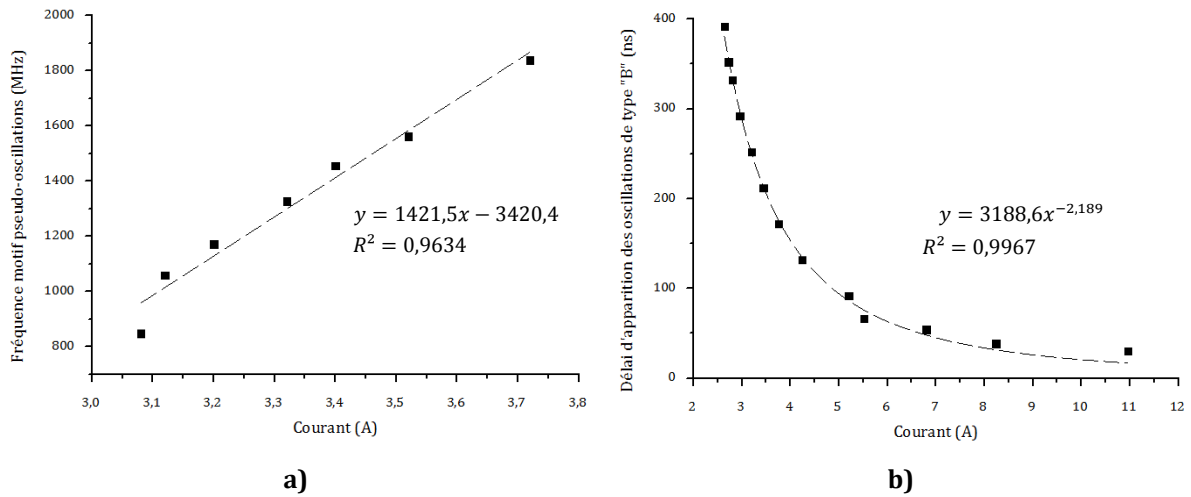
second segment d'oscillations (que nous appellerons oscillations de type « B ») apparaît sur le front descendant de l'impulsion optique, puis module le plateau en « remontant » le long de l'impulsion lorsque le courant augmente. Le courant à partir duquel le second segment d'oscillations apparaît est donc étroitement lié à la durée de l'impulsion. Nous noterons par la suite  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  les seuils de courant respectifs au-delà desquels les oscillations de type « A » et « B » apparaissent, en considérant une durée d'impulsion de 100ns pour la valeur de  $I_{thB}$ .

Les oscillations de type « A » présentent un motif pseudo-périodique, comme nous pouvons l'observer sur la figure 17.a : ce motif est caractérisé par une chute brutale de la puissance optique, suivie d'un rétablissement de celles-ci selon un motif oscillant amorti. La fréquence de ces pseudo-oscillations amorties est comprise entre 6 et 10GHz, en fonction du courant de pilotage de la diode. La fréquence du motif (chute de la puissance optique + rétablissement pseudo-harmonique) dépend également de la valeur du courant crête injecté (voir Figure 18.a). Ces oscillations de type « A » sont reproductibles d'un pulse optique à un autre et présentent un jitter élevé (environ 10% de la période du motif répété, voir Figure 17.a). Un motif régulier est également observé sur les oscillations de type « B » lorsque la diode Laser est pilotée sous un courant crête très légèrement supérieur à  $I_{thB}$  (pseudo fréquence de 3,3GHz, voir Figure 17.b). Toutefois, après quelques nanosecondes, les oscillations de type « B » deviennent chaotiques et non reproductibles. Il est important de noter que la période de répétition de chacun de ces motifs réguliers, observés sur les oscillations de type « A » et « B », est supérieure au temps d'aller / retour des photons au sein de la cavité Laser ( $\sim 100$ ps pour une cavité de longueur 4,5mm et d'indice  $\approx 3,6$ ). Enfin, nous constatons que le délai entre le début de l'impulsion et l'apparition des oscillations de type « B » diminue en fonction du courant (voir Figure 18.b) :



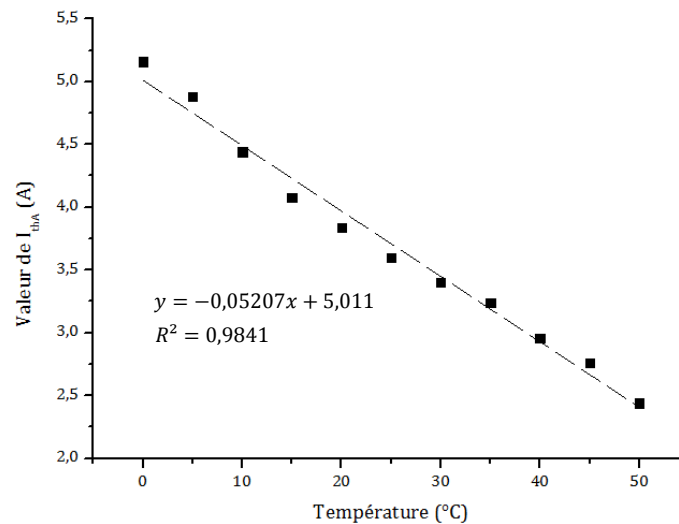
**Figure 17** - Détail **a)** des oscillations de type « A » ( $I_{LD} = 3,2A$ , superposition de 1200 acquisitions) et **b)** des oscillations de type « B » ( $I_{LD} = 6,2A$ , une seule mesure) observées sur la réponse optique d'un module Laser sans FBG, piloté à 100Hz, avec une durée d'impulsion de 100ns. La fréquence des motifs d'oscillation est également indiquée.





**Figure 18 - a)** Fréquence de répétition du motif des oscillations de type « A » en fonction du courant, et **b)** Instant d'apparition, après le début de l'impulsion, des oscillations de type « B » en fonction du courant de pilotage d'un module Laser sans FBG, piloté avec des impulsions de largeur 100ns à une fréquence de 100Hz

Une analyse en température a également été réalisée démontrant une dépendance de la valeur de courant de seuil  $I_{thA}$  en fonction de la température. En effet, en changeant la température de jonction d'un module Laser entre 0°C et 50°C, par pas de 5°C, la valeur de  $I_{thA}$  décroît linéairement en fonction de la température, (voir figure 19). En revanche, aucune dépendance de la valeur de  $I_{thB}$  avec la température n'a été observée dans cette gamme de température.



**Figure 19 -** Dépendance quasi-linéaire de la valeur de  $I_{thA}$  en fonction de la température d'un module Laser sans FBG, piloté avec des impulsions de largeur 100ns à une fréquence de 100Hz

La réponse optique des trois lots de diodes étudiés a ensuite été relevée, pour une durée d'impulsion de 100ns, une fréquence de 100Hz (rapport cyclique =  $10^{-5}$ ), et des valeurs de courant

comprises entre 2 et 11A. Les valeurs des courants seuils  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$ , au-delà desquels les oscillations de type « A » et « B » apparaissent, ont été relevées. Nous observons que :

- Le courant seuil  $I_{thA}$  au-delà duquel les oscillations de type « A » apparaissent est très variable d'un composant à l'autre, quel que soit le packaging du composant considéré. Certains composants présentent un seuil  $I_{thA} > 11A$ , tandis sur d'autres composants, les oscillations de type « A » apparaissent à un courant bien plus bas ( $I_{thA} = 2,8A$ ), mais toujours supérieur au courant maximal recommandé pour le pilotage de ces diodes en régime impulsionnel ( $I_{LDmax} = 2A$ , voir Table 1).
- Le courant seuil  $I_{thB}$  au-delà duquel les oscillations de type « B » apparaissent est relativement constant d'une diode à l'autre. Toutefois, la valeur moyenne de ce courant dépend du package du composant testé : pour les modules Laser équipés d'un FBG, la valeur moyenne de ce courant seuil  $I_{thB}$  s'établit autour de 4,75A, tandis que sur les diodes CoS ou sur les modules dépourvus d'un FBG, cette valeur moyenne vaut 5,95A :

Numéro de diode	Modules Laser sans FBG : $I_{thA}$ (A)	Modules Laser avec FBG : $I_{thA}$ (A)	Diodes Laser CoS : $I_{thA}$ (A)
#1	7,30	2,88	6,84
#2	9,30	7,60	7,68
#3	9,40	4,64	> 11,00
#4	3,60	5,28	3,68
#5	7,80	10,32	3,36
#6	7,40	> 11,00	3,20
#7	2,80	> 11,00	7,80
#8	5,92	9,60	8,32
#9	> 11,00	4,00	3,60
#10	10,64	8,40	10,52
#11			9,48
<b>Moyenne</b>	<b>7,52</b>	<b>7,47</b>	<b>6,86</b>
<b><math>\sigma</math></b>	<b>2,77</b>	<b>3,06</b>	<b>2,96</b>

**Table 3** - Valeurs de  $I_{thA}$  de l'ensemble des diodes testées et triées en fonction de chaque configuration

Numéro de diode	Modules Laser sans FBG : $I_{thB}$ (A)	Modules Laser avec FBG : $I_{thB}$ (A)	Diodes Laser CoS : $I_{thB}$ (A)
#1	6,40	5,20	5,92
#2	5,92	5,20	6,12
#3	5,80	2,32	6,12
#4	6,00	4,96	5,88
#5	6,40	5,28	5,68
#6	6,20	4,56	5,64
#7	5,76	5,28	6,16
#8	6,24	4,92	6,16
#9	4,80	4,80	5,56
#10	6,00	5,00	5,52
#11			5,76
<b>Moyenne</b>	<b>5,95</b>	<b>4,75</b>	<b>5,87</b>
<b><math>\sigma</math></b>	<b>0,46</b>	<b>0,88</b>	<b>0,25</b>

**Table 4** - Valeurs de  $I_{thB}$  de l'ensemble des diodes testées et triées en fonction de chaque configuration

En première analyse, il est relativement difficile d'établir un lien entre les deux courants de seuil de ces oscillations car, sur certaines diodes,  $I_{thB}$  est inférieur à  $I_{thA}$ , et réciproquement. Par contre il est possible, en fonction des composants testés et de la valeur de courant avec laquelle ils sont pilotés, d'observer des réponses optiques présentant :

- Uniquement des oscillations de type « A » (ex : LDM #8 sans FBG pilotée à 6A)
- Uniquement des oscillations de type « B » (CoS #1 pilotée à 6A)
- Des oscillations de type « A » et « B » simultanées (LDM #1 avec FBG pilotée à 6A)
- Ou encore aucune oscillation parasite (LDM #5 sans FBG pilotée à 6A)

Le tableau présenté en table 5 résume les oscillations observées sur quatre diodes différentes, pour trois valeurs de courant différentes :

	LDM #8 sans FBG	CoS #1	LDM #1 avec FBG	LDM #5 sans FBG
Courant	Oscillations			
4A	Aucune	Aucune	Type « A »	Aucune
6A	Type « A »	Type « B »	Type « A » et « B »	Aucune
8A	Type « A » et « B »	Type « A » et « B »	Type « A » et « B »	Type « A » et « B »

**Table 5** – Recensement du type d'oscillations mises en évidence en fonction de la valeur crête du courant appliqué sur quatre diodes différentes.

A partir de là, chaque type d'oscillations parasites peut être étudié séparément. Les causes des oscillations observées sont toutefois sujettes à discussion. En effet, de précédents travaux, dont les résultats sont détaillés ci-après, font état de ce type d'oscillations, observées sur la réponse optique de modules Laser pilotés avec un fort courant impulsionnel.

### 3.1.1. Caractérisations des oscillations de type « A » - Eléments de discussion

La forte variabilité de la valeur de  $I_{thA}$  d'un composant à l'autre, pour un banc de test identique, ainsi que sa dépendance en fonction de la température, suggère que l'apparition de ces oscillations dépend principalement de paramètres intrinsèques au semi-conducteur : d'un composant à l'autre, d'infimes variations de ces paramètres électro-optiques peuvent avoir pour conséquence une forte variation du comportement optique des diodes Laser testés, quel que soit leur packaging (diode CoS, ou module Laser, avec ou sans FBG) lorsque ceux-ci sont pilotés avec de forts courants impulsionnels.

Dans une étude réalisée par A. Klehr *et al.*, dans le cadre de laquelle des oscillations parasites similaires ont été observées sur des diodes Laser CoS 1064nm munies d'un DFB, l'hypothèse proposée réside dans le fait que les oscillations de type « A » proviendraient de la

coexistence au sein de la cavité Laser, pour de fortes valeurs de courant impulsionnel, de plusieurs modes longitudinaux et d'un battement optique entre ceux-ci [20]. Ces modes « parasites » sont susceptibles d'apparaître suite à une modification de l'indice effectif de la cavité Laser lors d'une impulsion de courant (effet de « chirp »), ou encore suite à des modifications locales du gain pouvant survenir à cause d'une densité de courant non homogène le long de celle-ci (notion de « spatial hole burning »). La justification avancée est que la fréquence des oscillations parasites observées est proche de l'intervalle spectral libre, mesuré en fréquence ( $ISL_\nu$ ), des diodes Laser testées. Dans notre cas, l' $ISL_\nu$  déterminé est égal à 8,8GHz après application numérique de l'équation (1) en considérant :  $\lambda = 1.06\mu m$ ,  $c = 3 \times 10^8 m.s^{-1}$  et  $ISL_\lambda = 35pm$ , relevé en 2.2). Cette valeur est cohérente avec la fréquence des oscillations relevées (entre 6 et 10GHz).

M. Virte *et al.* a mis en évidence la présence d'oscillations parasites observées sur la réponse optique de diodes Laser. Ces oscillations sont justifiées par un phénomène de saut de polarisation de la lumière émise au-delà d'un certain courant : le matériau de la cavité Laser étant légèrement biréfringent, le changement de polarisation de la lumière émise s'accompagne d'une légère modification de sa longueur d'onde. Plusieurs modes Laser coexistent et interfèrent donc au sein de la cavité, ce qui peut générer les oscillations parasites observées [21].

Par ailleurs, d'autres études ont relié ces oscillations parasites à un phénomène appelé « Self-Sustained Pulsation » (SSP) ou « pulsation auto-entretenu » [22]. Les oscillations hautes fréquences observées sont décrites comme provenant d'une modification du profil de gain de la diode Laser [23], ou encore comme une conséquence d'un effet absorbant saturable pouvant provenir de la présence de défauts au sein de la cavité [24, 25].

### 3.1.2. Caractérisations des oscillations de type « B » - Eléments de discussion

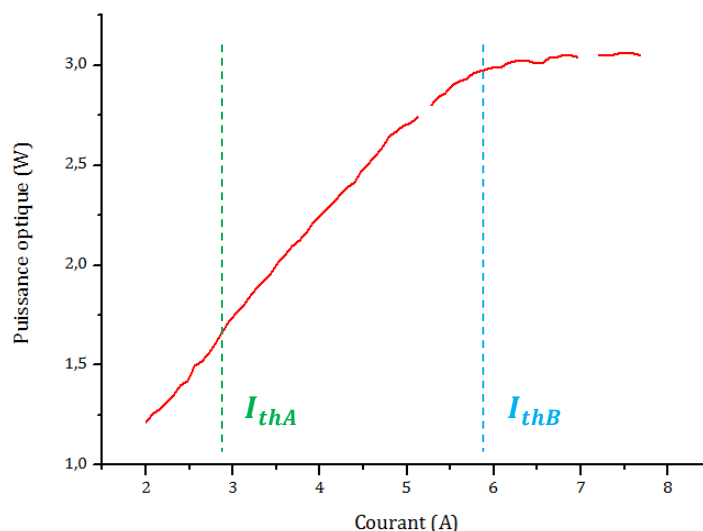
Nous avons précédemment mis en lumière que la valeur moyenne du courant  $I_{thB}$  était clairement plus faible sur les modules Laser munis d'un FBG (4,75A) que sur les modules Laser qui en sont dépourvus (5,95A) ou que sur les diodes CoS (5,87A). Cette observation suggère que l'apparition des oscillations de type « B » est potentiellement favorisée par un retour optique réalisé par le FBG. L'hypothèse avancée réside dans le fait que l'apparition des oscillations de type « B » est liée à la densité de photons au sein de la cavité de la diode Laser, augmentant du fait de ce retour optique. De plus, ce type d'oscillations semble activé thermiquement. En effet, une forte densité de photons au sein de la cavité peut, pour un courant donné, provoquer une légère élévation de la température au sein de la zone active, elle-même potentiellement à l'origine de variations locales d'indice / de gain au sein de la zone active. Le fait que les oscillations de type « B » apparaissent après un certain délai, qui est fonction du courant de pilotage de la diode Laser (voir Figure 18.b), conforte également cette hypothèse.

D'autres hypothèses, basées sur nos observations ainsi sur les différentes études citées, ont ainsi été énoncées afin d'expliquer les origines possible des oscillations parasites observées. Afin de vérifier leur validité dans le cadre de notre étude, de nouvelles caractéristiques électro-optiques doivent être extraites des diodes Laser étudiées, dans les régimes de fonctionnement faisant apparaître le type d'oscillations observées. Dans un premier temps, une analyse P-I impulsionnelle sera réalisée, puis le champ proche de la diode Laser pilotée en régime impulsionnel sera étudié. Nous effectuerons ensuite une caractérisation spectrale simple de diodes Laser CoS, pour différentes valeurs de courant crête, en dessous et au-dessus des seuils  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$ , puis nous réaliserons une analyse spectrale résolue en temps, permettant de comprendre la dynamique d'évolution de ce spectre sur la couverture temporelle de l'impulsion.

### 3.2. Caractérisations P-I en régime impulsionnel

Dans un paragraphe précédent (voir 2.1), nous avons réalisé la caractérisation L-I-V des diodes et modules Laser, permettant d'obtenir une image de la puissance optique émise par ces diodes Laser en fonction du courant continu les traversant. Il est également possible de réaliser cette caractéristique en régime impulsionnel, ce qui permet de la prolonger à des valeurs de courant qui, en régime continu prolongé dégraderaient la diode, et également de s'affranchir de l'influence d'un auto-échauffement de la diode sur la caractéristique finale. Dans notre cas, il est également intéressant de savoir si la forme de cette caractéristique est impactée par l'apparition d'oscillations de type « A » ou « B » sur la réponse optique des diodes testées.

La caractéristique P-I impulsionnelle d'un module Laser sans FBG a été extraite à l'aide du banc de test suivant : comme précédemment, le circuit PicoLAS LDP-V 10-70 est utilisé pour piloter le module Laser avec des impulsions de durée égale à 100ns, et un courant variable de 2A à 8A. La fréquence des impulsions est égale à 10kHz, ce qui donne un rapport cyclique = 0,1%. La puissance moyenne émise par la diode est mesurée à l'aide d'un puissance-mètre de type Ophir. La diode Laser est régulée en température à 25°C. La figure 20 ci-dessous donne la puissance crête émise par la diode Laser en fonction de son courant de pilotage.



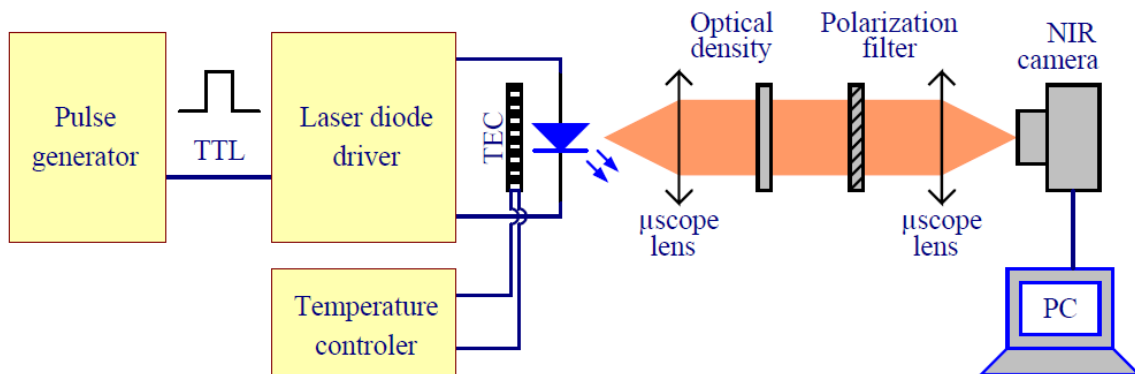
**Figure 20** - Caractéristique P-I impulsionnelle à 25°C extraite du module Laser #7 sans FBG ( $I_{thA} = 2,8A$  et  $I_{thB} = 5,76A$ ), piloté avec des impulsions (largeur = 100ns, fréquence = 10kHz)

Le circuit de réglage du courant traversant la diode Laser testée n'est pas suffisamment précis sur l'ensemble de la plage de réglage. Ainsi, en réglant ce courant autour de 5,2A et de 7A, de brusques sauts de courant sont observés, ce qui se traduit par l'impossibilité d'utiliser des valeurs de courant intermédiaires, d'où les discontinuités observées sur la courbe qui ne correspondent pas à des effets « kink » se caractérisant par des sauts de mode. Nous notons que la linéarité de la courbe P-I de la diode ne semble pas altérée dans la gamme de courant où les oscillations de type « A » apparaissent : sur le module considéré, celles-ci n'ont pas d'influence sur la puissance optique moyenne émise par la diode. En revanche, nous assistons à un effet de saturation de la puissance optique, c'est-à-dire à une diminution (réversible) de la puissance optique, devenant prépondérant à partir d'un courant de 5,5A, proche de  $I_{thB} = 5,76A$ . Cet effet appelé « roll-off », lié à la saturation du nombre de photons émis par l'injection massive de porteurs, est nettement observable sur la réponse optique temporelle, observée à l'oscilloscope, tel que nous pouvons le constater sur la figure 15 au paragraphe 3.1 : la puissance optique émise par le module, relativement élevée pendant les premières nanosecondes de l'impulsion, s'écroule ensuite. Nous notons toutefois, sur la capture d'écran d'oscilloscope présentée en figure 15, que la diminution de la puissance optique débute en amont (temporellement) des oscillations de type « B », ce qui laisse penser qu'il n'existe pas nécessairement de lien entre le courant auquel le « roll-off » est observé sur la courbe P-I extraite et la présence d'oscillations de type « B » sur la réponse optique de la diode. Une caractérisation P-I impulsionnelle d'un lot représentatif de composants devra donc être effectuée afin de confirmer ou non cette hypothèse.

### 3.3. Caractérisations du champ proche optique en régime impulsionnel – Analyse des effets sur la monomodalité spatiale

De précédents travaux font état d'une modification du champ proche d'une diode Laser lorsque celle-ci est pilotée en régime impulsionnel, avec de fortes valeurs de courant [26]. Dans ces travaux, cette modification du champ proche est expliquée par le fait que plusieurs modes Laser coexistent au sein de la cavité Laser lorsque le courant traversant la diode dépasse une certaine valeur. Dans notre cas, une question se pose alors : la forme du champ proche des diodes Laser étudiées est-il impacté par les oscillations optiques de type « A » et « B » observées au-delà d'un certain courant ? Un banc de test a donc été mis en place afin d'évaluer l'évolution du champ proche de nos diodes Laser, uniquement en configuration CoS, en fonction de leur courant de polarisation.

Les diodes CoS sont pilotées à l'aide du même circuit PicoLAS LDP-V 10-70 que précédemment, avec une durée d'impulsion de 100ns. Un objectif de microscope possédant un grossissement = 20x est utilisé pour collimater le rayonnement issu de la diode Laser. Un jeu de densités optiques permet de réaliser une atténuation variable du faisceau émis. De plus, un filtre polarisant est placé, avec un angle variable, sur l'axe optique. Enfin, un objectif supplémentaire est utilisé pour focaliser le faisceau collimaté sur le capteur d'une caméra infrarouge, pilotée par ordinateur via un logiciel dédié. La fréquence des impulsions Laser émises étant fixée à 200Hz, la vitesse d'obturation de la caméra est égale à 5ms. Ainsi, la caméra ne capture et n'intègre qu'une impulsion à la fois. La figure 21 détaille le banc de test réalisé :

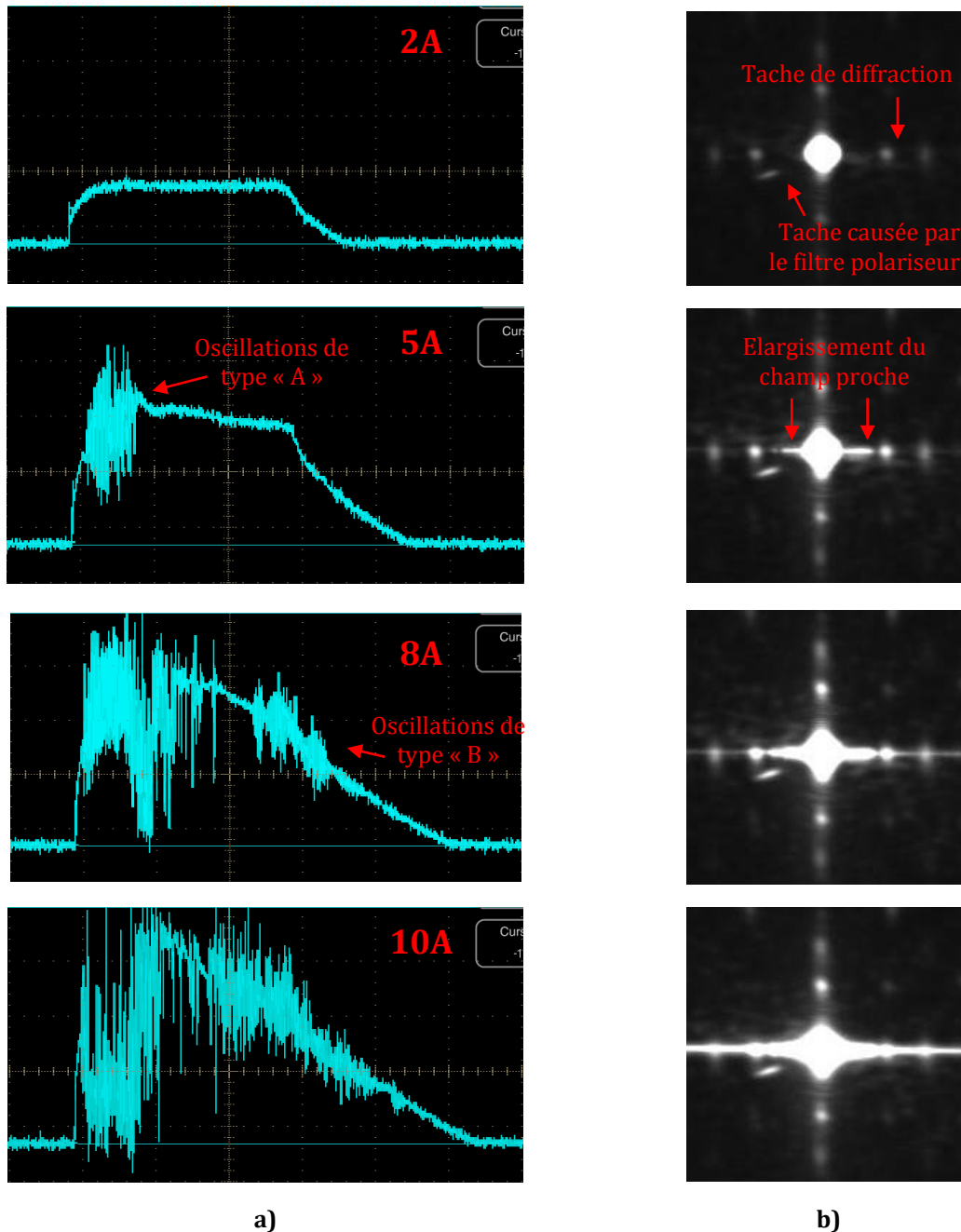


**Figure 21** - Banc de test permettant la caractérisation du champ proche d'une diode CoS

Deux diodes CoS ont été choisies pour ce test, en considérant les valeurs respectives de leurs courants  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  :

- CoS #4 ( $I_{thA} = 3,7A$  et  $I_{thB} = 5,9A$ )
- CoS #11 ( $I_{thA} = 9,5A$  et  $I_{thB} = 5,8A$ )

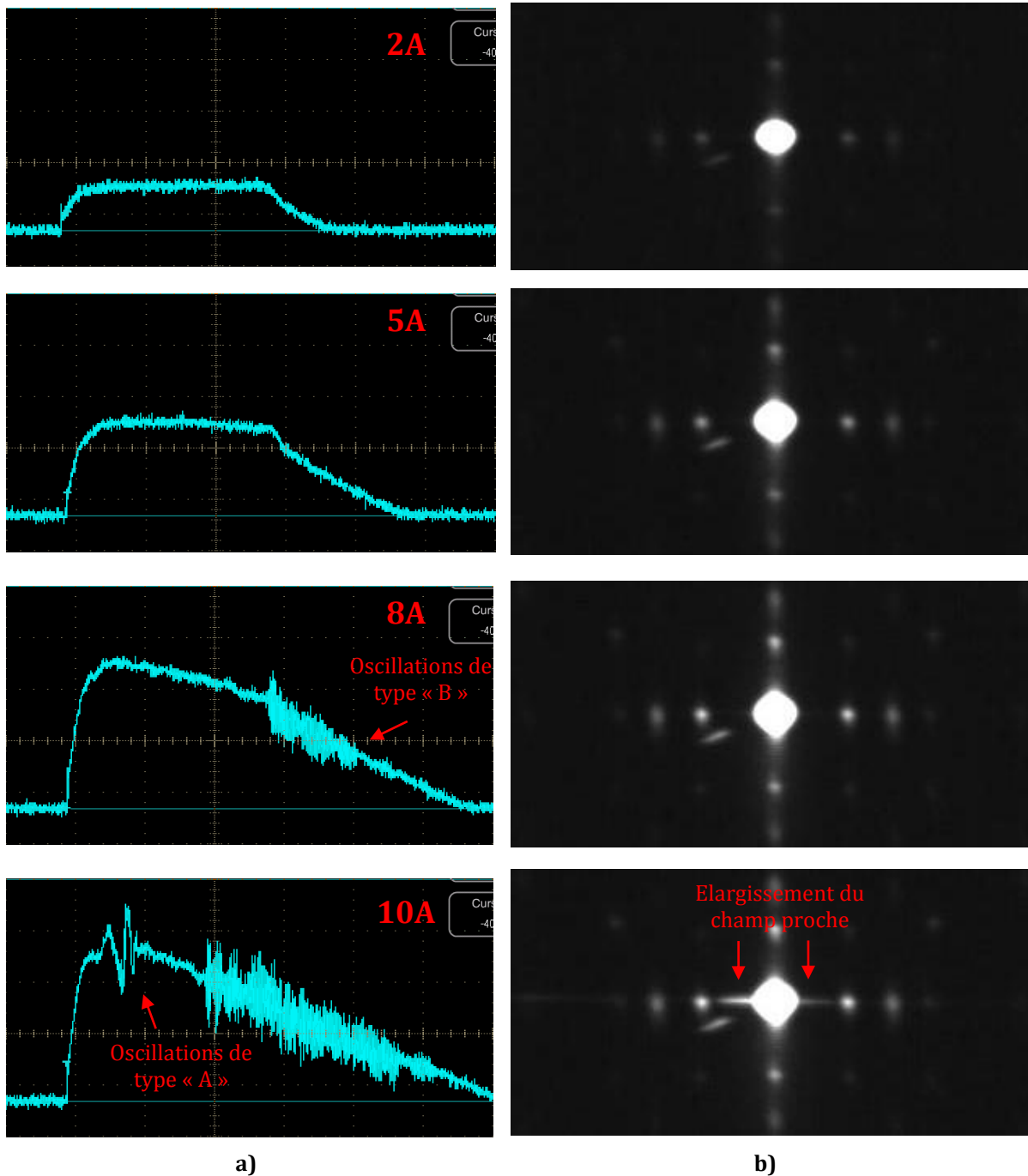
Le fait de choisir deux diodes possédant des valeurs de courant  $I_{thA}$  très différentes, et des valeurs de courant  $I_{thB}$  assez proches, nous permet de séparer l'implication des oscillations de type « A » et « B » sur la forme du champ proche de la diode Laser. Les deux diodes Laser seront donc pilotées à des valeurs de courant de 2A, 5A, 8A et 10A, de sorte que chaque mode d'oscillation soit adressé par notre test. La figure 22 ci-dessous détaille les résultats obtenus sur la diode CoS #4:



**Figure 22 – a)** Evolution de la réponse optique à une impulsion en courant (40ns/div), et **b)** champ proche associé de la diode CoS #4 pour différentes valeurs de courant crête ( $t_{pulse} = 100ns, f = 200Hz$ )



Des mesures identiques ont également été effectuées sur la diode CoS #11. La figure 23 détaille les résultats obtenus :



**Figure 23 – a)** Evolution de la réponse optique à une impulsion en courant (40ns/div), et **b)** champ proche associé de la diode CoS #11 pour différentes valeurs de courant crête ( $t_{pulse} = 100ns$ ,  $f = 200Hz$ )

Comme nous pouvons le voir sur les figures 22 et 23 ci-dessus :

- Plusieurs taches lumineuses, formant un motif en croix, sont observées sur chaque image du champ proche. Ces taches ont pour origine un phénomène de diffraction au niveau des pixels de la caméra. De plus, un point lumineux supplémentaire est observé sur chaque

image. En modifiant l'angle du filtre polarisant, ce point tourne autour du centre de l'image et nous supposons donc que le filtre polarisant est responsable de ce phénomène.

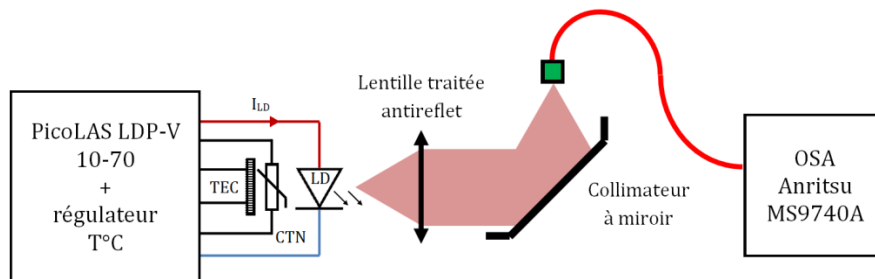
- Un rapide élargissement latéral du champ proche de la diode Laser CoS #4 est observé lorsque son courant de pilotage dépasse  $I_{thA} = 3,7A$  : à un courant de 5A, deux ailettes lumineuses apparaissent latéralement au mode guidé dans zone active de la diode Laser, correspondant à une perte de confinement dans le plan d'épitaxie. Un scintillement de ces ailettes lumineuses est également observé. Cet élargissement n'est pas observé, pour une même valeur de courant, sur le champ proche de la diode CoS #11. L'élargissement observé se poursuit en augmentant le courant de pilotage de la diode jusqu'à 10A. Aucun effet de seuil (tel qu'une augmentation brutale de la largeur du champ proche, du même type que celui observé lorsque le courant dépasse  $I_{thB}$ ) n'est observé lorsque le courant de pilotage de la diode dépasse  $I_{thB} = 5,9A$ .
- Un élargissement similaire du champ proche de la diode Laser CoS #11 est observé pour un courant supérieur à  $I_{thA} = 9,5A$ . Aucun élargissement de ce champ proche n'est observé lorsque la diode est pilotée à un courant  $= 8A > I_{thB} = 5,8A$ .

L'ensemble de ces résultats semble démontrer qu'il existe une corrélation établie entre l'apparition des oscillations de type « A » sur la réponse impulsionnelle optique de nos diodes, et un élargissement de leur champ proche dans ces régimes de fonctionnement. En revanche, les oscillations de type « B » semblent sans effet sur le profil du champ proche de nos diodes Laser, comme en témoigne l'image du champ proche de la diode CoS #11, pilotée à 8A, sur laquelle aucun élargissement de ce champ proche n'est observé.

Cette analyse de l'impact des oscillations de type « A » et « B » sur le champ proche de diodes CoS tend à montrer que les oscillations de type « A » possèdent une influence sur le profil d'émission des diodes testées. Comme expliqué précédemment, cette modification du champ proche peut être le fait d'une émission devenant multimode (perte de la monomodalité spatiale) sous excitation à forte injection [26]. Les travaux de A. Klehr *et al.* démontrent quant à eux un lien entre les oscillations observées et une émission devenant spectralement multimodale [20]. Afin d'évaluer la validité du résultat de cette dernière étude dans le cadre de nos travaux, une analyse spectrale simple (intégration du spectre des impulsions) sera réalisée, complétée par une analyse spectrale résolue en temps. Un banc de test spécifique à cette dernière analyse sera également présenté.

### 3.4. Caractérisations spectrales en régime impulsionnel

La diode Laser CoS à caractériser est régulée en température à 25°C, et pilotée en régime impulsionnel avec le circuit PicoLAS habituel, avec une durée d'impulsion de 100ns. La fréquence de répétition des impulsions est montée à 50kHz, afin d'augmenter la puissance moyenne de sortie du Laser. Le faisceau émis par la diode est collimaté avec une lentille possédant un traitement anti reflet, puis couplé dans la fibre d'entrée d'un analyseur de spectre Anritsu MS9740A à l'aide d'un collimateur à miroir. La résolution de l'OSA est fixée à 1nm, le nombre de points par spectre est fixé à 2000. Chaque échantillon est moyenné 10 fois, et la largeur de bande vidéo (« Video Bandwidth », ou VBW) est fixée à 100Hz, afin d'obtenir un compromis entre une réduction efficace du bruit de mesure et un temps d'acquisition relativement court. Le banc de test correspondant est détaillé sur la figure 24 :

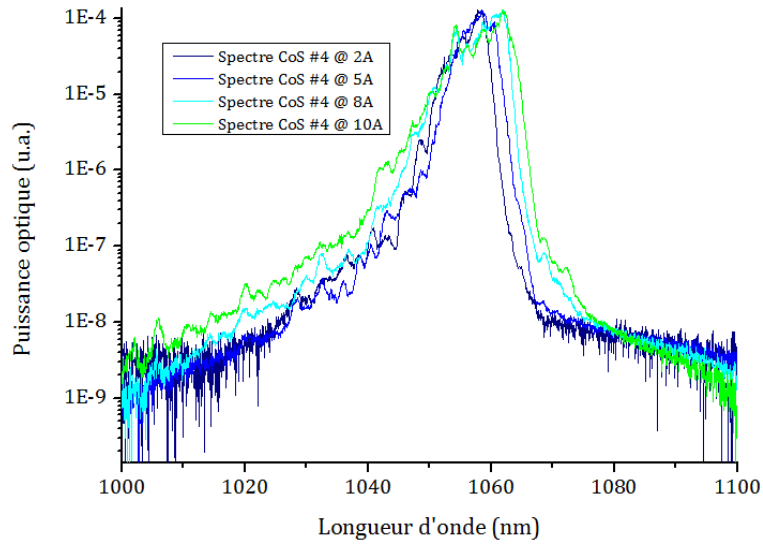


**Figure 24** – Banc d'analyse spectrale d'une diode CoS pilotée en régime impulsionnel basé sur l'utilisation d'un analyseur de spectre optique (OSA)

Les diodes utilisées précédemment ont été choisies pour cette étude, afin de séparer l'effet potentiel des oscillations de type « A » et « B » sur la forme du spectre impulsionnel de nos diodes Laser :

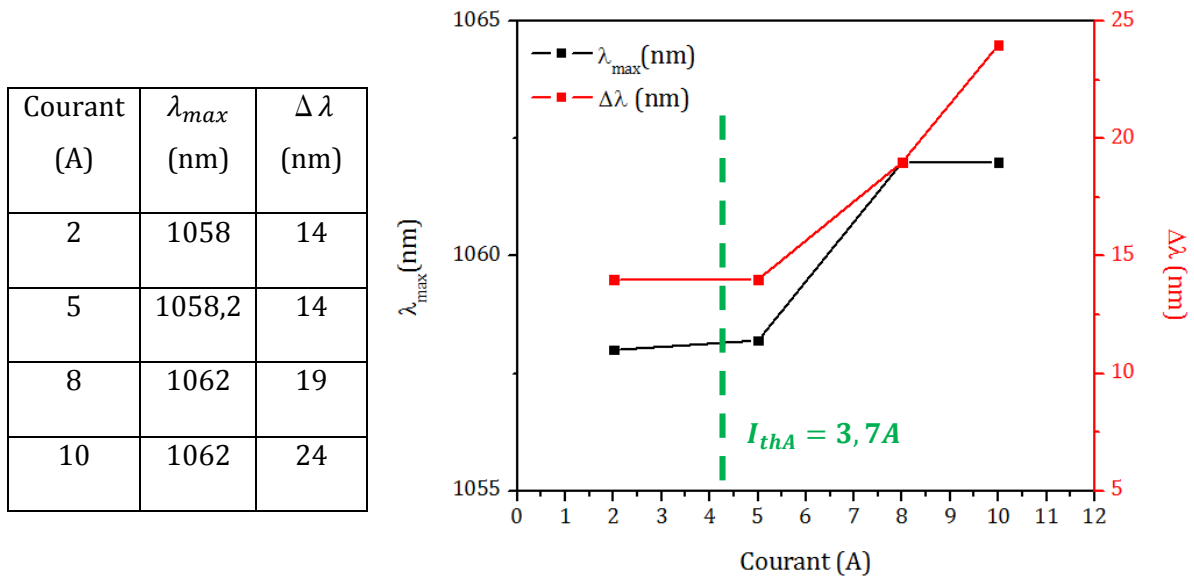
- CoS #4 ( $I_{thA} = 3,7A$  et  $I_{thB} = 5,9A$ )
- CoS #11 ( $I_{thA} = 9,5A$  et  $I_{thB} = 5,8A$ )

De même que précédemment, les diodes Laser seront pilotées à des valeurs de courant de 2A, 5A, 8A et 10A, de sorte que chaque mode d'oscillation soit adressé par notre test. Dans un premier temps, le spectre impulsionnel de la diode CoS #4 est extrait. Les quatre spectres, relevés sur chaque diode aux quatre valeurs de courant données, ont été normalisés en amplitude. Le résultat est détaillé sur la figure 25 :



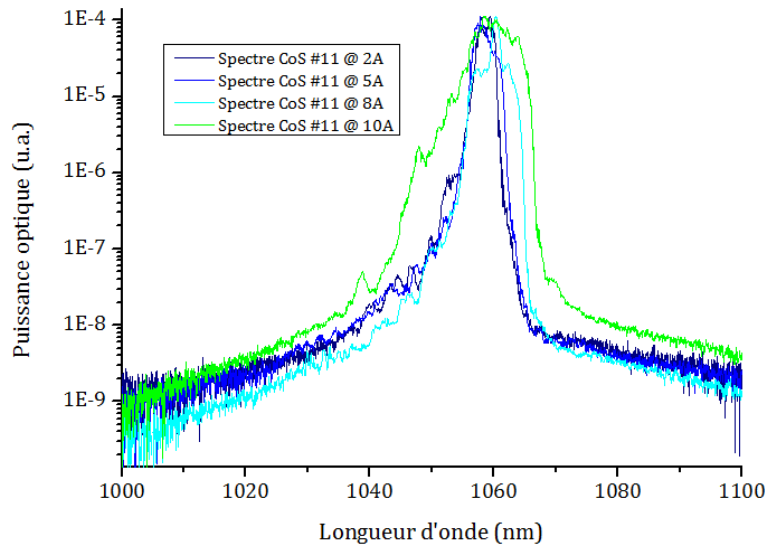
**Figure 25** - Spectre des impulsions Laser émises par la diode CoS #4 pour plusieurs valeurs de courant

Comme nous pouvons le voir sur la figure 25, un élargissement progressif du spectre d'émission de la diode Laser est observé lorsque le courant de pilotage de celle-ci augmente. La largeur à mi-hauteur du spectre passe de 14nm à 2A et 5A, à 19nm à 8A, puis 24nm à 10A. Un décalage progressif du spectre vers les hautes longueurs d'ondes est également observé lorsque le courant augmente. Ces observations sont résumées dans la figure 26 ci-dessous :



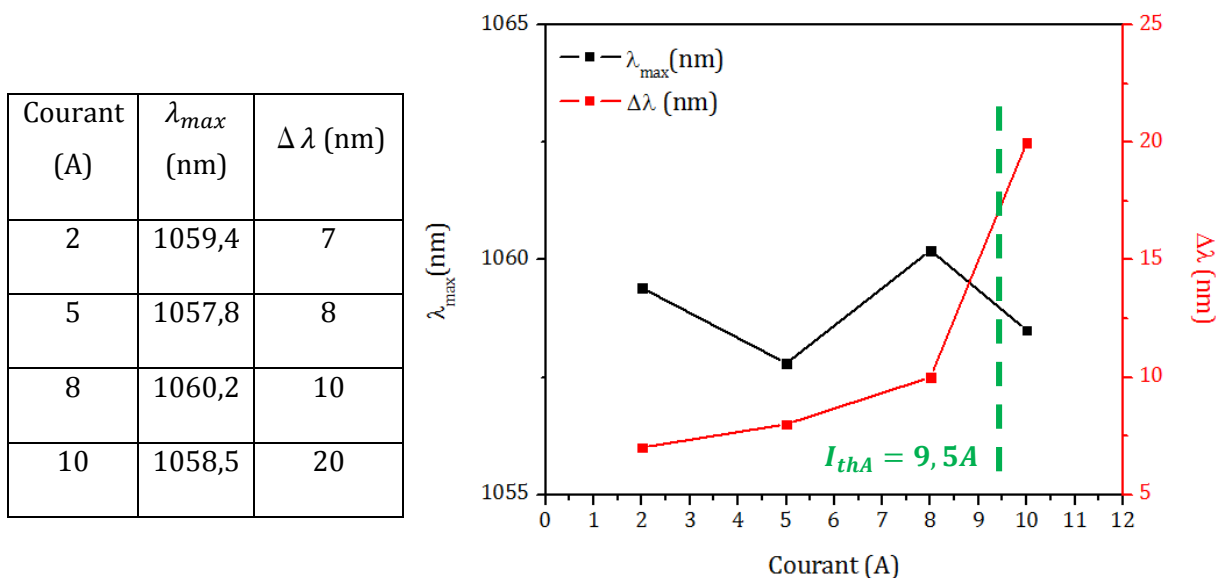
**Figure 26** – Caractéristiques du spectre des impulsions Laser émises par la diode CoS #4 en fonction du courant crête

Le spectre impulsionnel de la diode CoS #11 a ensuite été extrait. Les quatre spectres ont été normalisés en amplitude. Le résultat est détaillé sur la figure 27 :



**Figure 27** - Spectre des impulsions Laser émises par la diode CoS #11 pour plusieurs valeurs de courant

De même que pour la diode Laser CoS #4, la largeur du spectre de la diode CoS #11 augmente avec le courant de pilotage de la diode. Toutefois, dans ce cas la largeur du spectre d'émission reste relativement étroite et stable pour des courants de pilotage de 2A à 8A : 7nm à 2A, 8nm à 5A, et 10nm à 8A. La largeur spectrale augmente ensuite brusquement, pour atteindre 20nm lorsque le courant de pilotage de la diode atteint 10A. Un décalage vers les hautes longueurs d'onde du spectre est également observé pour un courant de pilotage au-delà de 8A. Ces observations sont résumées dans la figure 28 ci-dessous :



**Figure 28** – Caractéristiques du spectre des impulsions Laser émises par la diode CoS #11 en fonction du courant crête

Cette analyse spectrale semble démontrer que l'élargissement du spectre d'émission de nos diodes Laser CoS du côté des basses longueurs d'ondes (hautes énergies) est étroitement corrélé à la présence d'oscillations de type « A » sur leur réponse optique. En effet, le spectre d'émission de la diode CoS #11 reste relativement étroit, jusqu'à ce que le courant de pilotage de cette diode dépasse  $I_{thA} = 9,5A$ . Toutefois, parallèlement à cet élargissement spectral vers les basses longueurs d'onde, un élargissement du spectre de la diode CoS #11 vers les hautes longueurs d'ondes (basses énergies) est également observé pour un courant de pilotage de 8A (voir Figure 27), courant pour lequel les oscillations de type « A » ne sont pas observées sur la réponse optique de cette diode. Cet élargissement spectral vers les hautes longueurs d'onde semble donc corrélé à l'apparition des oscillations de type « B ». Ce décalage spectral peut-être d'origine thermique, tel que nous l'avons envisagé pour ces oscillations, ou encore causé par un effet Stark quantique confiné [27]. Pour l'heure, il ne nous est pas possible de vérifier ces hypothèses.

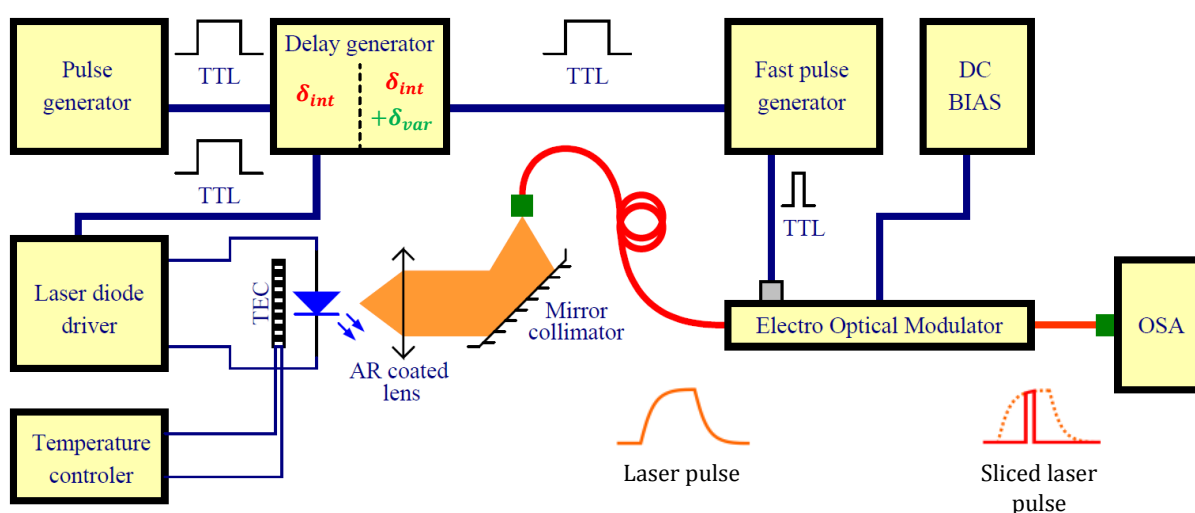
L'impact des oscillations de type « A » et « B » sur l'élargissement et le décalage vers les hautes longueurs d'onde du spectre d'émission des diodes Laser CoS semble démontré. Toutefois, leur impact est intégré sur la durée complète de l'impulsion Laser émise. Afin de réaliser une analyse plus fine de ce lien supposé entre les oscillations de type « A » et « B » et l'élargissement du spectre d'émission de nos diodes, une analyse spectrale résolue en temps doit être effectuée.

### 3.5. Caractérisations spectrales résolues en temps

Habituellement, une analyse spectrale résolue en temps peut être réalisée en couplant un spectromètre à une « streak camera » [26], ou encore en réalisant une spectroscopie par transformée de Fourier résolue en temps [28]. Dans le cadre de nos travaux et pour des raisons de facilité d'utilisation et de coût, une nouvelle technique de spectroscopie résolue en temps a été développée. Cette technique de spectroscopie prend appui sur un découpage de l'impulsion optique par un modulateur électro-optique (E-O), ainsi qu'un générateur de délai programmable, à résolution picoseconde.

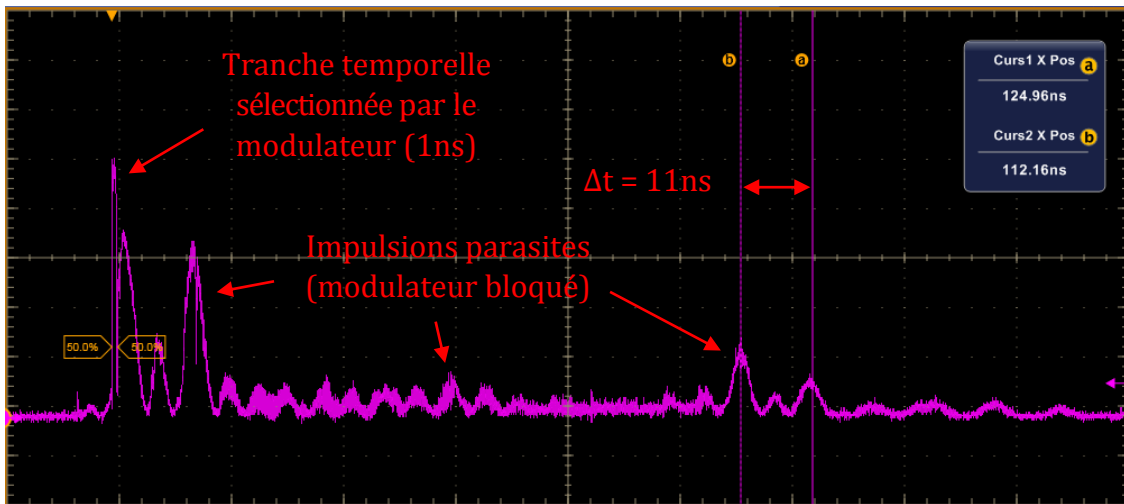
Le générateur d'impulsions de type Agilent 33250A est utilisé pour déclencher, avec une fréquence de 10kHz, un générateur de délai BNC 745, dont deux sorties à délais programmables sont utilisées : l'une de ces sorties déclenche le circuit de pilotage de diode Laser PicoLAS LDP-V 10-70, avec un délai fixé à 0ns (un délai de propagation interne  $\sim 40ns$  subsiste entre l'impulsion de déclenchement et cette première sortie). L'autre sortie est utilisée pour déclencher un générateur d'impulsions ultra-courtes (Avtech AVM-1-C) avec un délai variable (entre 0 et 150ns). Ce générateur pilote un modulateur électro-optique (EO) LiNbO<sub>3</sub> EOSPACE, de type Mach-Zehnder, ayant une bande passante de 10GHz, prévu pour une longueur d'onde de 1060nm, et possédant un taux d'extinction annoncé de 40dB. L'ensemble permet de découper une impulsion

Laser émise par une diode ou un module Laser en tranches de largeur comprise entre 1 et 5ns. La tranche d'impulsion ainsi sélectionnée est ensuite envoyée à l'analyseur de spectre Anritsu MS9740A, utilisé précédemment, pour en extraire le spectre. Le modulateur est polarisé avec une tension continue fournie par le sourcemètre Keithley 2420, ajustée de sorte à maximiser le taux d'extinction du modulateur lorsqu'aucune impulsion n'est envoyée sur son port RF. En ajustant à la nanoseconde près, le délai entre l'impulsion émise par le circuit de pilotage de diode Laser et le signal pilotant le modulateur, il est donc possible de construire une image de l'évolution temporelle du spectre des impulsions Laser émises par les diodes et modules Laser testées. Le banc de test ainsi réalisé est détaillé en figure 29 :



**Figure 29** - Banc permettant l'analyse spectrale résolue en temps d'impulsions Laser générées par une diode Laser (ici, une diode CoS). Le faisceau est alors collimaté avec une lentille traitée antireflet, puis injecté en entrée du modulateur EO à l'aide d'un collimateur à miroir

Dans un premier temps, nous avons cherché à réaliser l'analyse spectrale résolue en temps d'impulsions Laser émises par des modules Laser fibrés, sans FBG. La sortie fibrée de la diode Laser est alors directement couplée à la fibre d'entrée du modulateur. L'impulsion Laser obtenue en sortie du modulateur EO est détaillée sur la figure 30.



**Figure 30** – Exemple de signaux de découpage temporel d’une impulsion Laser obtenue en sortie du modulateur EO dans le cas d’une analyse spectrale résolue en temps effectuée sur un module Laser fibré, sans FBG ( $I_{LD} = 6A$ ,  $t_{pulse} = 100ns$ ,  $f = 10kHz$ )

Nous constatons, sur la figure 30 ci-dessus, que des pics parasites d’amplitude variable se retrouvent sur l’impulsion optique obtenue en sortie du modulateur, lorsque celui-ci est sensé bloquer l’impulsion d’entrée avec une atténuation de 40dB. L’amplitude de ces pics est alternée (un pic de forte amplitude succède à un pic de faible amplitude, et réciproquement). Nous constatons que l’écart temporel entre deux pics de forte amplitude est égale à 11ns, ce qui correspond à la durée d’aller-retour dans la fibre de sortie de la diode Laser, de longueur 1,2m, en considérant que le cœur de silice de celle-ci possède un indice  $n = 1,45$ . L’hypothèse que nous formulons est qu’une réinjection partielle de l’impulsion optique émise, provoquée par une légère réflexion en bout de fibre, provoque une variation temporellement périodique du spectre de l’impulsion émise. Ces variations périodiques du spectre impacteraient alors fortement le taux d’extinction du modulateur utilisé, celui-ci n’étant optimal que dans une bande de longueur d’onde étroite autour de 1060nm, ce qui explique la génération des pics parasites observés.

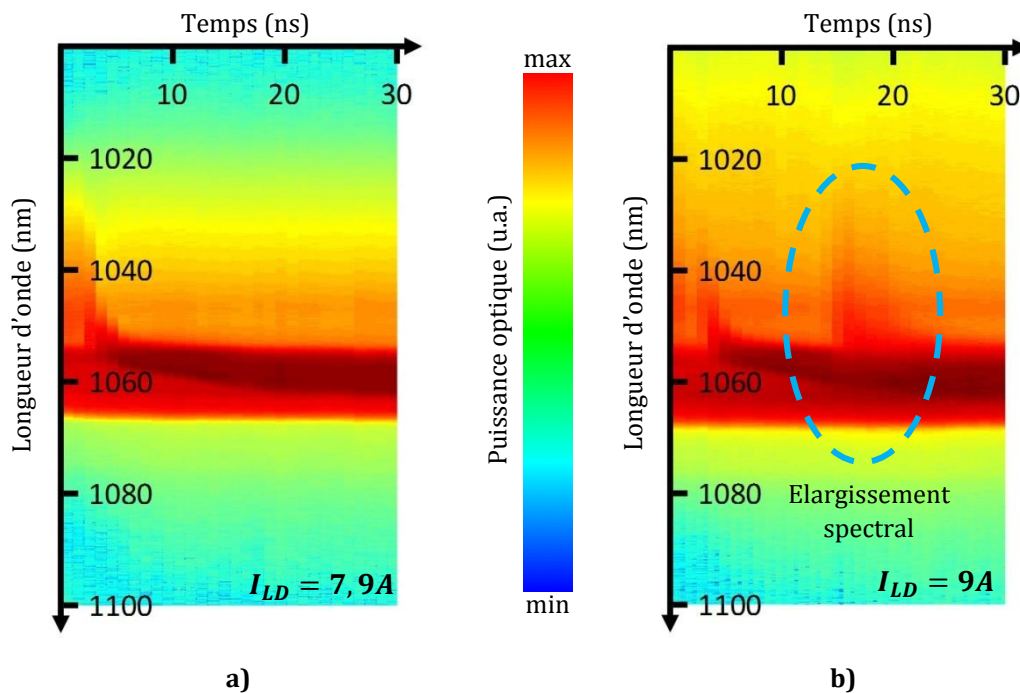
Ce phénomène, susceptible de fortement limiter les performances de notre banc d’analyse spectrale résolue en temps, n’est pas observé lorsque la diode testée est une diode CoS, dont le rayonnement en espace libre est injecté en entrée du modulateur EO via un collimateur à miroir (voir figure 29). Nous ne réaliserons donc, dans la suite de notre étude, qu’une analyse spectrale résolue en temps de diodes CoS.

Tout d’abord, une analyse préliminaire a été réalisée afin de déterminer la signature spectrale des oscillations de type « A ». Cette analyse ayant été réalisée antérieurement aux analyses de champ proche et aux caractérisations spectrales en régime impulsionnel des diodes CoS #4 et CoS #11, une diode différente a été utilisée ici : la diode CoS #8 ( $I_{thA} = 8,32A$ ,  $I_{thB} = 6,16A$ ). Cette diode a été choisie à la suite d’une analyse spectrale simple des impulsions émises



par plusieurs composants CoS à différentes valeurs de courant crête. Nous avons remarqué que cette diode présente un brusque élargissement de son spectre d'émission vers les basses longueurs d'onde lorsque son courant de pilotage dépasse son seuil  $I_{thA} = 8,32A$ . Nous avons donc choisi de réaliser une analyse spectrale résolue en temps sur cette diode Laser. N'ayant pas observé d'élargissement spectral significatif des impulsions émises à plus bas courant, cette analyse préliminaire n'a été effectuée que pour des valeurs de courant autour de  $I_{thA}$ , ce qui permet d'isoler la signature spectrale des oscillations de type « A ».

Le point de fonctionnement optimal du modulateur dérivant au cours du temps en l'absence de régulation de température, il n'est pas possible de relever plus d'une trentaine de mesures consécutives sans dérive des performances du banc de test. Les 30 premières nanosecondes de l'impulsion (zone temporelle durant laquelle les oscillations de type « A » apparaissent) sont analysées, et la largeur des impulsions fournies par le générateur Avtech est fixée à 1ns. L'analyse spectro-temporelle des impulsions Laser émises par la diode est réalisée à deux valeurs de courant : 7,9A ( $< I_{thA}$ ) et 9A ( $> I_{thA}$ ). Le résultat de cette première analyse est détaillé sur la figure 31 :



**Figure 31** - Résultat de l'analyse spectrale résolue en temps réalisée sur la diode CoS #8 à **a)** 7,9A et **b)** 9A ( $I_{thA} = 8,32A$ )

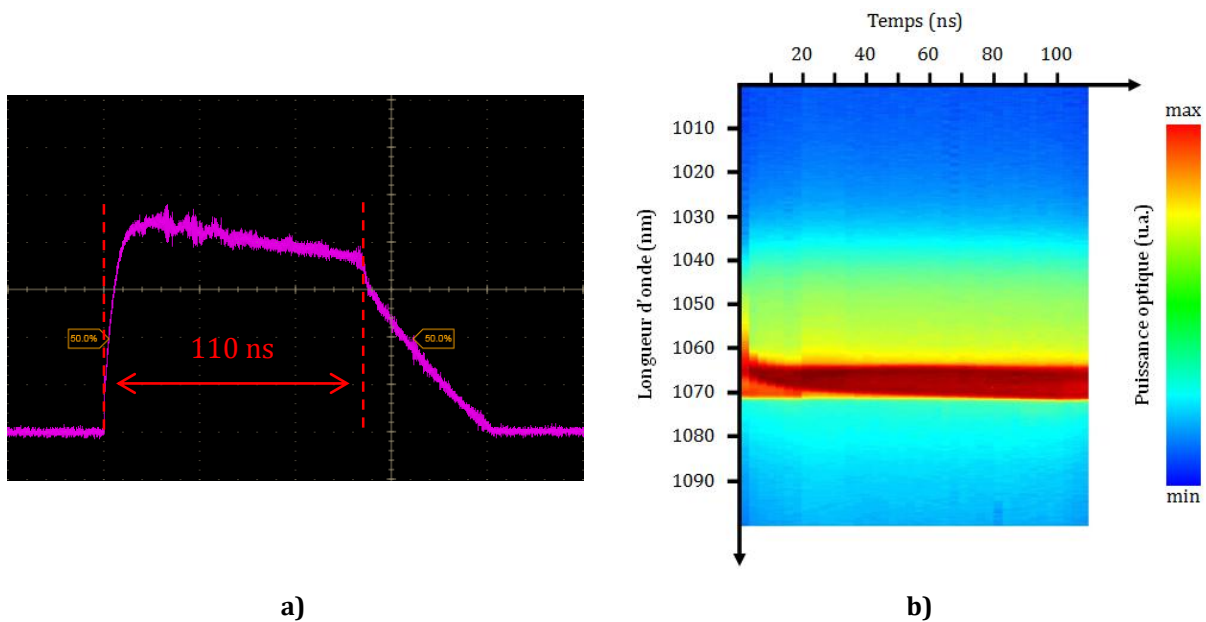
Comme nous pouvons le voir sur la figure 31.a, le maximum d'intensité du spectre mesuré est situé à une longueur d'onde de 1060nm, tel que prévu. Pendant les premières nanosecondes, le spectre optique de l'impulsion est relativement large, et s'affine rapidement, de telle sorte que le spectre n'évolue plus après 10ns. Cette largeur spectrale importante au début de l'impulsion

s'explique par le caractère multimode de l'émission Laser de type « Gain-switching », qui caractérise le début de l'impulsion [29]. Toutefois, lorsque la diode Laser est pilotée avec un courant supérieur à  $I_{thA}$ , un ré-élargissement temporaire (limité à une zone temporelle de l'impulsion) du spectre est constaté, tel qu'observé sur la figure 31.b ( $I_{LD} = 9A > I_{thA} = 8,32A$ ). Cet élargissement spectral a lieu entre 15ns et 25ns après le début de l'impulsion Laser, ce qui correspond à la période de l'impulsion pendant laquelle les oscillations de type « A » sont observées pour cette valeur de courant de pilotage. Ce constat confirme l'hypothèse d'un lien entre l'apparition d'oscillations de type « A » sur la réponse optique de la diode Laser et un élargissement du spectre d'émission de celle-ci.

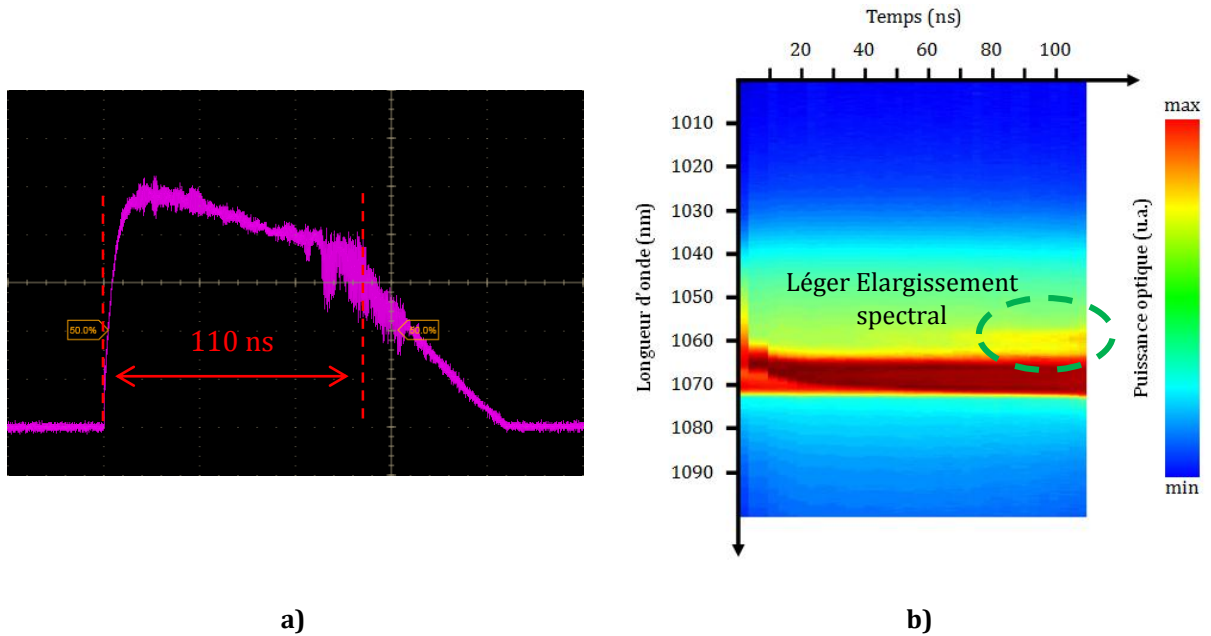
Afin de mesurer l'éventuelle contribution des oscillations de type « B » sur l'évolution de la largeur du spectre d'émission d'une diode Laser au cours d'une impulsion, l'analyse précédente a été répétée sur la même diode Laser, sur une durée de 110ns. La durée des impulsions de commande du modulateur a été fixée à 3ns, afin de limiter le nombre de mesures consécutives à réaliser. L'analyse spectro-temporelle des impulsions Laser émises par la diode est réalisée à trois valeurs de courant, pour lesquelles il est apparu les points suivants :

- Aucune oscillation n'apparaît sur la réponse optique de la diode.
- Des oscillations de type « B » apparaissent pour la condition ( $I_{LD} > I_{thB}$ ).
- Des oscillations de type « A » et « B » apparaissent pour les conditions ( $I_{LD} > I_{thA}$  et  $I_{LD} > I_{thB}$ ).

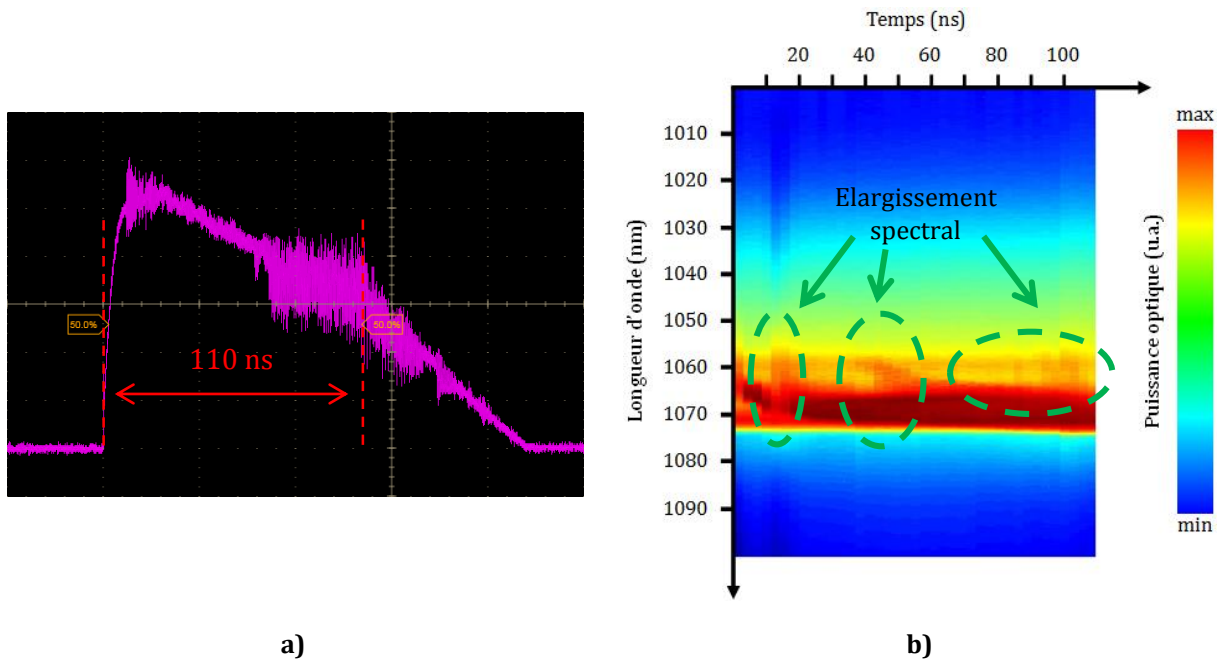
Le résultat de ces trois analyses est détaillé sur les figures 32 à 34 :



**Figure 32 - a)** Réponse optique (40ns/div) et **b)** résultat de l'analyse spectro-temporelle réalisée sur la diode CoS #8 pour un courant de pilotage selon les conditions suivantes :  $I_{LD} < I_{thA}$  et  $I_{LD} < I_{thB}$



**Figure 33 - a)** Réponse optique (40ns/div) et **b)** résultat de l'analyse spectro-temporelle réalisée sur la diode CoS #8 pour un courant de pilotage selon les conditions suivantes :  $I_{LD} > I_{thB}$



**Figure 34 - a)** Réponse optique (40ns/div) et **b)** résultat de l'analyse spectro-temporelle réalisée sur la diode CoS #8 pour un courant de pilotage  $I_{LD} > I_{thA}$  et  $I_{LD} > I_{thB}$

Deux effets peuvent être mis en lumière :

- Un élargissement du spectre d'émission de la diode Laser dans la période comprise entre 10ns et 20ns après le début de l'impulsion, c'est-à-dire dans la zone temporelle correspondant à l'apparition d'oscillations de type « A » sur sa réponse optique (voir

figure 34.b. Cette observation est cohérente avec le résultat de la première analyse spectro-temporelle réalisée précédemment (voir Figure 31.a et 31.b).

- Un faible élargissement du spectre d'émission de la diode Laser dans la zone temporelle correspondant à l'apparition d'oscillations de type « B » (voir figure 33.b). Cet élargissement se poursuit lorsque le courant de pilotage de la diode Laser est augmenté (voir figure 34.b).

Toutefois, deux observations limitent la portée des hypothèses formulées précédemment :

- Nous constatons, sur la Figure 34.b, qu'un élargissement du spectre d'émission de la diode Laser a lieu entre 35ns et 60ns après le début de l'impulsion, à savoir dans une zone temporelle pour laquelle aucune oscillation n'est observée sur la réponse optique de la diode, ce qui semble montrer qu'il n'existe pas de relation réciproque pure entre la largeur spectrale d'une impulsion Laser à un instant donné, et l'apparition d'oscillations parasites sur la réponse optique de la diode à ce même instant.
- Nous avons émis l'hypothèse d'un lien entre l'apparition d'oscillations de type « B » sur la réponse optique de la diode Laser et un décalage vers les hautes longueurs d'onde du spectre d'émission de celle-ci. Bien qu'un léger décalage vers les hautes longueurs d'onde du spectre émis soit effectivement observé, celui-ci est constant tout au long de la durée de l'impulsion, sans correspondance temporelle avec l'apparition des oscillations de type « B ». Cette observation permet d'écarter l'hypothèse que les oscillations de type « B » engendreraient ce décalage spectral, mais n'exclut pas que ces oscillations puissent être une conséquence de ce décalage vers les hautes longueurs d'onde du spectre d'émission.

Concernant l'élargissement spectral observé lorsque des oscillations de type « A » parasitent la réponse optique de la diode Laser, le lien semble démontré. Cet élargissement spectral peut avoir pour origine une compétition entre plusieurs modes d'émission Laser, ce qui serait également cohérent avec l'élargissement du champ proche des diodes Laser, également observé dans ce régime de fonctionnement. Toutefois, le phénomène à l'origine de cette émission multimode reste encore assujéti à des interprétations multiples par la communauté scientifique du domaine. Plusieurs hypothèses sont avancées pour expliquer la coexistence de plusieurs modes au sein de la cavité Laser tel qu'un décalage fréquentiel causé par un saut de polarisation du faisceau émis, au sein d'un matériau actif biréfringent [21]. Ce phénomène ne permet cependant pas d'expliquer la variabilité du courant  $I_{thA}$ , au-delà duquel ces oscillations parasites apparaissent, d'un composant à l'autre.

Notre compréhension de l'origine des oscillations parasites observées sur la réponse optique de nos diodes et modules Laser, pilotés en régime impulsionnel et à fort courant, reste donc partielle. De nouvelles études des phénomènes électro-optiques apparaissant pour ces

régimes de fonctionnement seront donc nécessaires, ultérieurement à ces travaux de thèse, afin d'expliquer les raisons de l'apparition de ces oscillations, voire de prédire la valeur de leurs courants d'apparition respectifs  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$ . Toutefois, dans le cadre de nos travaux, ces valeurs de  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  seront retenus comme des indicateurs, certes macroscopiques mais pertinents, quant à la valeur de courant impulsionnel maximale avec laquelle ces diodes peuvent être pilotées. En effet, dans le cadre d'une utilisation en tant qu'oscillateur d'un Laser « MOPA », il n'est pas possible d'utiliser une diode Laser à des valeurs de courant pour lesquelles la forme de l'impulsion optique générée n'est pas maîtrisée. De plus, nous avons observé que le comportement spectral, à courant égal, de deux diodes Laser (CoS #4 et #11) différait également à des valeurs faibles de courant, pour lesquelles ces oscillations parasites n'apparaissent pas. Un tel comportement peut orienter le choix de certains composants en fonction des caractéristiques spectrales recherchées pour la source « oscillateur » d'un laser « MOPA ».

Outre la caractérisation fine ainsi que la compréhension des mécanismes physiques associés aux atypismes des diodes lasers dans les régimes de fonctionnement qui nous intéressent, l'objectif de ce chapitre est également de fournir des paramètres électro-optiques pouvant potentiellement faire office d'indicateurs précoces de défaillance, plusieurs questions se posent alors :

- Le régime d'oscillations parasites observées constitue-t-il, de par les mécanismes physiques mis en jeu par ce régime de fonctionnement, un risque de dégradation prématuré des diodes Laser étudiées ?
- La valeur des courants  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  d'une diode Laser constitue-t-elle un paramètre d'estimation du risque de défaillance prématuré de la diode en question, même pour une utilisation dans des régimes de fonctionnement pour lesquels ces oscillations n'apparaissent pas ?

Pour répondre à ces questions, une campagne de vieillissements, basée sur des contraintes échelonnées, a été menée sur ces diodes. Dans un contexte d'implémentation au sein d'un processus de qualification en milieu industriel, nous avons choisi de focaliser notre attention sur les valeurs des courants  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  de chaque diode vieillie, retenues comme principaux indicateurs électro-optiques dont l'évolution sera surveillée au cours du vieillissement. Le cas échéant, l'instant de défaillance de chaque diode vieillie sera ensuite mis en relation avec ces indicateurs et avec son évolution au cours du vieillissement. Les conditions utilisées pour mettre en œuvre ces tests et les résultats associés font donc l'objet du dernier chapitre.

## CONCLUSION

Lors de ce chapitre, nous avons montré l'intérêt que pouvait présenter le fait de réaliser la caractérisation électro-optique fine d'un lot de composants, en termes de coûts et de compréhension des mécanismes physiques mis en jeu, dans le cadre d'une étude de fiabilité impliquant plusieurs vieillissements à contraintes échelonnées. Après s'être intéressé aux caractéristiques E-O « classiques » qu'il est possible de réaliser sur une diode Laser, ainsi qu'à l'ensemble des paramètres qui peuvent en être extraits (courant de seuil, résistance série, intervalle spectral libre, spectre ASE...), et après leur mise en application sur nos diodes, nous avons choisi de focaliser notre analyse sur des caractéristiques plus spécifiques à un fonctionnement des diodes en régime impulsionnel nanoseconde à fort courant crête. Pour cela, les équipements de la plateforme existante à l'IMS ont été utilisés mais la mise en œuvre des caractérisations en régime impulsionnel ont nécessité un effort particulier de développement de bancs spécifiques tant sur le plan de l'excitation du composant, de la métrologie requise et des mesures électro-optiques que du pilotage et de l'acquisition des données.

En particulier, nous nous sommes intéressés à des atypismes, récurrents et indépendants de la spécificité des conditions d'excitation, se présentant sous la forme de deux types d'oscillations parasites (« A » et « B ») apparaissant sur la réponse optique de ces diodes au-delà de deux seuils de courants (respectivement  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$ ). Nous avons détaillé la forme des oscillations de type « A » et « B », leur fréquence, ainsi que la dépendance en température de la valeur de  $I_{thA}$ , ou encore le délai d'apparition des oscillations de type « B » en fonction du courant crête. Après avoir émis des hypothèses sur l'origine de ces oscillations, basées sur nos observations et sur une étude bibliographique approfondie, nous avons cherché à établir un lien entre ces oscillations et d'autres paramètres électro-optiques des diodes sous étude.

Dans ce contexte et privilégiant l'hypothèse d'une perte avérée de la monomodalité spatiale sous fort courant d'injection, nous avons réalisé un banc de caractérisation du champ proche de diodes Laser CoS pilotées en régime impulsionnel. Nous avons mis en évidence une corrélation entre l'apparition d'oscillations de type « A » sur la réponse optique des diodes testées et un élargissement du champ proche de la diode Laser. Ce phénomène n'est pas observé sur les oscillations de type « B ». Nous avons poursuivi notre analyse en réalisant une caractérisation spectrale simple puis une caractérisation spectrale résolue en temps. Nous avons constaté, grâce à l'analyse spectrale simple, un élargissement global du spectre des impulsions émises en pilotant la diode Laser à un courant supérieur à  $I_{thA}$ , ainsi qu'un léger élargissement et décalage vers les hautes longueurs d'onde de ce spectre en pilotant la diode Laser à un courant supérieur à  $I_{thB}$ . L'analyse spectrale résolue en temps a permis de démontrer qu'un élargissement spectral correspond aux périodes temporelles de l'impulsion pendant lesquelles les oscillations de type

« A » et « B » apparaissent sur la réponse optique de la diode. Concernant les oscillations de type « A », cette observation, corrélée à l'ensemble des caractérisations effectuées auparavant ainsi qu'aux conclusions des différentes études bibliographiques similaires citées, semble démontrer que ces oscillations proviennent d'un battement, entre plusieurs modes, qui coexistent au sein de la diode Laser. Néanmoins, l'origine exacte de l'apparition de ces différents modes reste encore à approfondir notamment par une connaissance plus précise des paramètres technologiques et physiques de la structure épitaxiée. Concernant les oscillations de type « B », un léger élargissement spectral a également été observé sur la période temporelle où ces oscillations apparaissent sur la réponse optique de la diode. Toutefois, aucun lien n'a pu être formellement démontré entre l'apparition de ces oscillations et un décalage vers les hautes longueurs d'onde du spectre d'émission de la diode.

Bien que les valeurs de courant de seuil de ces oscillations  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  constituent, en elles-mêmes, les limites au-delà desquelles une diode Laser ne peut pas être utilisée en tant qu'oscillateur d'un laser « MOPA », la forme des impulsions émises n'étant plus contrôlable au-delà de ces valeurs de courant, il reste néanmoins nécessaire d'évaluer l'impact de ces oscillations et des régimes de fonctionnement pour lesquels elles apparaissent, sur la fiabilité à long terme des diodes Laser étudiées. Le chapitre suivant s'inscrit dans ce contexte. Les valeurs de courant  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  seront donc retenues comme paramètres E-O appropriés à monitorer lors de tests accélérés, afin de déterminer si les conditions de vieillissement choisies ont un impact sur ces caractéristiques, ou bien si ces dernières constituent un indicateur de défaillance prématurée de ces composants.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] H, Guo *et al*, "Determining the Right Sample Size for Your Test: Theory and Application," 2013 Reliability and Maintainability Symposium (2013).
- [2] Y, Deshayes *et al*, "Early failure signatures of 1310 nm laser modules using electrical, optical and spectral measurements," *Measurement* 34(2), 157–178 (2003).
- [3] K, S, Mobarhan, "Test and characterization of laser diodes: determination of principal parameters," Newport Corporation (1996).
- [4] T, Hertsens, "Measuring diode laser characteristics: diode lasers approach ubiquity, but they still can be frustrating to work with," *Lasers & Optronics* 8(2), 37–42 (1989).
- [5] A, Moser *et al*, "Arrhenius parameters for the rate process leading to catastrophic damage of AlGaAs-GaAs laser facets," *Journal of Applied Physics* 71(10), 4848 (1992).
- [6] M, Bettiati *et al*, "Record Facet Power Single-Mode Diode Lasers in the 900-1064 nm Range for Demanding Industrial Applications," (2008).
- [7] J, Van de Castele *et al*, "High reliability level on single-mode 980nm-1060 nm diode lasers for telecommunication and industrial applications," *Lasers and Applications in Science and Engineering*, p, 68760P – 68760P (2008).
- [8] P. Gale, "Estimating laser diode lifetimes and activation energy," ILX Lightwave application note, 1–2 (2008).
- [9] R, C, Newman, "Defects in silicon", *Reports on Progress in Physics*, 45(10), 1163 (1982)
- [10] A, TOMASZ *et al*, "Optical and electrical characterization of defects in zinc oxide thin films grown by atomic layer deposition," *Optica Applicata* 39(4) (2009).
- [11] H. Kressel *et al*, "Accelerated step-temperature aging of Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As heterojunction laser diodes," *Applied Physics Letters* 32(5), 305 (1978).
- [12] B. W. Hakki *et al*, "Gain spectra in GaAs double-heterostructure injection lasers," *Journal of Applied Physics* 46(3), 1299 (1975).
- [13] H. Wang *et al*, "Gain measurements of Fabry-Perot semiconductor lasers using a nonlinear least-squares fitting method," *IEEE Journal of Quantum Electronics* 41(4), 532–540 (2005).
- [14] L. F. De Chiaro, "Damage-induced spectral perturbations in multilongitudinal-mode semiconductor lasers," *Journal of lightwave technology* 8(11), 1659–1669 (1990).
- [15] I. A. Avrutsky *et al*, "Investigations of the spectral characteristics of 980-nm InGaAs-GaAs-AlGaAs lasers," *IEEE Journal of Quantum Electronics* 33(10), 1801–1809 (1997).
- [16] E. V. Arjanov *et al*, "InGaAs strained-layer single-quantum-well lasers' spontaneous emission spectra and their features," in *OE/LASE'94*, pp. 146–153, International Society for Optics and Photonics (1994).



- [17] E. V. Arzhanov *et al.*, “Waveguiding properties of heterolasers based on InGaAs/GaAs strained quantum-well structures and characteristics of their gain spectra,” *Quantum Electronics* 24(7), 581 (1994).
- [18] P. Koktavy *et al.*, “Microplasma noise as a tool for PN junctions diagnostics,” *WSEAS Transactions on Electronics* 4(9), 186–191 (2008).
- [19] P. Del Vecchio *et al.*, “Accurate electro-optical characterization of high power density GaAs-based laser diodes for screening strategies improvement,” *Proc. of SPIE Vol. 9134*, 913423 (2014).
- [20] P. Del Vecchio, “Étude de la dégradation et analyse de défaillance de diodes laser de puissance spatialement monomodes émettant à 980nm,” *Thèse de Doctorat* (2016).
- [21] A. Klehr *et al.*, “Dynamics of a gain-switched distributed feedback ridge waveguide laser in nanoseconds time scale under very high current injection conditions,” *Optics express* 21(3), 2777–2786 (2013).
- [22] M. Virte *et al.*, “Bifurcation to chaotic polarization mode hopping in vertical-cavity surface-emitting lasers,” in *Integrated Photonics Research, Silicon and Nanophotonics*, p. JTU5A–31, Optical Society of America (2012).
- [23] K. Chik *et al.*, “Self-sustained pulsations in semiconductor lasers: Experimental data and theoretical confirmation”, *Electron Devices Meeting, 1979 International* 25, 111-114 (1979).
- [24] C. Mesaritakis *et al.*, “Chaotic emission and tunable self-sustained pulsations in a two-section Fabry–Perot quantum dot laser,” *Applied Physics Letters* 98(5), 51104 (2011).
- [25] M. Fukuda, “*Optical semiconductor devices*,” Vol. 46 p. 357, John Wiley & Sons (1999).
- [26] C. Mirasso *et al.*, “Self-Pulsating Semiconductor Lasers: Theory and Experiment,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 35(5), 764–770 (1999).
- [27] M. Hempel *et al.*, “High single-spatial-mode pulsed power from 980 nm emitting diode lasers,” *Applied Physics Letters* 101(19), 191105 (2012).
- [28] C. S. Ison *et al.*, “Observation of the quantum-confined stark effect in a GaAs/AlGaAs pin diode by room temperature photocurrent spectroscopy,” *Science Diliman* 15(1) (2007).
- [29] N. Picqué *et al.*, “High-sensitivity time-resolved intracavity laser Fourier transform spectroscopy with vertical-cavity surface-emitting multiple-quantum-well lasers”, *Optics Letters* 28(5), 313 (2003).
- [30] S. M. Riecke *et al.*, “Picosecond Spectral Dynamics of Gain-Switched DFB Lasers,” *IEEE Journal of Quantum Electronics* 47(5), 715–722 (2011).



# Chapitre IV : Définition du protocole des vieillissements sous contraintes échelonnées et résultats associés

---

## INTRODUCTION

Lors du chapitre précédent, nous avons présenté un ensemble de caractéristiques électro-optiques (E-O) susceptibles d'être extraites des diodes Laser étudiées et l'intérêt de leur exploitation lors de la mise en place d'une série de vieillissements échelonnés. En particulier, nous avons mis en évidence l'apparition d'oscillations de plusieurs types (« A » et « B ») sur la réponse impulsionnelle optique des diodes étudiées. Nous avons établi une corrélation entre le courant seuil d'apparition des oscillations de type « A » sur la réponse optique d'une diode CoS, le profil de champ proche ainsi que l'évolution du spectre au cours de l'impulsion.

Les questions suivantes peuvent alors être légitimement posées :

- Les oscillations observées risquent-elles, dans des régimes d'utilisation les faisant apparaître, de dégrader les diodes Laser ?
- Les valeurs de courant de seuil au-delà desquelles ces oscillations apparaissent ( $I_{thA}$  et  $I_{thB}$ ) peuvent-elles constituer un indicateur précoce de défaillance, qui permettraient d'écarter des composants potentiellement fragiles au tout début d'un processus de qualification ?

De plus, nous avons rappelé que les atypismes observés sur certaines caractéristiques E-O « classiques » (ex. I-V en régime inverse, spectre ASE) peuvent être le signe de la présence de défauts au sein de la jonction de la diode Laser (localisés ou non dans la zone active). Il peut ainsi être intéressant de rechercher une éventuelle corrélation entre certaines des caractéristiques E-O relevées et les caractéristiques intrinsèques des puces fournies par le fabricant 3SP Technologies.

Ce chapitre va donc s'articuler autour de deux principaux points :

Dans un premier temps, nous allons nous intéresser à un ensemble de paramètres, fournis par le fabricant 3SP Technologies, sur les lots de diodes étudiés. L'existence de liens entre ces paramètres et certaines caractéristiques E-O relevées lors du chapitre précédent, sera analysée. Nous vérifierons également s'il existe des relations entre les paramètres de certains composants

et le wafer ou la zone du wafer dont ils sont extraits. Les résultats de ce premier point nous permettront de définir les critères de sélection des composants placés en vieillissement accéléré.

Par la suite, nous présenterons les séries de vieillissements sous contraintes échelonnées réalisés en détaillant les contraintes et les conditions choisies. Les composants seront classés en fonction de la valeur du courant de seuil d'oscillations de type « A ». Nous détaillerons l'architecture du banc de vieillissement réalisé, puis nous tenterons, à l'aide de plusieurs séries de vieillissements impliquant différents types de diodes, de positionner une limite de pilotage en courant des diodes Laser étudiées, pour des conditions données en termes de durée d'impulsion et de cadence de répétition puis de valider si les oscillations observées ont un impact significatif sur leur durée de vie.

## 1. Etude des données issues du fabricant

### 1.1. Types de paramètres des diodes fournies par le fabricant

Les diodes Laser fournies par 3SP Technologies ont été livrées avec un ensemble de paramètres résumant les caractéristiques et performances de celles-ci, mesurées à différentes étapes de leur conception et / ou assemblage (dans le cas d'un module Laser, avec ou sans FBG). Les paramètres sont organisés comme suit :

	Paramètres puce	Paramètres module sans FBG	Paramètres module avec FBG
Diode CoS	Paramètres puce	/	/
Module fibré sans FBG	Paramètres puce	Paramètres après encapsulation	/
Module fibré avec FBG	Paramètres puce	Paramètres après encapsulation	Paramètres après photoinscription FBG

**Table 1** - Organisation des paramètres constructeurs fournis en fonction du type de diode Laser étudié

Ces paramètres sont de plusieurs types :

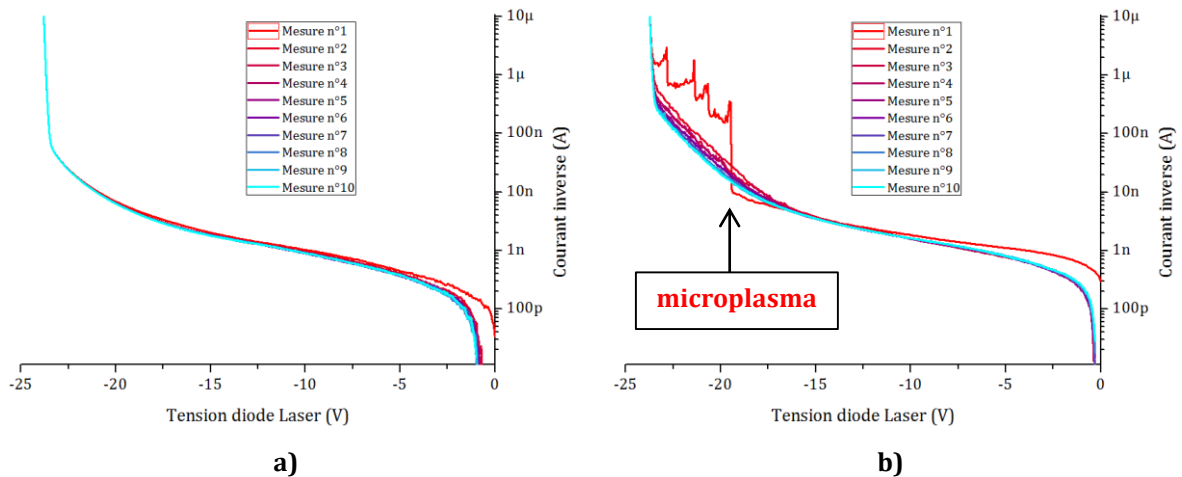
- Comme indiqué lors du chapitre précédent, le courant de seuil des diodes a été relevé par 3SP Technologies à différentes étapes de leur conception et de leur packaging : avant et après traitement de la réflectivité des facettes, après encapsulation pour les modules fibrés, et après photo-inscription du FBG dans la fibre pour les modules avec FBG.
- La longueur d'onde d'émission des diodes Laser en régime de photoluminescence, ainsi qu'en régime Laser, avec ou sans FBG, est également précisée.
- La puissance optique émise par les diodes est donnée en fonction de leur courant de pilotage et à différents stades de leur assemblage. Le taux de couplage dans la fibre est également donné pour les modules fibrés.

Le wafer et la zone du wafer, dont les puces étudiées ont été extraites, sont également détaillés. Le tableau complet résumant les caractéristiques de chaque composant, triées par wafer, est consultable en annexe. Nous allons à présent rechercher les corrélations reliant potentiellement certains de ces paramètres aux atypismes des caractéristiques E-O relevées lors du chapitre précédent.

## 1.2. Mise en évidence des relations paramètres - caractéristiques électro-optiques relevées

### 1.2.1. Corrélation des atypismes observés avec les caractéristiques du wafer

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que des atypismes de type micro-plasmas (brusque augmentation du courant inverse traversant la diode Laser pour une tension de polarisation donnée) sont observés lors de l'extraction des caractéristiques I-V inverse sur certaines des diodes et modules Laser étudiés, comme nous le rappelons sur la figure 1 ci-dessous :

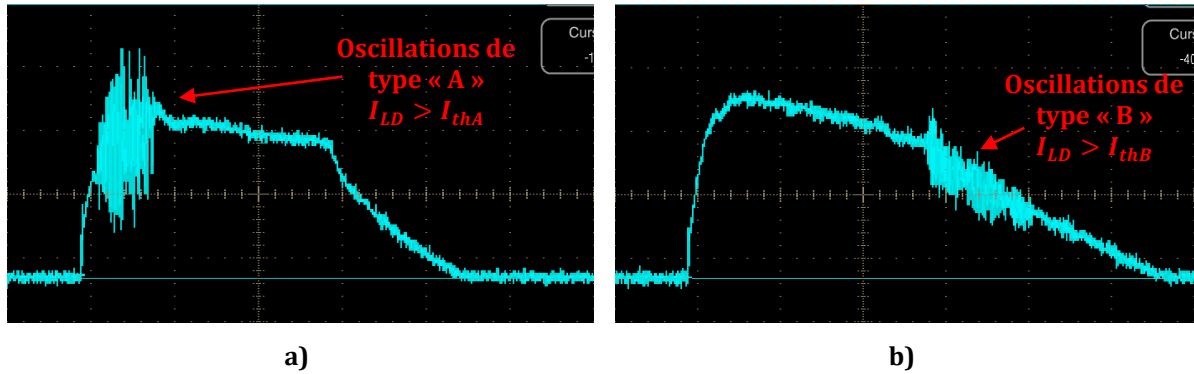


**Figure 1** - Caractéristique I-V inverse d'une diode **a)** typique et **b)** atypique (observation d'un phénomène de micro-plasma à partir de -19V)

Nous avons précisé que ces atypismes pouvaient avoir pour origine la présence de défauts au sein de la jonction Laser. Nous avons donc cherché à savoir s'il existait une corrélation entre les atypismes observés sur la caractéristique I-V inverse d'un composant et le wafer ou la zone du wafer dont le composant en question est extrait.

Nous avons également démontré, lors du chapitre précédent, que l'apparition d'oscillations parasites sur la réponse optique de nos diodes ainsi que la valeur de ce courant, dépend principalement de paramètres intrinsèques au semi-conducteur. Nous avons donc recherché un lien éventuel entre la valeur, relevée sur nos diodes, des courants au-delà desquels les oscillations de type « A » et « B » apparaissent, et la zone du wafer dont ces composants sont extraits. Les deux types d'oscillations observés sont rappelés sur la figure 2. La table 2 recense, en

fonction du wafer d'origine de la diode Laser testée, la valeur du courant de seuil de la puce non traitée, la valeur du facteur de réflectivité de ses facettes, le type d'atypisme relevé sur sa caractéristique I-V inverse, ainsi que la valeur des courants  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  au-delà desquels les oscillations de type « A » et « B » (voir figure 2) apparaissent sur sa réponse optique.



**Figure 2** – Rappel des deux types d'oscillations observées sur la réponse optique des diodes Laser testées : a) oscillations de type « A », apparaissant au-delà d'un courant  $I_{thA}$ , b) oscillations de type « B », apparaissant au-delà d'un courant  $I_{thB}$

Désignation	Wafer	Bar	$I_{th}$ plaque (facettes non traitées)	$R_{lth}$ (indicateur réflectivité facette)	Nature de l'atypisme détecté par I-V inverse	$I_{thA}$	$I_{thB}$
LDM #6	7CB42070	H5	42,95	1,30	Fort	7,4	6,2
LDM #2 FBG	7CB42070	H5	42,95	1,30	Fort	7,6	5,2
CoS #8	7CB42070	H5	43,39	1,29	Fort	8,32	6,16
CoS #7	7CB42070	H5	43,21	1,29	Fort	7,8	6,16
LDM #8	7CB42070	H3	43,58	1,30	Fort	5,92	6,24
LDM #4 FBG	7CB42070	H3	42,89	1,32	Diode typique	5,28	4,96
LDM #7	7CB40070	C4	45,90	1,25	Diode typique	2,8	5,76
LDM #3 FBG	7CB40070	C4	45,63	1,26	Diode typique	4,64	2,32
CoS #4	7CB40070	C4	45,82	1,27	Diode typique	3,68	5,88
CoS #5	7CB40070	C4	45,17	1,27	Diode typique	3,36	5,68
LDM #1 FBG	7CB40070	E1	45,69	1,27	1 micro-plasma observé	2,88	5,2
CoS #6	7CB40070	E1	45,50	1,27	Diode typique	3,2	5,64
LDM #4	7CB43060	G3	45,21	1,24	1 micro-plasma observé	3,6	6
LDM #9 FBG	7CB43060	G3	45,02	1,25	1 micro-plasma observé	4	4,8
CoS #9	7CB43060	G3	45,05	1,25	Diode typique	3,6	5,56
LDM #3	7CB46050	H5	42,38	1,29	1 micro-plasma observé	9,4	5,8
LDM #5 FBG	7CB46050	H5	42,40	1,29	1 micro-plasma observé	10,32	5,28
LDM #2	7CB46050	I1	42,14	1,29	Diode typique	9,3	5,92
LDM #8 FBG	7CB46050	I1	42,22	1,29	Diode typique	9,6	4,92
LDM #5	7CB46050	B2	42,98	1,32	Diode typique	7,8	6,4
CoS #1	7CB46050	B2	42,72	1,33	Fort	6,84	5,92
LDM #10 FBG	7CB46050	B2	42,86	1,32	Diode typique	8,4	5
CoS #2	7CB46050	H3	42,37	1,27	1 micro-plasma observé	7,68	6,12
LDM #10	7CC07150	G2	42,85	1,25	Diode typique	10,64	6
LDM #7 FBG	7CC07150	G2	42,78	1,25	1 micro-plasma observé	11	5,28
CoS #3	7CC07150	G2	42,88	1,25	1 micro-plasma observé	11	6,12
LDM #9	7CD28040	I3	42,54	1,20	Diode typique	11	4,8
LDM #6 FBG	7CD28040	I3	42,24	1,21	Diode typique	11	4,56
CoS #10	7CD28040	G1	41,96	1,26	Diode typique	10,52	5,52
CoS #11	7CD28040	H5	42,62	1,27	Diode typique	9,48	5,76
LDM #1	7CB40090	F1	43,79	1,31	Fort	7,3	6,4

**Table 2** - Recensement du type d'atypisme de la caractéristique I-V inverse, valeurs de  $I_{th}$  de la puce non traitée, du facteur de réflectivité des facettes, de  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  en fonction du wafer d'origine de la diode

Les numéros de wafer sont représentés tels qu'ils ont été fournis par 3SP Technologies à la livraison des composants testés. Cependant, nous ne disposons pas d'informations sur les

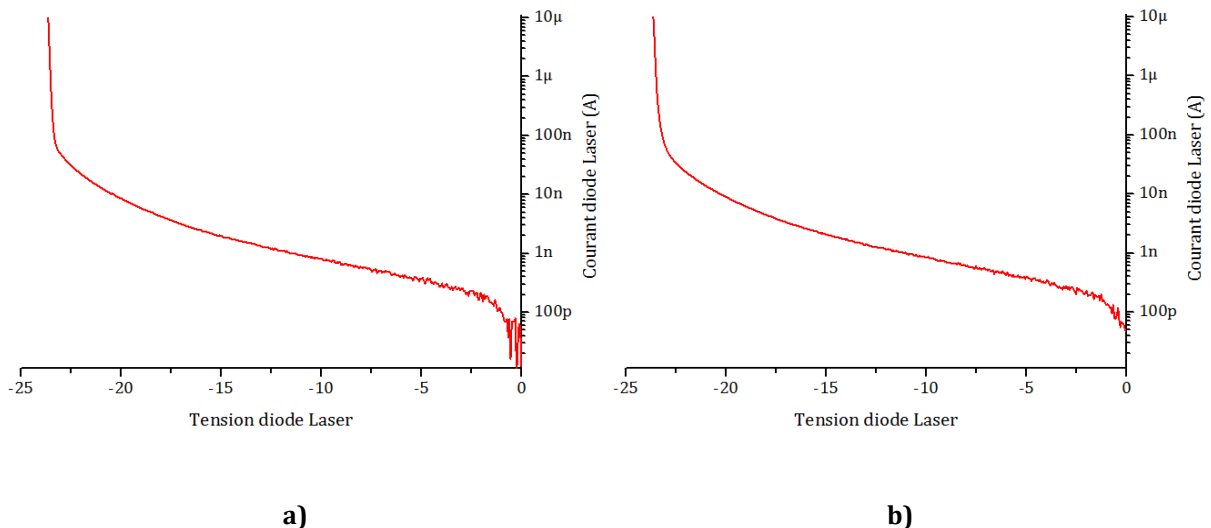
variantes technologiques existantes entre ces différents wafers, pour des raisons de confidentialité.

La couleur choisie pour la table 2 correspond aux points suivants :

- Pour les valeurs de  $I_{thA}$ , une échelle à trois couleurs représente la répartition de l'ensemble ces valeurs en fonction de leur écart à moyenne (jaune = valeur plus faible que la moyenne, orange = valeur proche de la moyenne, rouge = valeur supérieure à la moyenne),
- Pour les valeurs de  $I_{thB}$ , la même méthode est adoptée. Cependant, du fait de la dépendance observée entre la valeur moyenne de  $I_{thB}$  et le packaging de la diode détaillé au chapitre III, cette mise en forme a été effectuée sur chaque lot de diode séparément, puis les trois séries de valeurs ont été compilées dans une même colonne.

Nous constatons qu'il existe une corrélation entre le degré d'atypisme observé sur la caractéristique I-V inverse des diodes testées (caractéristiques typiques, caractéristiques ayant exhibé au moins un micro-plasma lors de leur extraction, et caractéristiques présentant de nombreux micro-plasmas) et le wafer / la zone du wafer sur lequel la puce correspondante a été prélevée :

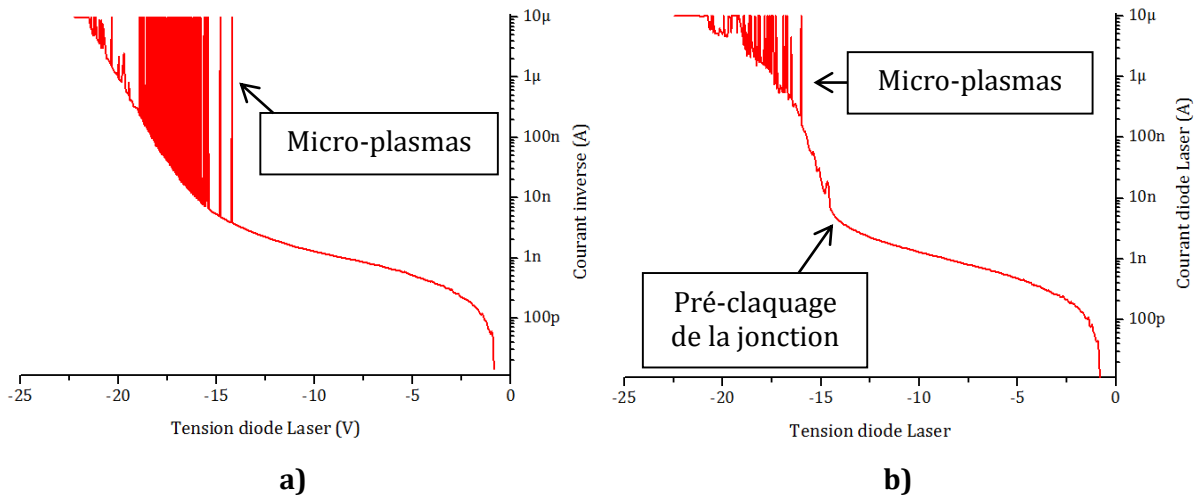
- Les wafers n°7CB40070 et n°7CD28040, par exemple, fournissent une majorité de diodes présentant une caractéristique I-V inverse, dépourvue d'atypismes de type micro-plasmas. La figure 3 ci-dessous montre les caractéristiques I-V inverses typiques extraites de deux diodes « Chip on Submount » (CoS), provenant du wafer n°7CB40070, CoS #4 et CoS #5 :



**Figure 3** – Caractéristiques I-V en régime inverse extraites des diodes **a)** CoS #4, et **b)** CoS #5

- Le wafer n°7CB42070 fournit quant à lui une majorité de diodes présentant une caractéristique I-V fortement atypique, sur lesquelles de nombreux micro-plasmas ont été mis en évidence. La figure 4 ci-dessous montre les caractéristiques I-V en régime inverse

atypiques extraites de deux modules Laser sans FBG provenant du même wafer n°7CB42070 : LDM #6 et LDM #8. Les types d'atypismes observés sont également détaillés :



**Figure 4** – Caractéristiques I-V en régime inverse extraites des modules sans FBG **a)** LDM #6, et **b)** LDM #8. La caractéristique extraite du premier module présente de nombreux phénomènes de micro-plasmas. La caractéristique du second module met en évidence un phénomène de pré-claquage de la jonction appelé « Low-breakdown »

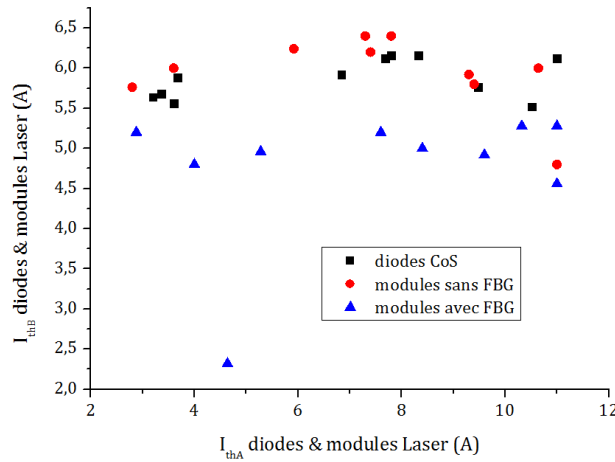
Il apparaît donc que les atypismes observés sur les caractéristiques I-V inverse de certaines diodes dépendent bien de son processus de fabrication, et de la présence de défauts centrés localisés au sein de la diode Laser. Toutefois, ces défauts ne sont pas nécessairement localisés dans la zone active de celle-ci, du fait de la taille de la zone de déplétion de ces diodes lors d'une polarisation inverse. Il reste donc difficile, comme expliqué lors du chapitre précédent, d'estimer la fragilité de tel ou tel composant uniquement à l'aide de cette caractéristique.

Une corrélation est également observée entre la valeur de  $I_{thA}$  ou  $I_{thB}$  d'une diode Laser et le wafer, ainsi que la zone du wafer sur lesquels cette diode a été prélevée, tel que nous pouvons l'observer sur la table 2 détaillée précédemment.

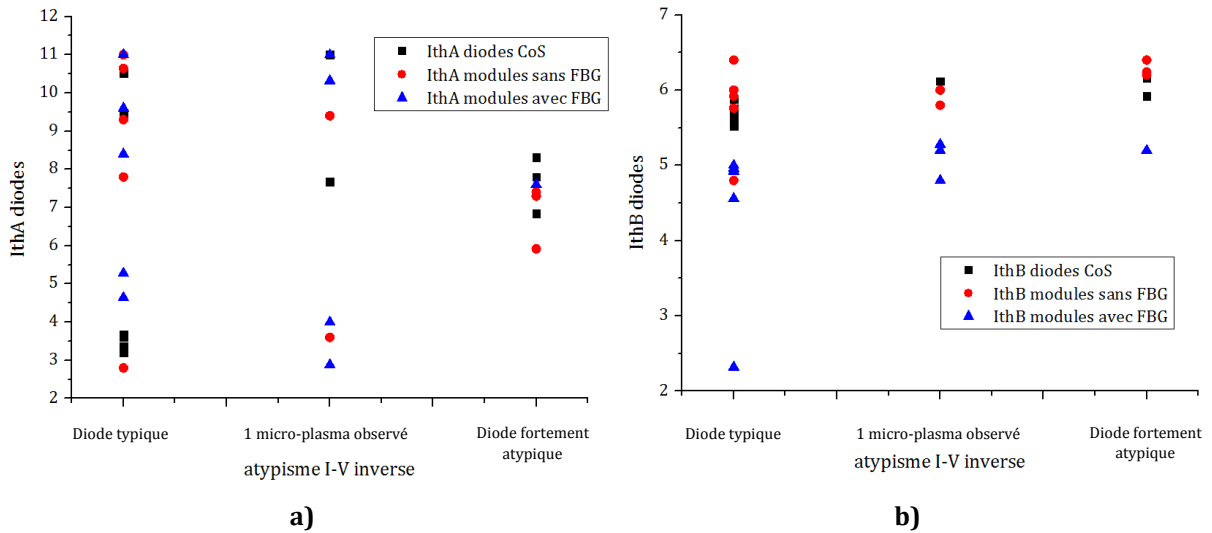
- les wafers n°7CC07150 et n°7CD28040 fournissent une majorité de diodes présentant un courant de seuil  $I_{thA}$  élevé ( $> 10A$ )
- les wafers n°7CB43060 et n°7CB40070 fournissent une majorité de diodes présentant un courant de seuil  $I_{thA}$  faible ( $< 5A$ )
- Les wafers n°7CB42070 et n°7CC07150 fournissent une majorité de diodes présentant un courant de seuil  $I_{thB}$  supérieure à la moyenne,
- Les wafers n°7CB43060 et n°7CD28040 fournissent une majorité de diodes présentant un courant de seuil  $I_{thB}$  inférieure à la moyenne.



En revanche, aucune corrélation significative n'a pu être mise en lumière entre les valeurs  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  d'une même diode Laser, tel que nous le montrons sur la figure 5. Il n'existe pas, non plus, de corrélation franche entre l'atypisme de la caractéristique I-V inverse d'une diode et ces mêmes valeurs  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$ , comme le montre la figure 6. Nous notons toutefois que l'ensemble des diodes testées ayant présenté une caractéristique I-V inverse fortement atypique possède un courant  $I_{thA}$  de valeur moyenne situé entre 6A et 8,5A (voir figure 6.a), ainsi qu'un courant  $I_{thB}$  de valeur moyenne légèrement plus élevée, située entre 5,2A et 6,5A (voir Figure 6.b).



**Figure 5** – Distributions des valeurs de  $I_{thB}$  de l'ensemble des diodes Laser étudiées en fonction de la valeur de  $I_{thA}$

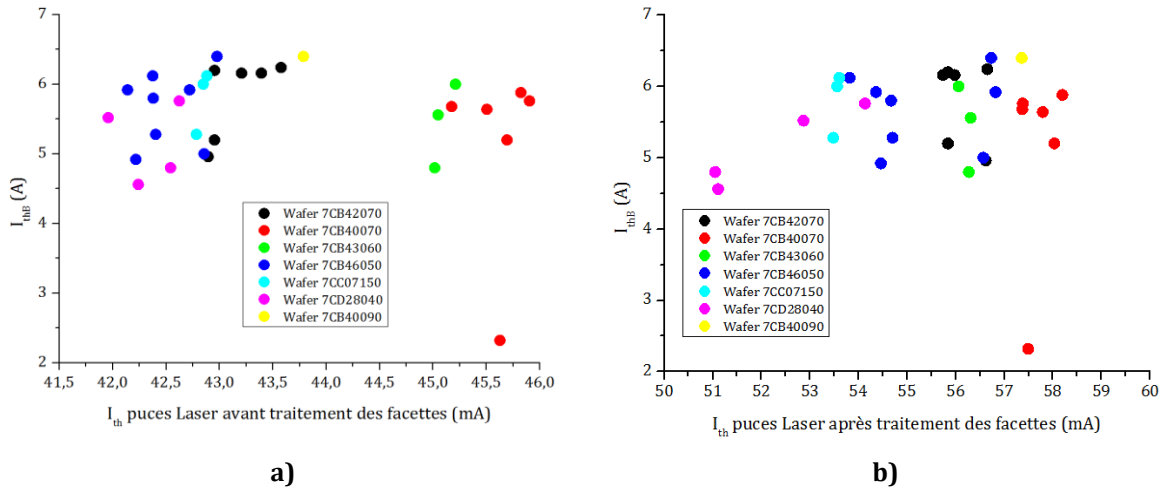


**Figure 6** - Distribution de **a)  $I_{thA}$**  et **b)  $I_{thB}$**  des diodes & modules Laser étudiés en fonction de leur degré d'atypisme en inverse

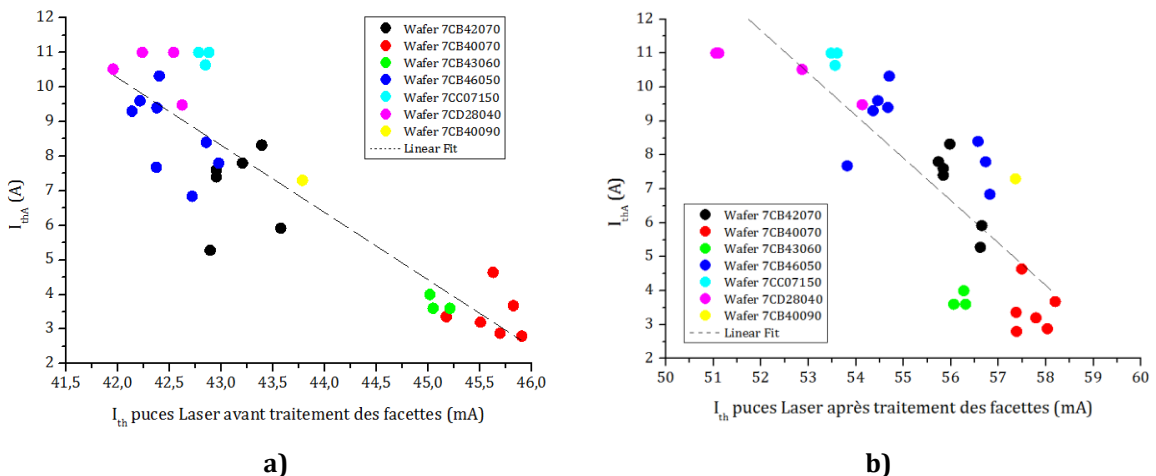
Nous avons démontré qu'il existait une corrélation entre les valeurs  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  de nos diodes et les wafer dont les puces Laser ont été extraites. Nous allons à présent analyser d'éventuels liens entre les valeurs de courant  $I_{thA}$ ,  $I_{thB}$  et d'autres paramètres électro-optiques fournis par le fabricant et/ou caractériser par nos bancs de mesure.

### 1.2.2. Corrélation entre les courants de seuil des oscillations et le courant de seuil des diodes Laser testées

Dans le chapitre précédent, nous avons constaté que la valeur de courant  $I_{thB}$  était en moyenne plus faible sur les modules Laser munis d'un FBG. L'hypothèse émise réside dans le fait que les oscillations de type « B » peuvent être favorisées par un retour optique important dans la diode Laser. Nous avons rappelé que le courant de seuil  $I_{th}$  d'une diode Laser dépendait également de ce retour optique comme expliqué dans le chapitre III. La question se pose alors d'une éventuelle corrélation entre le courant de seuil d'une diode ou d'un module Laser et les valeurs de  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  de ce même composant. Les figures 7 et 8 représentent respectivement les valeurs de  $I_{thB}$  (figure 7) et  $I_{thA}$  (figure 8) d'une diode Laser en fonction du courant de seuil mesuré par 3SP Technologies sur la puce Laser seule, avant et après traitement de ses facettes.



**Figure 7** - Valeur du courant  $I_{thB}$  des diodes & modules Laser étudiés en fonction du courant de seuil des puces **a)** avant et **b)** après traitement des facettes



**Figure 8** - Valeur du courant  $I_{thA}$  des diodes & modules Laser étudiés en fonction du courant de seuil des puces **a)** avant et **b)** après traitement des facettes

Nous constatons que :

- Tous les composants issus d'un même wafer possèdent, avant traitement des facettes, une distribution du courant de seuil  $I_{th}$  très resserrée autour de la moyenne (écart maximal observé de 1mA). La moyenne et l'écart-type de ces valeurs de courant de seuil  $I_{th}$  sont détaillés dans la table 3 ci-dessous :

Wafer	7CB42070	7CB40070	7CB43060	7CB46050	7CC07150	7CD28040	7CB40090
Moyenne $I_{th}$ (mA)	43,16	45,62	45,09	42,51	42,84	42,34	43,79
Ecart type $I_{th}$	0,25	0,24	0,08	0,29	0,04	0,26	0

**Table 3** – Moyenne et écart-type des valeurs de courant de seuil des puces Laser, avant traitement de leurs facettes, en fonction du numéro de wafer dont les puces sont extraites

- Une relation linéaire décroissante lisse les variations du courant de seuil  $I_{th}$  des puces Laser, avant et après traitement de leurs facettes, en fonction des valeurs du courant  $I_{thA}$  de ces diodes.
- Aucune relation ne semble relier le courant de seuil  $I_{th}$  des puces Laser, avant et après traitement de leur facettes, avec la valeur de  $I_{thB}$  (voir Fig. 4.a et 4.b).

Afin de valider l'ensemble de ces hypothèses, il conviendrait de valider ces comportements sur une plus grande population de composants. Dans le cas où cette relation serait vérifiée, il serait alors possible, uniquement par la mesure, simple et rapide, du courant de seuil  $I_{th}$  d'un ensemble de puces Laser, de définir la probabilité que des oscillations de type « A » apparaissent sur leur réponse optique à un courant donné et donc d'écarter les composants présentant une probabilité de courant  $I_{thA}$  trop faible, dans le cas où un lien entre un courant  $I_{thA}$  de faible valeur et une probabilité de défaillance précoce des composants concernés serait avéré. Il deviendrait alors possible d'utiliser les composants restants à un courant impulsionnel plus élevé, sans déformation de l'impulsion optique, tout en présentant un risque réduit de défaillance prématurée, sous réserve que :

- Les oscillations de type « B » n'apparaissent pas sur la réponse optique des diodes, pour la durée d'impulsion et le courant de pilotage choisi,
- La fiabilité sur le long terme ou la probabilité de défaillance prématurée des composants testés dépende effectivement de la valeur de  $I_{thA}$ .

Il importe donc de faire intervenir la valeur de ce courant  $I_{thA}$  dans les prochains tests de vieillissement qui vont être réalisés. La suite de ce chapitre va donc s'attacher à définir ces vieillissements (banc de test, protocole, type de diodes vieilles) et des paramètres à monitorer au cours de ces vieillissements.

## 2. Protocole utilisé et résultats des vieillissements

### 2.1. Rappel des objectifs

Le but des vieillissements à réaliser est de déterminer une limite de fonctionnement des diodes étudiées en régime impulsionnel nanoseconde. Pour ce faire, et au regard des points abordés lors de ce chapitre et du chapitre précédent, nous allons réaliser une série de vieillissements à contraintes échelonnées (courant crête, durée de vieillissement). Lors de ces vieillissements, la valeur des courants  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  seront monitorées. En effet, nous cherchons à déterminer, non seulement si ces valeurs peuvent être considérées comme des indicateurs précoces de défaillance des composants vieillis, mais également si ces valeurs évoluent pour certaines contraintes de vieillissement, ce qui montrerait la criticité des conditions de pilotage choisies.

### 2.2. Description du banc de vieillissement dédié

Au cours du chapitre II, nous avons présenté la réalisation d'un circuit de pilotage en technologie GaN de diode Laser impulsionnel permettant de piloter une grande variété de diodes Laser avec de forts courants impulsionnels (7,5A max), des durées d'impulsions pouvant descendre à 2ns, ainsi qu'un rapport cyclique d'environ 1%. Toutefois, la fiabilité de ce circuit de pilotage n'ayant pas encore été formellement éprouvée et garantie, en dehors des tests d'endurance présentés en fin de chapitre II, son utilisation dans le cadre de notre campagne de vieillissement n'a pas été retenue. Aussi, les circuits de pilotage utilisés sont ceux correspondant à l'ancienne génération, développés à ALPhANOV, mais dont la robustesse a déjà été éprouvée. Il s'agit des circuits de pilotage de module « butterfly » PDM CCS-HP, présentés lors du chapitre I.

Le banc de vieillissement réalisé ne permet donc pas d'accueillir des diodes Laser de type CoS sans une adaptation complexe de la connectique de la diode, et rajout d'un système de régulation de température à module Peltier. Ainsi, nous avons choisi de ne vieillir que des modules fibrés, en présence ou non d'un FBG. Le banc de vieillissement, mis en place spécifiquement dans le cadre de cette étude, est donc constitué des principaux éléments décrits en figure 9. Trois circuits de pilotage de diodes Laser ALPhANOV PDM-CCS-HP, dont les caractéristiques ont été décrites lors du premier chapitre, sont utilisés pour piloter trois modules fibrés avec un courant impulsionnel compris entre 0 et 9,5A. Chacun de ces circuits de pilotage possède un système de génération d'horloge et d'impulsion embarqué. L'un des circuits génère l'horloge maître, définissant le taux de répétition des impulsions générées. Les deux autres circuits sont synchronisés avec cette horloge. Tous les paramètres de pilotage des diodes Laser (température de jonction, durée d'impulsion, taux de répétition et courant crête) sont définis à l'aide logiciel dédié sur PC développé en environnement de langage objet C++, contrôlant les cartes électroniques

via un port série (protocole UART) chaînant les différentes cartes entre elles. La fibre de sortie de chaque module Laser est connectée à trois photodiodes identiques, polarisées en inverse sous une tension de 5V, permettant la mesure de la puissance optique émise par les diodes Laser en vieillissement. Les photodiodes sont reliées à un oscilloscope numérique Picoscope 6402C, piloté par un logiciel dédié et intégré au logiciel global d'interface. Les mesures de puissance crête affichée par le logiciel sont récupérées toutes les dix secondes, puis écrites dans un fichier de type « .csv » interprétable par un tableur classique par la suite. La date et l'heure de la mesure sont également récupérées, afin de suivre précisément d'éventuelles variations de puissance optique au cours de la durée du vieillissement.

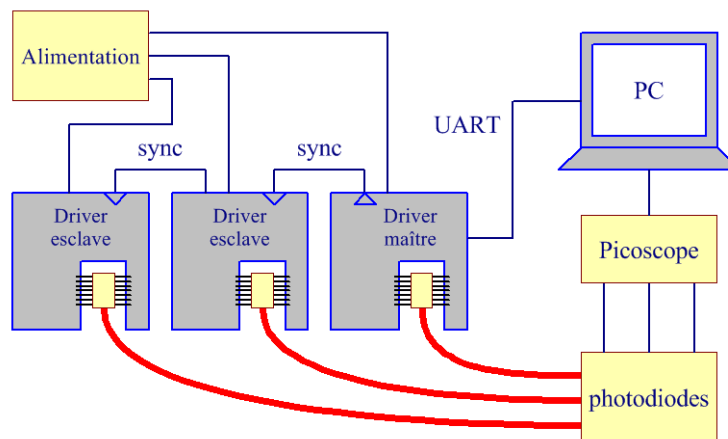


Figure 9 - Schéma bloc du banc de vieillissement réalisé



Figure 10 – Vue du banc de vieillissement réalisé

### 2.3. Campagne de vieillissements accélérés sous contraintes échelonnées

Nous allons maintenant présenter les résultats obtenus à l'aide de ce banc de vieillissement, sur différents modules Laser.

### 2.3.1. Modules sans FBG : influence de la valeur du courant $I_{thA}$

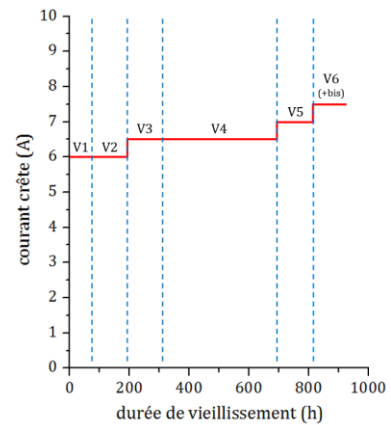
Dans un premier temps, trois modules Laser sans FBG ont été vieillissés, afin de s'affranchir de l'influence éventuelle du réseau de stabilisation photo-inscrit dans la fibre sur les résultats obtenus. Les modules à vieillir sont choisis de sorte à évaluer la contribution des oscillations de type « A » sur la durée de vie de ces diodes. Ainsi, les modules sélectionnés présentent des valeurs de  $I_{thA}$  différentes :

- LDM #9:  $I_{thA} = 11A$  et  $I_{thB} = 4,80A$
- LDM #4:  $I_{thA} = 3,6A$  et  $I_{thB} = 6A$
- LDM #1:  $I_{thA} = 7,30A$  et  $I_{thB} = 6,40A$

#### 2.3.1.1. Modules LDM #9, LDM #4, LDM #1 : Paramétrage des vieillissements retenus

Lors de précédents tests de vieillissement, réalisés dans le cadre du projet VERTICAL à l'origine de ce sujet de thèse (voir introduction générale), des dégradations soudaines de composants identiques ont été observées pour un courant crête de 5,5A, au bout d'environ 1500h de vieillissement. La méconnaissance de l'existence d'un effet de seuil sur ce courant crête de vieillissement, c'est-à-dire une valeur de courant au-delà de laquelle la fiabilité des diodes est fortement réduite, une méthodologie de contraintes échelonnées a été privilégiée. Une telle méthodologie ne permet pas une extraction de durée de vie en conditions opérationnelles mais permet de valider la robustesse de la technologie et surtout d'extraire la limite des marges opérationnelles. Ainsi, des étapes de vieillissement relativement courtes ont donc effectuées et cette première série sera démarrée avec un courant crête de 6A. De plus, l'étape n°6 sera scindée en deux sous-étapes, afin d'évaluer la criticité du pilotage des diodes Laser à 7,5A sans risquer de dégrader les trois diodes simultanément. Les différentes étapes de ce premier vieillissement sont résumées en figure 11.

N° step	Modules	Largeur pulse	Fréq.	T°C	Courant	Durée
1	#1 - #4 - #9	100ns	200kHz	25°C	6A	72h
2	#1 - #4 - #9	"	"	"	6A	120h
3	#1 - #4 - #9	"	"	"	6,5A	120h
4	#1 - #4 - #9	"	"	"	6,5A	380h
5	#1 - #4 - #9	"	"	"	7A	120h
6	#9	"	"	"	7,5A	120h
6 bis	#1 - #4	"	"	"	7,5A	120h



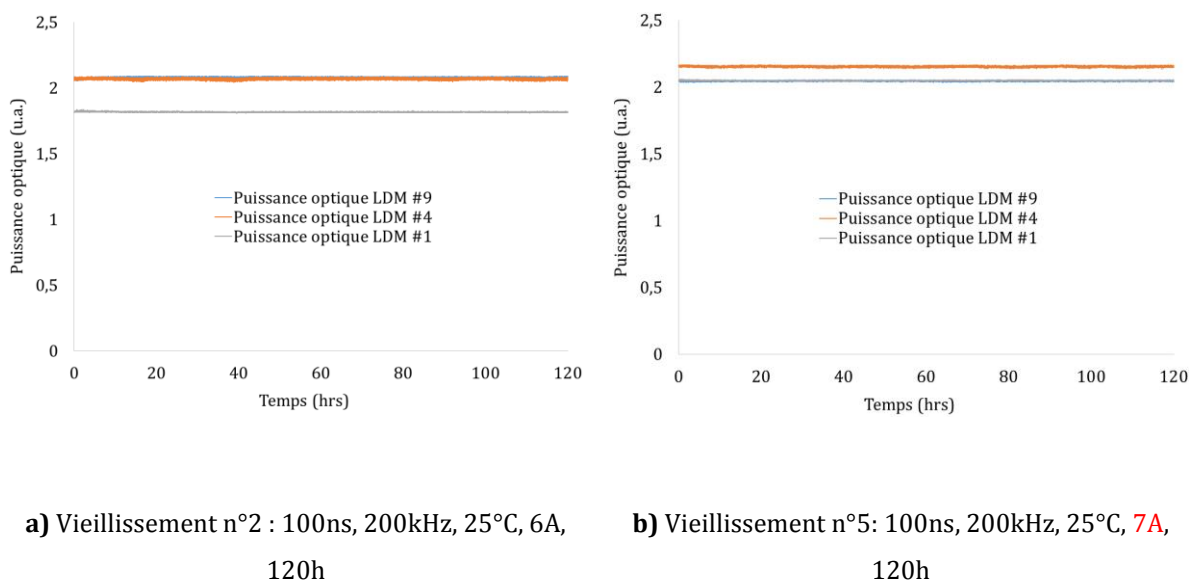
a)

b)

**Figure 11 - a)** Tableau récapitulatif des conditions de vieillissements, **b)** Représentation graphique de l'échelonnement de la contrainte en courant et en durée de vieillissement

### 2.3.1.2. Analyse des résultats

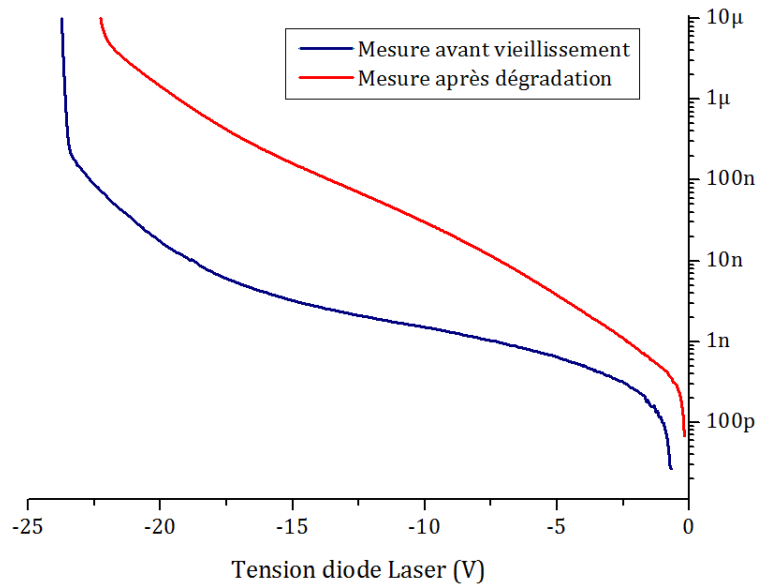
Lors de ces six premières étapes du vieillissement, aucune variation significative de la puissance optique crête émise par les diodes n'a été constatée, comme en attestent les graphes de la figure 12. Une variation de la puissance optique émise par ces diodes est certes observable d'une étape de vieillissement à l'autre, mais cet écart peut s'expliquer par le manque de reproductibilité du banc de mesure de puissance optique (photodiode + férule APC) déjà constaté lors du chapitre précédent (voir Chapitre III, §2.1) et par le fait que les diodes soient transférées du banc de vieillissement au banc de caractérisation entre chaque étape de vieillissement.



**Figure 12** - Suivi de la puissance optique émise par les modules vieilliss lors des étapes de vieillissement **a)** n°2 et **b)** n°5

Toutefois, à la suite du vieillissement n°6 bis, le module LDM #4 a été irrémédiablement dégradé : celui-ci n'émet plus aucune puissance optique. La caractéristique I-V inverse de ce module a été extraite, dans le but de déterminer si la chute de puissance optique observée provient d'une dégradation de la puce Laser, ou bien d'un élément optique du module (fibre, lentille de collimation). Dans le cas où la dégradation serait purement optique, aucune modification notable de cette caractéristique I-V inverse ne sera observée.

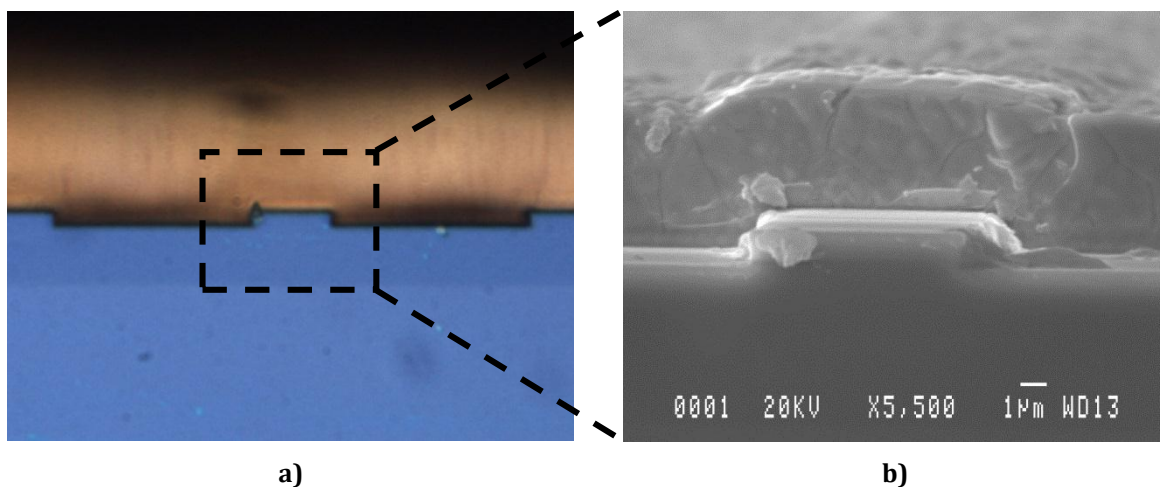
La caractéristique ainsi extraite est détaillée sur la figure 13 ci-dessous :



**Figure 13** - Comparaison de la caractéristique I-V mesurée en régime inverse du module LDM #4, avant et après vieillissement

Nous observons que la puce Laser a bien subi une dégradation se manifestant par une augmentation brutale du courant inverse traversant la diode pour une tension de polarisation donnée, ou encore une diminution notable de la valeur absolue de la tension de claquage de la diode, réduite de 27V à 23V (réduction de 15%).

Afin de mettre en avant une éventuelle dégradation de la face avant du module LDM #4, ce dernier a été ouvert avec une procédure spécifique permettant de ne pas endommager la puce reportée sur son embase, afin d'en extraire la puce sur embase. La face avant de la puce a ensuite été inspectée par microscopie optique, ainsi que par microscopie électronique à balayage (MEB). Le résultat de l'inspection est présenté sur la figure 14.



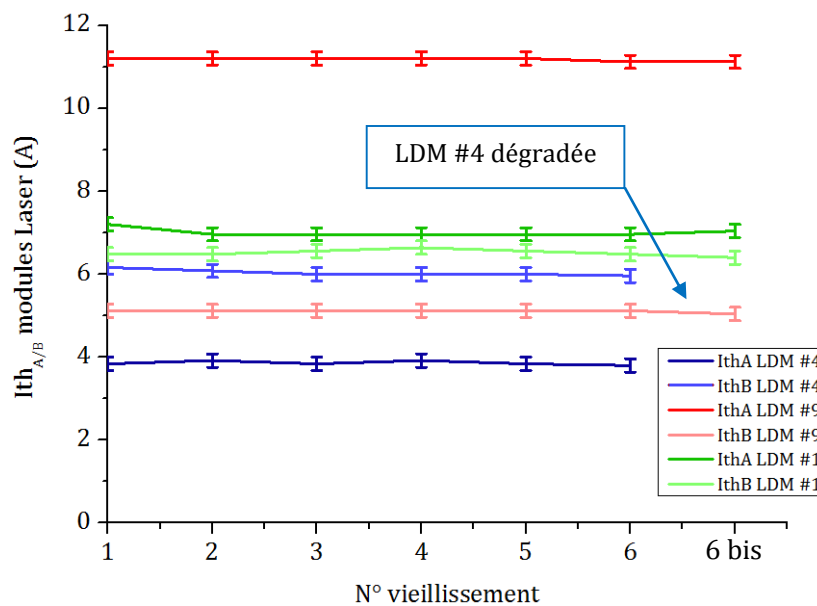
**Figure 14** - Analyse de l'état de la facette avant de la diode Laser par **a)** microscopie optique, **b)** microscopie électronique à balayage



Nous ne constatons aucun signe évident de dégradation de la diode inspectée : aucune déformation de la face avant de la diode n'est visible. Toutefois, les techniques de microscopie employées sont utilisées afin de mettre en évidence d'éventuelles dégradations apparaissant au niveau de la facette avant des diodes Laser, mais sont inutiles dans le cas d'une dégradation interne au composant. L'extraction de la caractéristique I-V inverse du composant après vieillissement nous confirme qu'une dégradation de la puce Laser a bien eu lieu. L'hypothèse que nous avançons est donc que la dégradation est survenue au sein du composant,

Les modules #9 et #1, quant à eux, n'ont subi aucune baisse notable de leur puissance optique lors de cette série de vieillissements. Nous remarquons que le module dégradé (LDM #4) est le module présentant initialement la valeur  $I_{thA}$  la plus faible du lot de modules vieillis ( $I_{thA} = 3,6A$ ).

Les valeurs de  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  des modules vieillis ont été relevées tout au cours des premières séries de vieillissement (de l'étape n°1 à l'étape n°6 bis). Le résultat de ce relevé est présenté sur la figure 15. Du fait de la résolution de l'oscilloscope utilisé, la précision des mesures est de  $\pm 160mA$  (résolution de 80mV, 2A/V) :

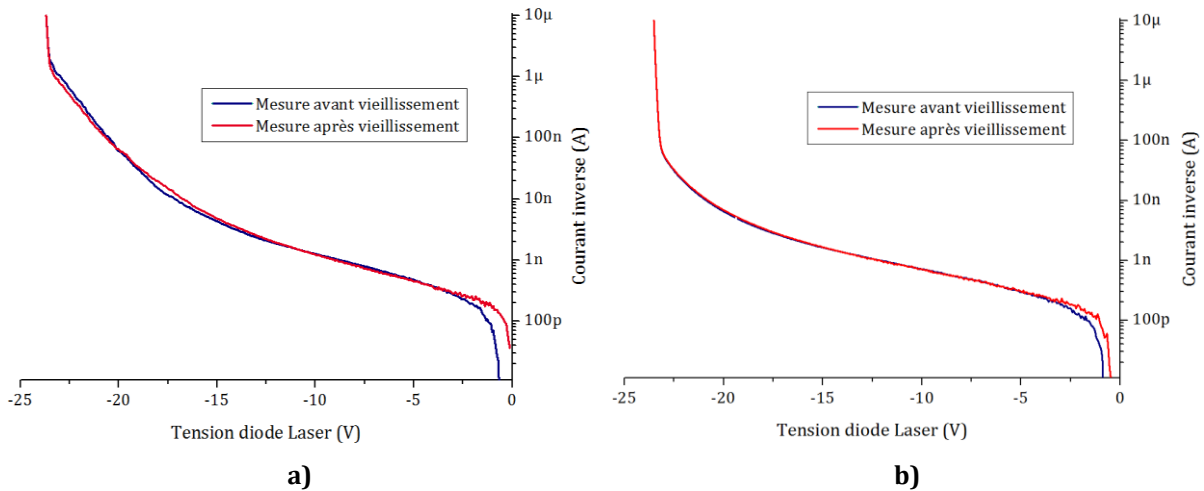


**Figure 15** - Variations de  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  au cours des premières étapes du vieillissement

Comme nous pouvons le voir sur le graphique ci-dessus, aucune évolution significative de la valeur de  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  n'est observée au cours des vieillissements, y compris pour le module Laser LDM #4 préalablement à sa dégradation. Les quelques fluctuations observables de ces valeurs sont négligeables devant l'incertitude apportée par le manque de résolution de l'oscilloscope.

L'extraction de la caractéristique I-V inverse des modules LDM #1 et LDM #9 a également été réalisée à la suite de l'étape de vieillissement n°6 et 6 bis. Les caractéristiques ainsi obtenues

ont été comparées à celles extraites des mêmes modules avant vieillissement, afin d'évaluer la criticité des conditions de vieillissement choisies sur ces modules non dégradés. Le résultat est présenté sur la figure 16 ci-dessous :



**Figure 16** - Caractéristique I-V mesurée en régime inverse, avant et après vieillissement, des modules Laser **a)** LDM #1 et **b)** LDM #9

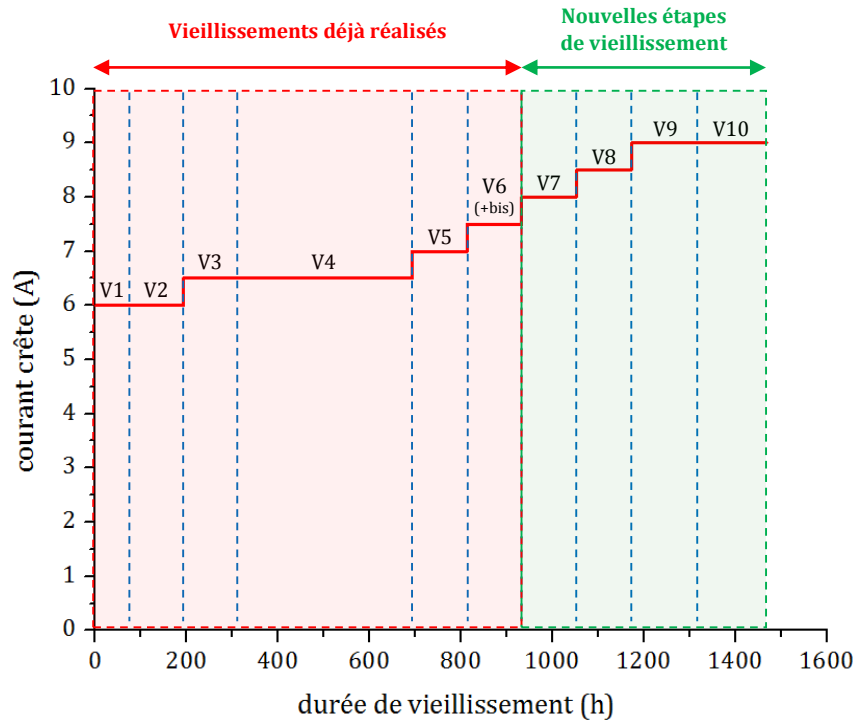
Nous constatons que les séries de vieillissement subies par les modules LDM #1 et LDM #9 n'ont pas eu d'influence notable sur les caractéristiques I-V inverse extraites : un léger écart est certes observé entre les caractéristiques I-V inverse pré et post vieillissement du module LDM #1, mais l'écart constaté n'est pas supérieur à celui observé lors sur 10 mesures successives sur un module présentant un fort atypisme en inverse (voir figure 1.b), ce qui est le cas de ce module (voir §1.2.1).

N'ayant pas non plus constaté de variations significatives des valeurs de  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  des modules vieillis, même avant dégradation du module LDM #4, ces valeurs ne seront pas extraites dans les tests de vieillissements suivants. Le vieillissement des modules LDM #1 et LDM #9 a ensuite été poursuivi (étapes de vieillissements n°7, 8, 9 & 10). Lors de la dernière étape de vieillissement (étape n°10), la consigne de régulation en température de la diode a été augmentée jusqu'à 50°C, ce qui a pour effet de diminuer le courant  $I_{thA}$  des deux modules vieillis (les performances des diodes Laser vieillis sont garanties jusqu'à 2A pour cette température de jonction) :

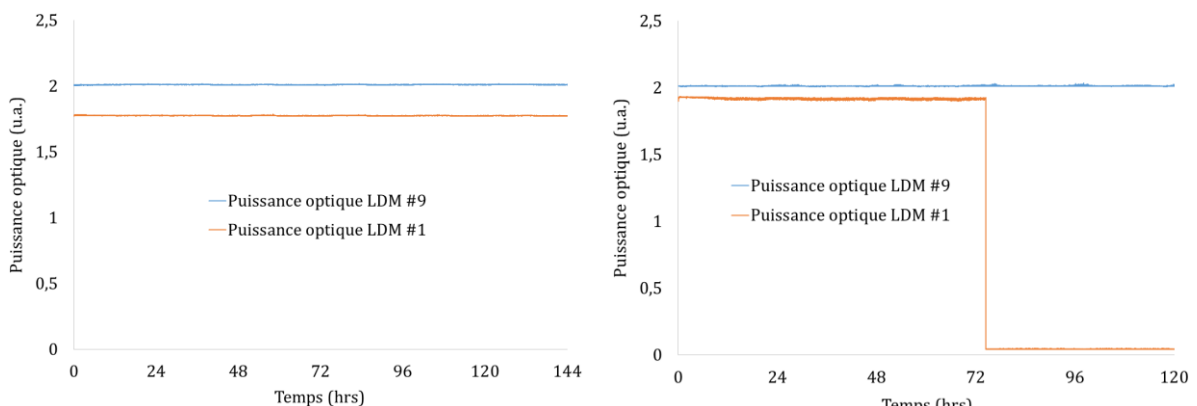
- LDM #1 :  $I_{thA} = 4,8A @ 50^{\circ}C$
- LDM #9 :  $I_{thA} = 8,4A @ 50^{\circ}C$

N° step	Modules	Largeur pulse	Fréquence	T°C	Courant	Durée
7	#1 - #9	100ns	200kHz	25°C	8A	120h
8	#1 - #9	"	"	"	8,5A	120h
9	#1 - #9	"	"	"	9A	148h
10	#1 - #9	"	"	50°C	9A	148h

**Table 4** - Tableau récapitulatif des quatre nouvelles séries de vieillissements réalisés



**Figure 17** - Représentation graphique de l'échelonnement en contraintes des nouvelles séries de vieillissements



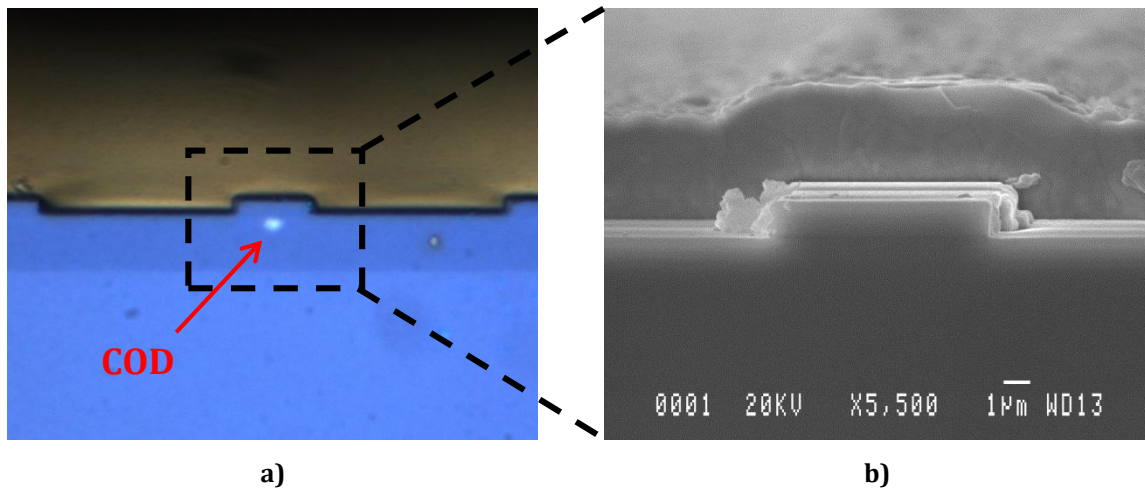
**a)** Vieillissement n°9 : 100ns, 200kHz, 25°C, 9A, 144h

**b)** Vieillissement n°10: 100ns, 200kHz, 50°C, 9A, 144h

**Figure 18** - Suivi de la puissance optique des étapes de vieillissement **a)** n°9 et **b)** n°10. Observation de la dégradation du module LDM #1 lors de la série de vieillissement n°10

Nous observons que le module Laser LDM #1 a été irrémédiablement dégradé lors du vieillissement n°10, après environ 75h de vieillissement à un courant crête de 9A (et une température de diodes de 50°C). Il est à noter que ce module est celui présentant initialement la deuxième valeur  $I_{thA}$  la plus faible du lot de modules vieillis ( $I_{thA} = 7,3A$ ).

Le boîtier du module a été ouvert afin d'en extraire la puce sur embase. La face avant de la puce a ensuite été inspectée par microscopie optique, ainsi que par microscopie MEB. Le résultat de l'inspection est présenté sur la figure 19.



**Figure 19** Analyse de l'état de la facette avant de la diode Laser par **a)** microscopie optique, **b)** microscopie électronique à balayage

Nous constatons l'apparition d'une dégradation de type COD au niveau de la face avant de la diode Laser, tel qu'observé sur la figure 19.a. Toutefois, cette dégradation n'est pas observable sur l'image de la face avant de la diode Laser obtenue par microscopie MEB. Nous avançons donc l'hypothèse que cette dégradation s'est produite non loin de la facette avant de la diode Laser, mais suffisamment profondément pour que celle-ci ne soit pas déformée.

Lors de ces premières séries de vieillissements, impliquant les modules LDM #1, LDM #4, LDM #9, nous avons donc constaté que :

- Ces modules ont supporté, pendant plusieurs centaines d'heures, des conditions de fonctionnement sévères en régime impulsif : jusqu'à un courant de 7A, 3,5 fois supérieur au courant maximal recommandé par le fabricant 3SP Technologies ( $I_{max} = 2A$ ), et trois fois supérieur au courant maximal auquel ces mêmes diodes ont été vieillis lors d'une campagne de vieillissement réalisée à 2,35A par M. Bettiati *et al.* en 2010 [1].
- Les deux modules ayant subi une dégradation sont les modules possédant les valeurs de courant  $I_{thA}$  les plus faibles (respectivement 3,6A pour LDM #4 et 7,3A pour LDM #1).

Le résultat précédent est conforme avec l'hypothèse, formulée précédemment, d'un lien éventuel entre une faible valeur de  $I_{thA}$  et une probabilité de défaillance prématurée du module concerné. Toutefois, ce résultat ne suffit pas à vérifier cette hypothèse. De nouveaux composants doivent donc être vieillis afin de confirmer ce résultat.

Trois nouveaux modules Laser sans FBG ont été considérés pour cette nouvelle série de vieillissements sous la forme de contraintes échelonnées. Ces modules sont également choisis de façon à évaluer la contribution des oscillations de type « A » sur la durée de vie de ces diodes. Ainsi, les modules sélectionnés sont :

- LDM #7:  $I_{thA} = 2,8A$  et  $I_{thB} = 5,76A$
- LDM #6:  $I_{thA} = 7,4A$  et  $I_{thB} = 6,2A$
- LDM #2:  $I_{thA} = 9,30A$  et  $I_{thB} = 5,92A$

### 2.3.1.3. Modules LDM #7, LDM #6, LDM #2 : Paramétrage des vieillissements retenus

Nous avons constaté, lors des précédentes séries de vieillissement, que le module Laser LDM #9 ( $I_{thA} = 11A @ 25^{\circ}C$ ,  $= 8,4A @ 50^{\circ}C$ ) avait démontré une très bonne stabilité malgré l'application de conditions de vieillissement sévères (9A crête, pendant 148h, avec une consigne de régulation en température de la diode de  $50^{\circ}C$ ). Les nouveaux modules Laser choisis ont donc été vieillis dans des conditions plus sévères que celles choisies lors des précédents tests de vieillissement.

De même que précédemment, le vieillissement des trois modules LDM #2, #6 et #7 a été divisé en plusieurs étapes. Celles-ci sont détaillées dans le tableau 5 ci-dessous :

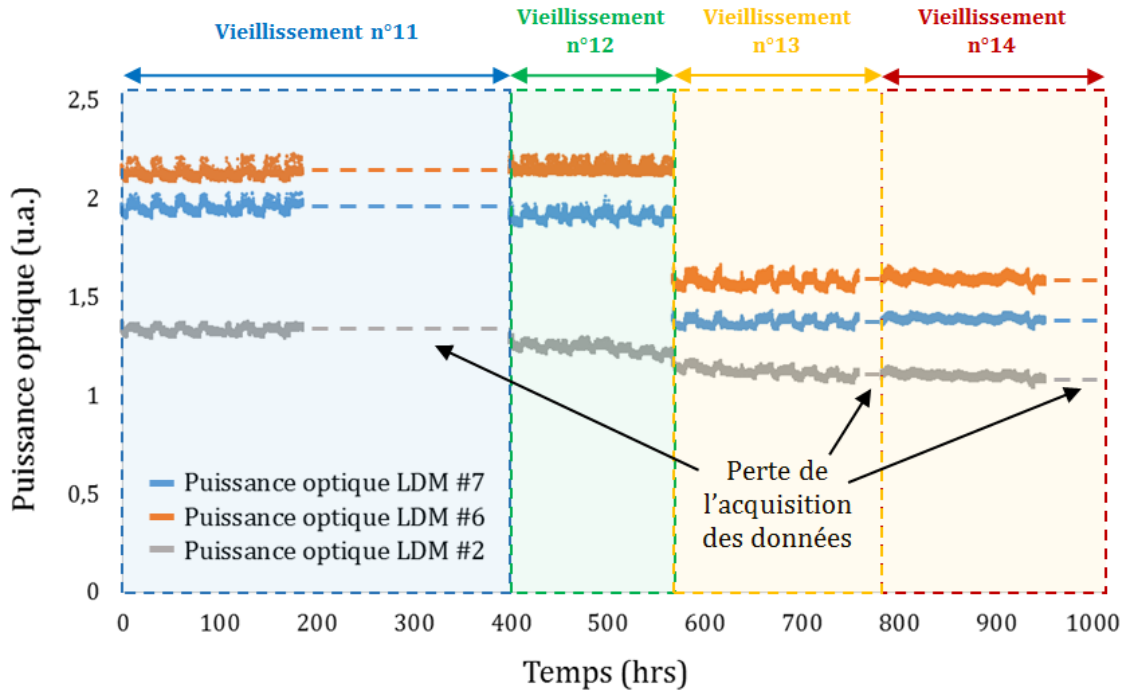
Etape	Modules	Largeur pulse	Fréquence	T°C	Courant	Durée
11	#2 - #6 - #7	100ns	200kHz	25°C	8A	400h
12	#2 - #6 - #7	"	"	"	8,5A	168h
13	#2 - #6 - #7	"	"	50°C	9,5	215h
14	#2 - #6 - #7	"	"	"	"	225h

**Table 5** - Tableau récapitulatif des quatre nouvelles séries de vieillissement à réaliser sur les nouveaux modules à vieillir

### 2.3.1.4. Résultats

Lors de la première série de vieillissement réalisée, le transfert des modules Lasers vieillis de leur banc de vieillissement à leur banc de caractérisation provoquait une discontinuité de la mesure de puissance optique d'une étape de vieillissement à l'autre, du fait du manque de

reproductibilité cette mesure. Les quatre nouvelles séries de vieillissements décrites ont été réalisés sans que les modules ne soient déplacés. Ainsi, il est possible de tracer l'évolution de la puissance optique émise par ces modules lors des différentes étapes de leur vieillissement sur un même graphique ininterrompu, tel que présenté en figure 20 :

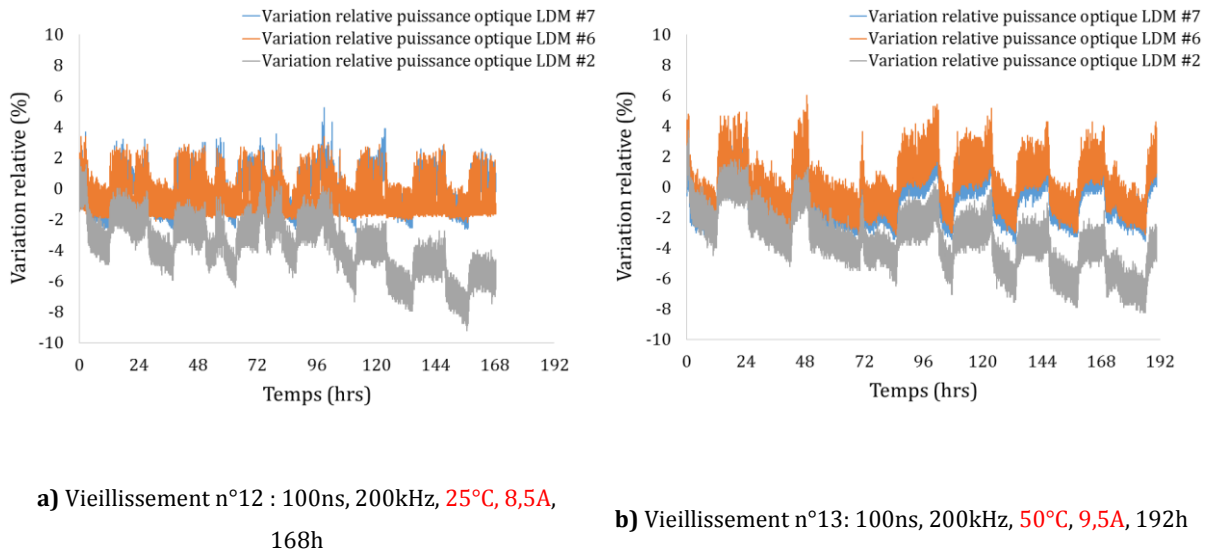


**Figure 20** - Suivi de la puissance optique émise par les modules vieillissants lors des étapes de vieillissement n°11, 12, 13 et 14

Plusieurs remarques découlent de cette figure :

- Des instabilités du logiciel pilotant le Picoscope 6402C ont provoqué la perte des données de puissance optique pendant différentes étapes de vieillissement. Pour l'heure, la raison de ces instabilités n'est toujours pas parfaitement identifiée. Les diodes Laser ont toutefois continué leur vieillissement dans les conditions prévues, le logiciel pilotant les circuits n'ayant pas été impacté par ces dernières.
- Une ondulation périodique est constatée sur la mesure de la puissance optique émise par les trois modules vieillissants (les ondulations observées sont en phase d'un module à l'autre). Nous constatons que la période de ces oscillations est de 24h. De faibles écarts de température entre la journée et la nuit pourraient expliquer ces variations (bien que l'environnement de la salle où se trouve le banc soit régulé à une température de 21°C).
- Une forte diminution de la mesure de la puissance optique émise par les modules Laser LDM #6 et LDM #7 est constatée entre les séries de vieillissement n°12 et n°13. Cette diminution est due à l'augmentation de la température de jonction de la diode entre ces deux étapes de vieillissement, de 25°C à 50°C.

- Une légère diminution de la mesure de la puissance optique émise par le module Laser LDM #2 est constatée lors des trois dernières séries de vieillissements. La variation relative de la puissance optique émise par ces modules lors des séries de vieillissements n°12 et n°13 est détaillée en figure 21 ci-dessous :



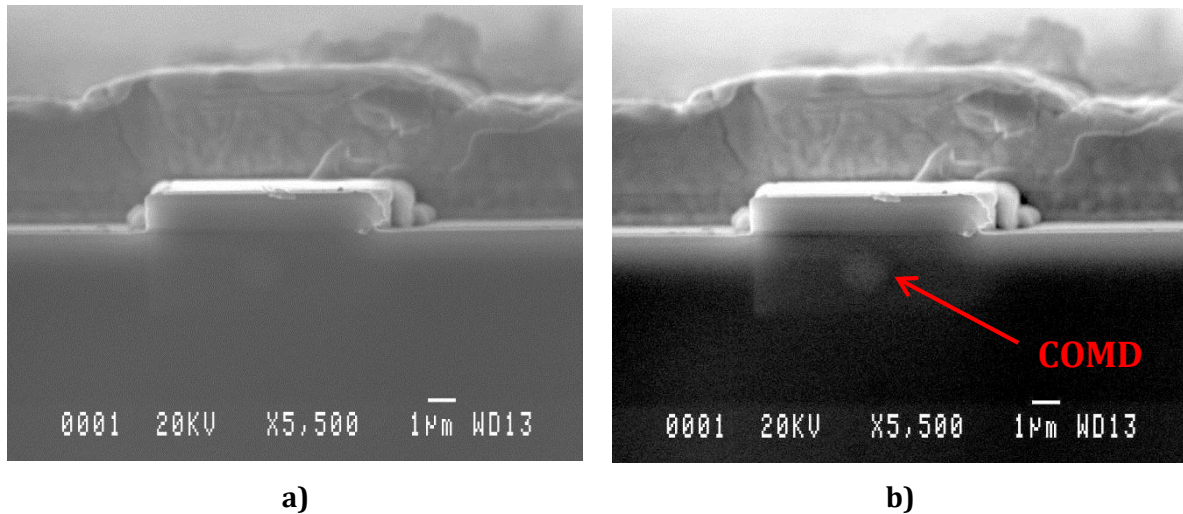
**Figure 21** - Variations relatives de la puissance optique émise par les trois modules vieillissants lors des étapes de vieillissement **a)** n°12 et **b)** n°13. Mise en évidence de la dérive franche de la puissance optique mesurée en sortie du module LDM #2

Nous constatons, lors de ces séries de vieillissements, une diminution relative de la puissance optique émise par le module LDM #2 approchant les 10%, ce qui est proche du critère de défaillance défini par la norme Telcordia GR-468. Ainsi, la baisse de puissance observée pourrait être le signe d'une dégradation graduelle de ce module Laser au cours de ces deux séries de vieillissement. Nous noterons que le mode de dégradation habituellement observé, dans la littérature, pour des diodes Lasers à base de GaAs, pilotées en régime impulsif de forte intensité, est une dégradation rapide et catastrophique de type COD [1-3] : la diode Laser n'émet plus de puissance optique suite à une fusion localisée de sa zone active, stoppant la résonance Laser. Il n'est toutefois pas exclu qu'une dégradation graduelle puisse être observée sur ce type de diodes Laser, ce qui expliquerait la chute de puissance optique observée lors des dernières étapes de vieillissement sur le module LDM #2.

Le module Laser LDM #7 a subi une dégradation catastrophique lors de la dernière étape de vieillissement (n°14). Du fait de la défaillance du logiciel pilotant le Picoscope, cette dégradation n'est pas visible sur le graphique ci-dessus (Figure 21). De même que lors de la première série de vieillissements réalisée, le premier module dégradé est celui possédant la valeur de courant  $I_{thA}$  la plus faible des trois diodes vieilles ( $I_{thA} = 2,8A$ ). Le résultat de cette dernière série de vieillissement est donc également conforme à l'hypothèse formulée

précédemment d'un lien éventuel entre une faible valeur de  $I_{thA}$  et une probabilité de défaillance prématurée du module concerné.

Le boîtier du module LDM #7 a été ouvert afin d'en extraire la puce sur embase. La face avant de la puce a ensuite été inspectée par microscopie MEB. Le résultat de l'inspection est présenté sur la figure 22.

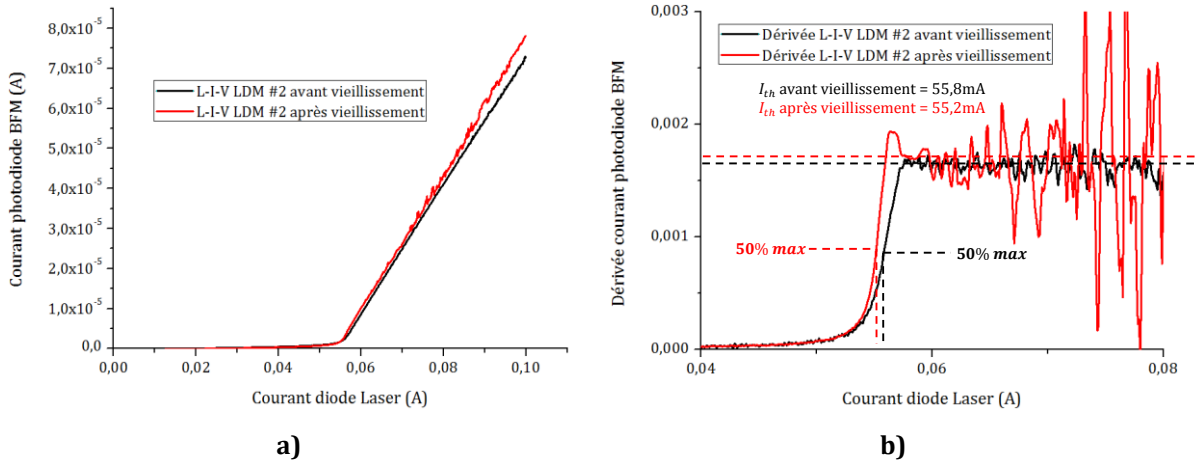


**Figure 22 – a)** Inspection de la facette avant de la diode Laser du module LDM#7 par microscopie électronique à balayage. **b)** image obtenue après correction du contraste, mettant en avant l'apparition d'un « Catastrophic Optical Mirror Damage » ou COMD

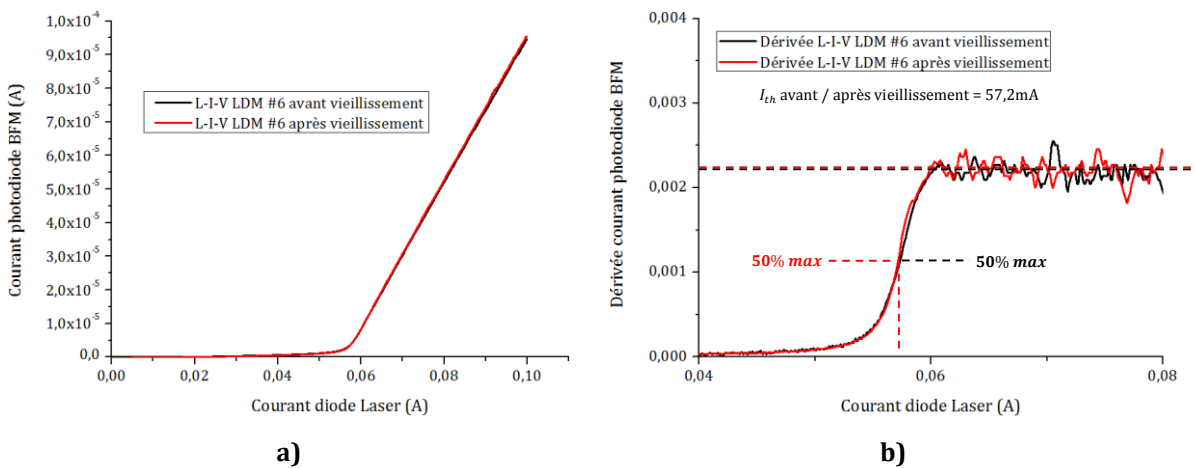
La figure 22 montre que le module LDM #7 a subi une dégradation catastrophique de type COD. Contrairement aux modules dégradés précédemment, la signature du COD est ici visible sur les relevés d'images de la face avant effectués par microscopie MEB, ce qui montre que la dégradation a eu lieu directement au niveau de la facette avant de la diode. On parle alors de « Catastrophic Optical Mirror Damage » ou COMD.

Afin de déterminer si la chute de puissance optique observée sur le module LDM #2 est bien le signe d'une dégradation graduelle, des caractérisations L-I-V et I-V en régime inverse de ce composant ont été effectuées et comparées avec les mêmes caractéristiques extraites avant vieillissement. La même procédure a été appliquée pour le module LDM #6, pour lequel aucune dérive de la puissance optique émise n'a été constatée. Le résultat de ces caractérisations est détaillé en figure 23, 24 et 25. La caractérisation L-I-V a été réalisée avec un balayage en courant, de 100µA à 100mA, par pas de 100µA. Les mesures de puissance optique nécessaires au tracé des caractéristiques L-I-V ont été obtenues grâce à la photodiode placée en face arrière de la puce Laser et intégrée au module.

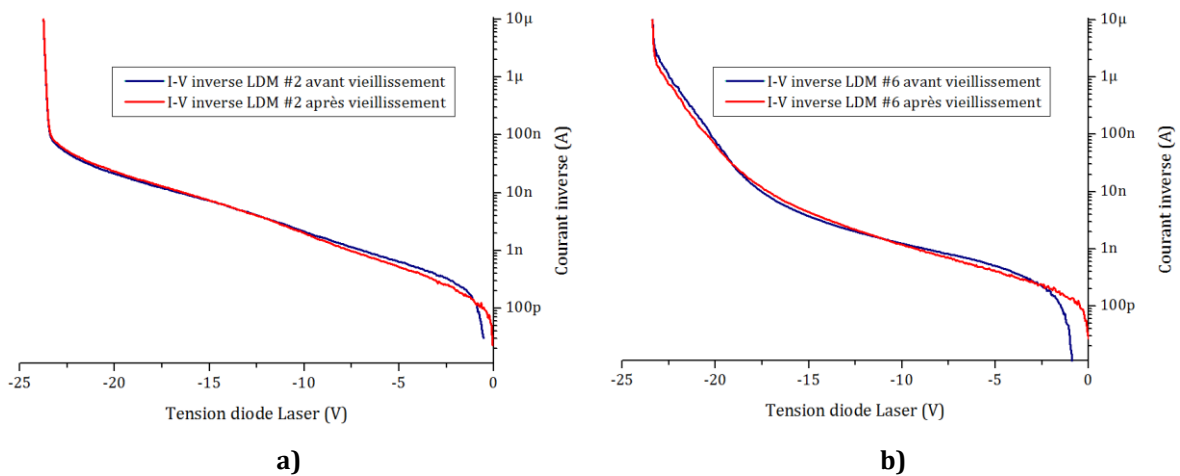




**Figure 23 - a)** Caractéristique L-I-V avant et après vieillissement du module LDM #2, **b)** Mesure de l'évolution du courant de seuil



**Figure 24 - a)** Caractéristique L-I-V avant et après vieillissement du module LDM #6, **b)** Mesure de l'évolution du courant de seuil



**Figure 25 -** Caractéristique I-V inverse avant et après vieillissement des modules **a)** LDM #2 et **b)** LDM #6

Nous constatons une légère diminution du courant de seuil  $I_{th}$  du module Laser LDM #2 avant et après vieillissement (de 55,8mA à 55,2mA, soit une diminution de 1,1%), ainsi qu'une augmentation de la puissance optique mesurée pour un courant donné. Il a été montré, dans la bibliographie, que le vieillissement de ce type de diode Laser s'accompagne au contraire d'une augmentation de la valeur de ce courant de seuil et d'une diminution de la puissance optique émise pour un courant donné [4]. L'évolution de la caractéristique L-I-V du module LDM #2, relevée avant et après vieillissements, n'est donc pas nécessairement due à une dégradation des performances de la diode, mais potentiellement à une augmentation de la puissance arrivant sur la photodiode. Une baisse de la réflectivité de la facette arrière de la diode peut être suspectée tout en ayant à l'esprit qu'elle conduirait à une augmentation du courant de seuil de la diode Laser. Il convient par ailleurs de noter qu'aucune modification significative de la caractéristique I-V inverse du module Laser LDM #2 n'a été constatée après vieillissement de celui-ci, ce qui laisse penser que la concentration de défauts au sein de la jonction de la diode n'a pas évolué.

L'écart constaté entre les caractéristiques L-I-V extraites du module LDM #2 avant et après vieillissement pourrait également être liée à la reproductibilité du banc de caractérisation utilisé (comme démontré lors du chapitre III, §2.1). Nous notons toutefois que la caractéristique L-I-V du module LDM #6 n'a, elle, pas évolué (voir figure 24.a). Pour l'heure, il est donc prématuré de conclure à une véritable dégradation des performances de la puce Laser embarquée dans le module LDM #2.

D'autres hypothèses pourraient en effet expliquer la chute de puissance observée lors des deux dernières séries de vieillissements : nous avons émis l'hypothèse d'une baisse de la réflectivité des facettes de la puce, pouvant témoigner d'une dégradation de leur état de surface. Une perte de couplage optique entre la face avant de la puce et la fibre optique du module permettrait aussi expliquer la baisse de puissance observée en sortie de fibre, hypothèse qui souligne l'impact potentiel du packaging des diodes Laser étudiées sur leur robustesse dans ces régimes de fonctionnement. Afin d'étudier une potentielle influence du packaging des diodes Laser testées sur leur durée de vie, il est donc nécessaire de réaliser des tests de vieillissements avec un packaging de diode alternatif. Dans la suite de notre étude, nous avons choisi de réaliser une nouvelle série de vieillissements sur des modules Laser munis d'un FBG.

### 2.3.2. Modules avec FBG : influence de la valeur du courant $I_{thA}$

Afin d'appréhender l'impact du packaging sur les performances des diodes étudiées en régime impulsionnel, les nouveaux modules à vieillir sont choisis parmi les modules munis d'un réseau de stabilisation en longueur d'onde (FBG).

Trois nouveaux circuits de pilotages de diodes Laser ALPhANOV PDM-CCS-HP ont été ajoutés au banc de vieillissement existant, de sorte que six modules puissent être vieillis simultanément. La figure 26 présente une vue du banc de vieillissement dans sa configuration définitive.



**Figure 26** – Banc de vieillissement en régime impulsionnel dans sa configuration définitive

De même que précédemment, les modules à vieillir sont choisis de sorte à évaluer la contribution des oscillations de type « A » sur la durée de vie de ces diodes. Les modules sélectionnés sont les suivants :

<b>Module</b>	<b><math>I_{thA}</math></b>	<b><math>I_{thB}</math></b>
LDM #1 FBG	2,88	5,2
LDM #2 FBG	7,6	5,2
LDM #4 FBG	5,28	4,96
LDM #5 FBG	10,32	5,28
LDM #7 FBG	11	5,28
LDM #9 FBG	4	4,8

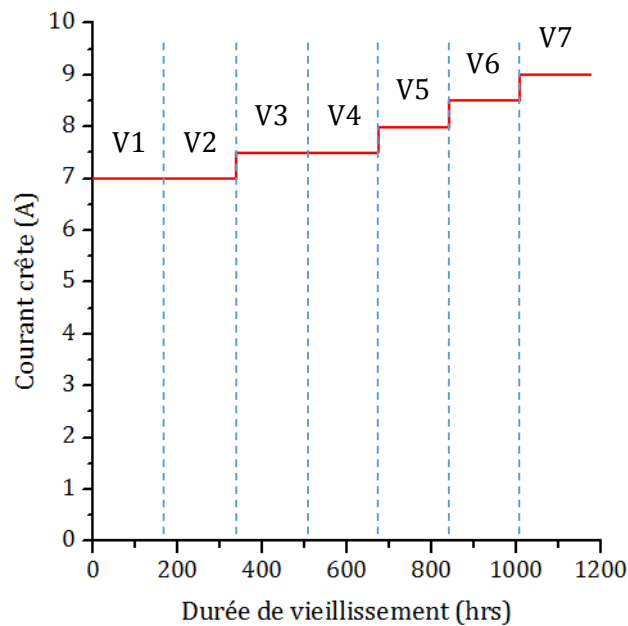
**Table 6** – Valeurs des courants  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  des modules avec FBG après vieillissement

### 2.3.2.1. Modules avec FBG : Paramétrage des vieillissements retenus

Les étapes de vieillissements réalisées sur ces modules avec FBG sont détaillées dans la table 7 et en figure 27.

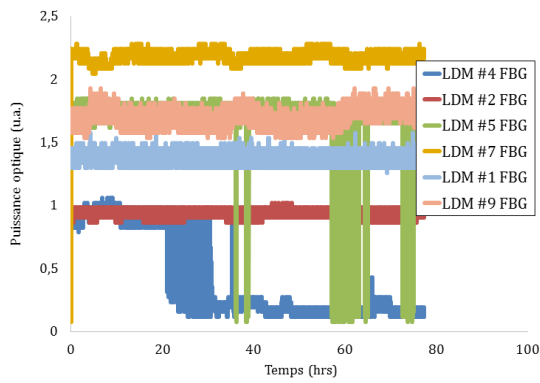
Etape	Modules FBG	Largeur pulse	Fréq.	T°C	Courant	Durée
1	#1 - #2 - #4 - #5 - #7 - #9	100ns	200kHz	25°C	7A	168h
2	"	"	"	"	7A	168h
3	"	"	"	"	7,5A	168h
4	"	"	"	"	7,5A	168h
5	"	"	"	"	8A	168h
6	"	"	"	"	8,5A	168h
7	"	"	"	"	9A	168h

**Table 7** - Tableau récapitulatif des sept séries de vieillissement réalisées sur les modules avec FBG à vieillir

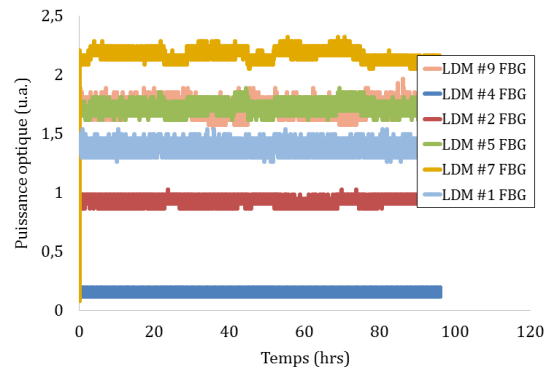


**Figure 27** - Représentation graphique de l'échelonnement de la contrainte en courant et en durée de vieillissement

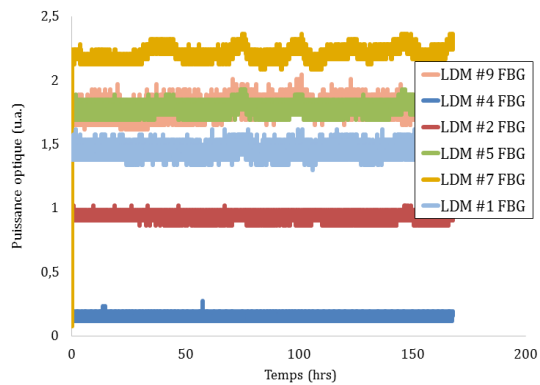
La puissance optique émise par les six modules vieillis a été suivie à chaque étape de vieillissement. Le résultat de ce suivi est détaillé en figure 28.



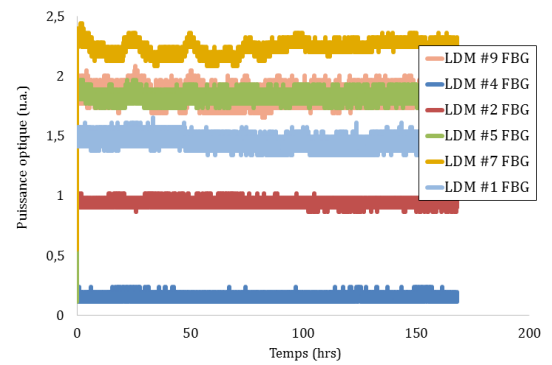
a) Vieillessement n°1 : 100ns, 200kHz, 25°C, 7A, 168h



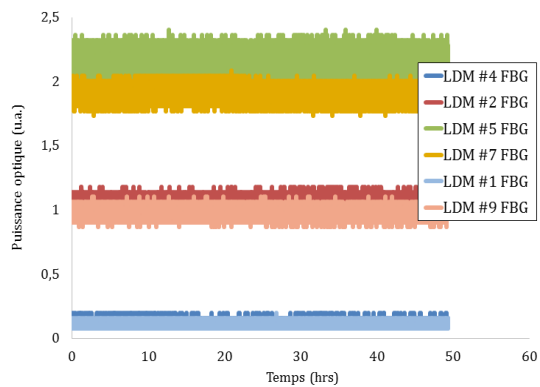
b) Vieillessement n°2 : 100ns, 200kHz, 25°C, 7A, 168h



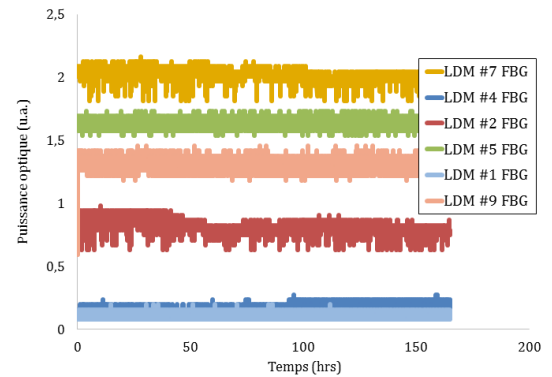
c) Vieillessement n°3 : 100ns, 200kHz, 25°C, 7,5A, 168h



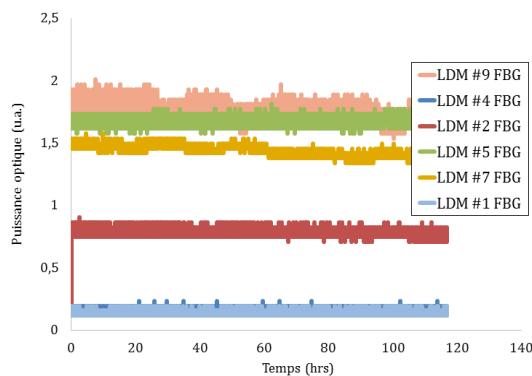
d) Vieillessement n°4 : 100ns, 200kHz, 25°C, 7,5A, 168h



e) Vieillessement n°5 : 100ns, 200kHz, 25°C, 8A, 168h



f) Vieillessement n°6 : 100ns, 200kHz, 25°C, 8A, 168h



g) Vieillessement n°7 : 100ns, 200kHz, 25°C, 9A, 168h

**Figure 28** – Suivi de la puissance optique émise par les modules FBG vieilliss lors des étapes de vieillissement a) n°1, b) n°2, c) n°3, d) n°4, e) n°5, f) n°6 et g) n°7

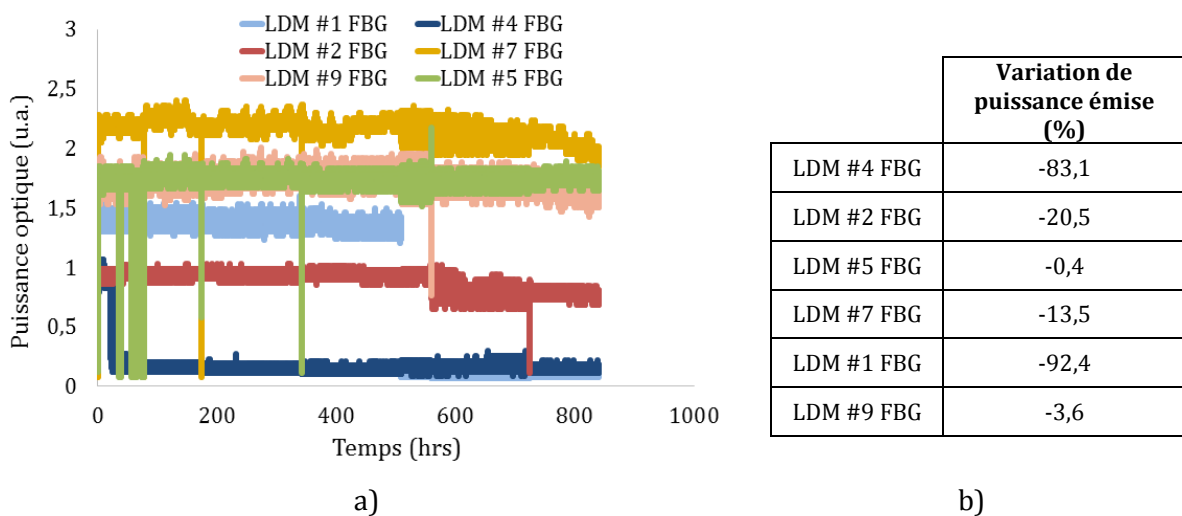
Plusieurs constatations découlent des résultats présentés sur la figure 28.

Tout d’abord, une défaillance du logiciel d’acquisition est responsable d’un arrêt prématuré des étapes de vieillissements n°1, n°2, n°5 et n°7 (voir figure 28.a, 28.b, 28.e et 28.f). Le tableau 8 présente les conditions de vieillissements effectivement subies par les modules FBG testés :

Etape	Modules FBG	Largeur pulse	Fréq.	T°C	Courant	Durée prévue	Durée réelle
1	#1 - #2 - #4 - #5 - #7 - #9	100ns	200kHz	25°C	7A	168h	78h
2	"	"	"	"	7A	168h	96h
3	"	"	"	"	7,5A	168h	168h
4	"	"	"	"	7,5A	168h	168h
5	"	"	"	"	8A	168h	49h
6	"	"	"	"	8,5A	168h	168h
7	"	"	"	"	9A	168h	118h

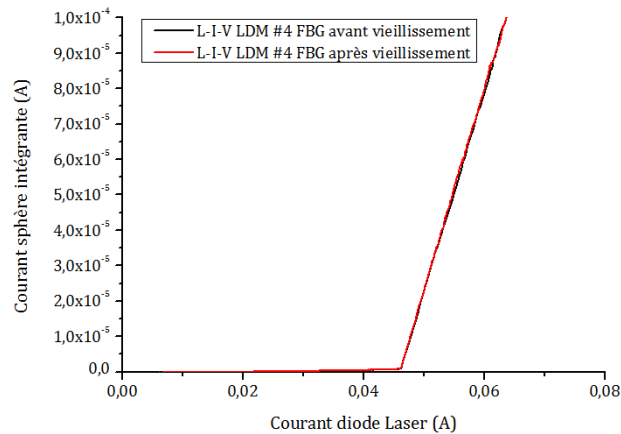
**Table 8** - Tableau récapitulatif des conditions réelles de vieillissement subies par les modules FBG

De plus, nous observons une forte discontinuité de la puissance optique émise par ces modules Laser d’une étape de vieillissement à l’autre, à partir de l’étape de vieillissement n°4. Celle-ci s’explique par le fait que les modules ont subi des transferts de leur banc de vieillissement à leur banc de caractérisation à la suite de cette étape. Ainsi, les fortes variations de puissance optique observées peuvent s’expliquer par le manque de reproductibilité de ce banc de mesure de puissance optique, déjà constaté lors de la première campagne de vieillissements réalisée. Afin de tracer l’évolution globale de la puissance optique émise par les différents modules tout au long du vieillissement réalisé, nous avons adapté l’échelle de chaque série de vieillissement. Le tracé de l’évolution de la puissance optique émise par les modules au cours du vieillissement, ainsi que le pourcentage de variation associé, sont donnés en figure 29.



**Figure 29** – a) Suivi de l’évolution de la puissance optique émise par les modules vieillis sur l’ensemble de la série de vieillissement. b) Pourcentage associé de variation de la puissance optique

Nous constatons que le module Laser LDM #4 FBG semble subir une dégradation lors de la première étape de vieillissement. En effet, une chute de la puissance optique mesurée en sortie de ce module est visible après 20h de vieillissement (variation de 83% de la puissance mesurée, voir figure 28.a et figure 29). Toutefois, aucune dégradation de ce composant n'a été constatée lors de l'extraction de sa caractéristique L-I-V après vieillissement, tel que nous pouvons le voir en figure 30 :



**Figure 30** – Comparaison des caractéristiques L-I-V du module LDM #4 FBG avant et après l'étape de vieillissement n°1 (balayage en courant de 0mA à 100mA, par pas de 100μA, diode régulée à 25°C)

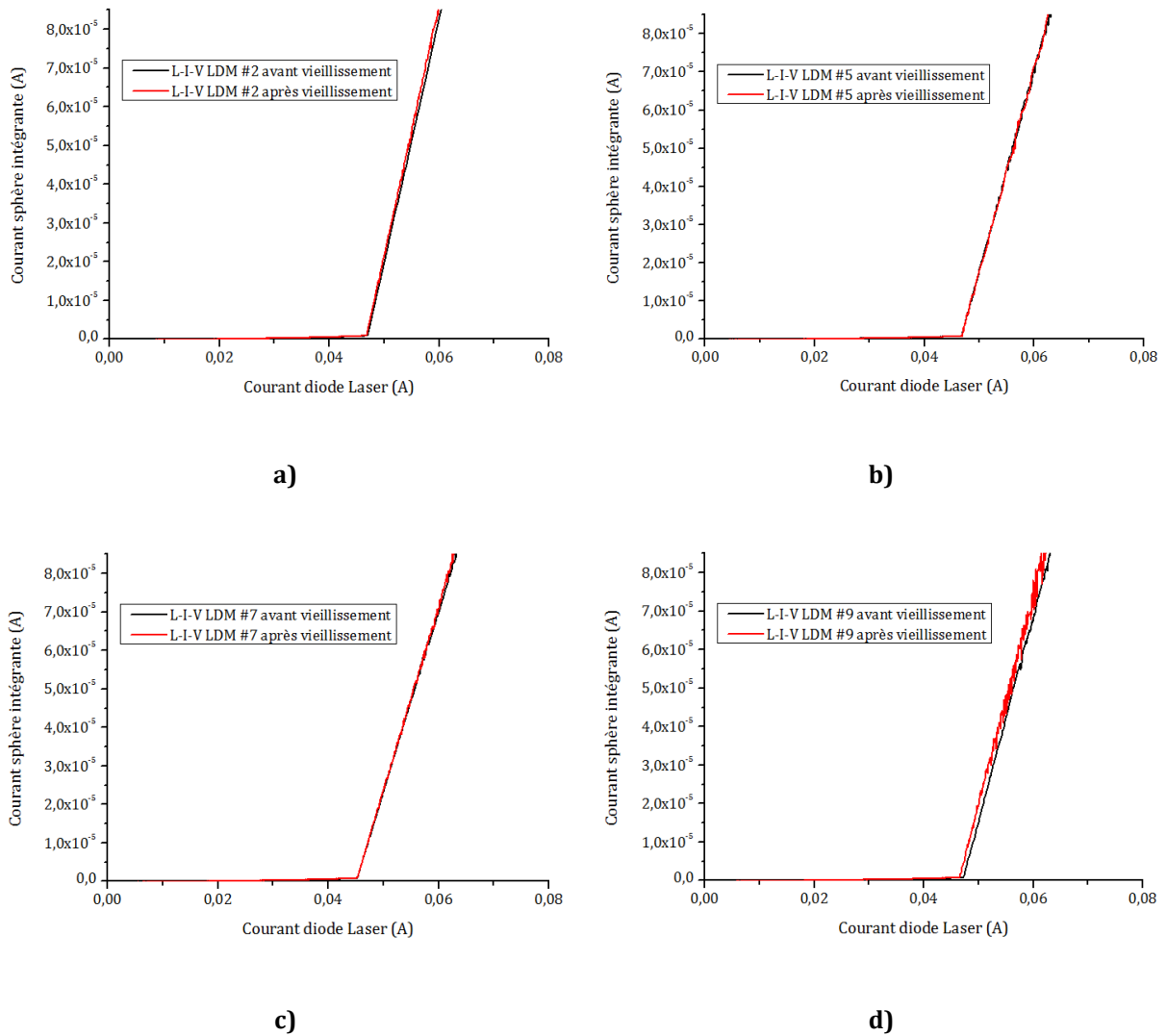
Nous en avons donc conclu à la dégradation du circuit de pilotage associé à ce module, à la suite de la première série de vieillissements. La poursuite du vieillissement du module LDM #4 FBG n'a donc pas été possible.

Une chute brutale de plus de 90% de la puissance optique émise par le module LDM #1 FBG a également été constatée entre les étapes de vieillissement n°4 et n°5 (figure 28.d et 28.e) : celui-ci s'est dégradé de manière irréversible à la suite de l'étape de vieillissement n°4, réalisée pendant 168h à un courant de 7,5A, avec des impulsions de largeur 100ns, à une fréquence de 200kHz, et une température de 25°C. De même que lors des précédentes séries de vieillissements réalisées, nous remarquons que ce module est celui possédant la valeur de courant  $I_{thA}$  la plus faible de l'ensemble des modules vieillis ( $I_{thA}$  LDM #1 FBG = 2,88A), ce qui conforte l'hypothèse d'un lien entre une faible valeur de  $I_{thA}$  et une probabilité de défaillance précoce du composant concerné. Nous remarquons également que cette dégradation est survenue à la suite de conditions de vieillissement similaires à celles pour lesquelles la dégradation du premier module Laser sans FBG (LDM #4) a eu lieu : vieillissement à un courant crête de 7,5A, pendant 120h, à une température de 25°C, avec des impulsions de largeur égales à 100ns, répétées à une fréquence de 200kHz. Nous émettons donc l'hypothèse que ces conditions de fonctionnement sont critiques pour la technologie de diode évaluée.

Enfin, nous constatons une forte variation de la puissance émise par deux modules à la suite de l'ensemble des séries de vieillissements :

- La puissance optique émise par le module LDM #2 chute de 20,5%
- La puissance optique émise par le module LDM #7 chute de 13,5%

Afin d'évaluer la criticité des conditions de vieillissements imposées aux composants restants, nous avons comparé la caractéristique L-I-V de ces composants, extraite à l'aide d'une sphère intégrante, avant et après que ceux-ci ont subi l'ensemble des étapes de vieillissements décrites. Nous avons exclu le module LDM#4 FBG de cette analyse, celui-ci n'ayant pas subi l'ensemble des étapes de vieillissements, du fait de la défaillance du circuit associé. Les caractéristiques L-I-V ainsi extraites sont détaillées en figure 31.

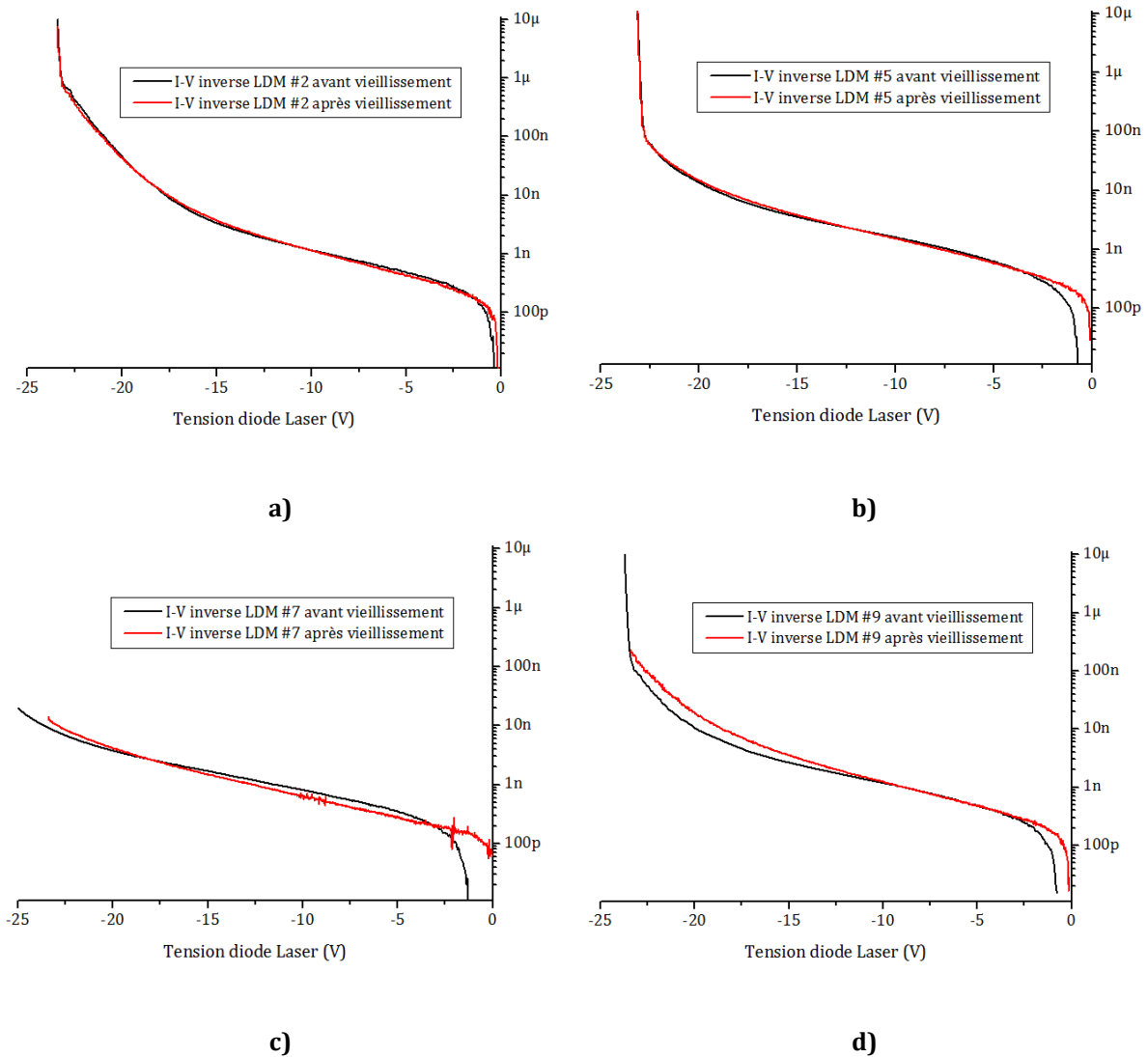


**Figure 31** – Comparaison entre les caractéristiques L-I-V extraites avant et après vieillissement des modules avec FBG **a)** LDM #2 **b)** LDM #5 **c)** LDM #7 et **d)** LDM #9 (balayage en courant de 0mA à 100mA, par pas de 100 $\mu$ A, diode régulée à 25°C)



Nous constatons une légère évolution de la caractéristique L-I-V du module Laser LDM #9 FBG, tel qu’observé en figure 31.d. Ici encore, la variation observée correspond à une légère chute du courant de seuil du module Laser, passant de 47mA à 46,5mA, soit une diminution d’environ 1,1%. Nous avons rappelé précédemment qu’une telle diminution du courant de seuil à la suite d’un vieillissement du module Laser concerné est contre-intuitive, en regard des résultats issus des travaux de H. Kressel *et al.* [4]. Ici encore, la reproductibilité du banc de caractérisation L-I-V peut être remise en cause, en relation avec la phase de métrologie analysée au chapitre III, §2.1. Néanmoins, nous remarquons que l’écart constaté n’a été observé que lors de la caractérisation du module LDM #9 FBG, ce qui laisse supposer que les caractéristiques de ce dernier ont tout de même été impactées par les tests de vieillissement.

Nous avons également comparé les caractéristiques I-V inverse de ces modules extraites avant et après vieillissement. Le résultat de cette extraction est détaillé sur la figure 32 ci-dessous :



**Figure 32** – Comparaison entre les caractéristiques I-V inverses extraites avant et après vieillissement des modules avec FBG **a)** LDM #2 **b)** LDM #5 **c)** LDM #7 et **d)** LDM #9 (balayage en tension de 0V à -30V, pas de 60mV, diode réglée à 25°C)

La figure 32 permet d'extraire deux informations :

- L'évolution de la caractéristique I-V inverse du module LDM #9 FBG, tel qu'observé sur la figure 32.d, avec notamment une augmentation de 78% du courant inverse traversant la diode pour une tension de polarisation de -20V.
- Une légère augmentation de 7% du courant inverse traversant le module LDM #7 FBG au-delà d'une tension de polarisation de -20V, tel qu'observé sur la figure 32.c.

Ces résultats semblent démontrer que les caractéristiques physiques des modules LDM #9 FBG et LDM #7 FBG ont bien été impactées par les séries de vieillissement subies.

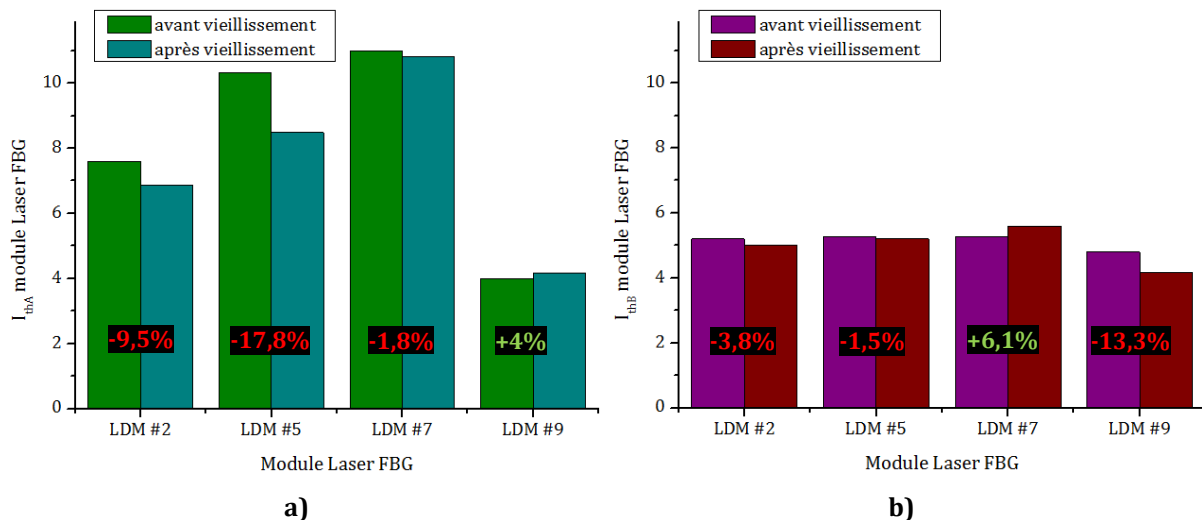
Enfin, nous avons relevé les courants d'oscillation  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  des quatre mêmes modules après vieillissement, et avons comparé le résultat avec les valeurs de  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  relevées avant vieillissement. L'extraction a été réalisée en utilisant le circuit de pilotage de type PicoLAS LDP-V 10-70. Notons que ces mesures ont été effectuées en utilisant un oscilloscope différent (oscilloscope Tektronix de bande passante 8GHz) pour visualiser l'apparition des oscillations, et pour mesurer, à l'aide de la sortie « current monitor » du circuit, la valeur du courant injecté dans la diode. Le résultat est présenté en Table 9 et en figure 33 :

Module FBG	$I_{thA}$ avant vieillissement	$I_{thA}$ après vieillissement	Module FBG	$I_{thB}$ avant vieillissement	$I_{thB}$ après vieillissement
LDM #2	7,60A	6,88A	LDM #2	5,2A	5
LDM #5	10,32A	8,48	LDM #5	5,28A	5,2
LDM #7	11A	10,8	LDM #7	5,28A	5,6
LDM #9	4A	4,16	LDM #9	4,8A	4,16

a)

b)

**Table 9** – Comparaison des valeurs de a)  $I_{thA}$  et b)  $I_{thB}$  extraites avant et après vieillissement



**Figure 33** – Comparaison des valeurs de a)  $I_{thA}$  et b)  $I_{thB}$  extraites avant et après vieillissement

Après vieillissement, une diminution globale de la valeur des courants  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  des modules apparaît mais avec une amplitude non uniforme. Cette tendance n'est pas observée pour les oscillations de type « A » du module LDM #9 FBG (4,16A après vieillissement contre 4A avant vieillissement), et les oscillations de type « B » du module LDM #7 (5,6A après vieillissement contre 5,28A avant vieillissement).

## 2.4. Synthèse

A ce stade de l'étude, il est primordial d'effectuer une synthèse des résultats issus des trois séries de vieillissements mis en œuvre sur différents types de modules : deux séries de vieillissements, impliquant chacune trois modules sans FBG, ainsi qu'une série de vieillissements réalisée sur des modules munis d'un FBG. Lors de ces séries de vieillissements, nous avons constaté que certains composants présentent une baisse de puissance optique émise, des variations de leurs caractéristiques électro-optiques et nous avons également observé la dégradation physique irréversible de certains composants :

- La diminution de la puissance optique émise concerne les modules suivants :
  - LDM #2
  - LDM #1 FBG avant dégradation,
  - LDM #7 FBG
- Des variations des caractéristiques électro optiques suivantes sont observées :
  - Baisse du courant de seuil des modules LDM #2 et LDM #9 FBG
  - Augmentation du courant traversant les modules LDM #7 FBG et LDM #9 FBG en polarisation inverse
  - Diminution du courant  $I_{thA}$  des modules LDM #2 FBG, LDM #5 FBG, LDM #7 FBG,
  - Augmentation du courant  $I_{thA}$  du module LDM #9 FBG
  - Diminution du courant  $I_{thB}$  des modules LDM #2 FBG, LDM #5 FBG, LDM #7 FBG,
  - Augmentation du courant  $I_{thB}$  du module LDM #7 FBG
- Une dégradation brutale des composants suivants a été mise en lumière sur les modules suivants :
  - LDM #4, LDM #1, LDM #7
  - LDM #1 FBG

Nous avons également constaté que les modules possédant une valeur de courant  $I_{thA}$  faible sont plus susceptibles de subir une dégradation prématurée. De par le lien établi au paragraphe 1.2.1 entre le courant de seuil de la puce Laser avant traitement des facettes et son courant  $I_{thA}$ , nous constatons également que les modules dégradés proviennent de wafers ayant fourni des diodes Laser possédant un courant de seuil  $I_{th}$  élevé (> 43 mA avant traitement des facettes). En revanche, aucune corrélation franche n'a été constatée entre les atypismes observés sur les caractéristiques I-V inverse, les variations des caractéristiques EO d'un composant, l'utilisation d'un module FBG ou non et la probabilité de défaillance prématurée du composant testé.

Les résultats sont synthétisés dans le tableau 10.

LDM	Type	Wafer	Rlth	Ith plaque	IthA	IthB	Atypisme I-V inverse	Module dégradé ?	Evolution avant dégradation				
									Puissance optique	LIV	I-V inverse	Variation $I_{thA}$	Variation $I_{thB}$
LDM #1	sans FBG	7CB40090	1,31	43,79	7,3	6,4	Fort	oui (9A, 148h, 50°C)	< 10%	non mesuré	non	non (< 80mA)	non (< 80mA)
LDM #4	sans FBG	7CB43060	1,24	45,21	3,6	6	1 micro-plasma observé	oui (7,5A, 120h, 25°C)	< 10%	non mesuré	non mesuré	non (< 80mA)	non (< 80mA)
LDM #9	sans FBG	7CD28040	1,20	42,54	11	4,8	Diode typique	non	< 10%	non mesuré	non	non (< 80mA)	non (< 80mA)
LDM #2	sans FBG	7CB46050	1,29	42,14	9,3	5,92	Diode typique	non	Oui (-10%)	diminution lth (-1,1%)	non	non mesuré	non mesuré
LDM #6	sans FBG	7CB42070	1,30	42,95	7,4	6,2	Fort	non	< 10%	non	non	non mesuré	non mesuré
LDM #7	sans FBG	7CB40070	1,25	45,90	2,8	5,76	Diode typique	oui (9,5A, 225h, 50°C)	< 10%	non mesuré	non mesuré	non mesuré	non mesuré
LDM #1 FBG	avec FBG	7CB40070	1,27	45,69	2,88	5,2	1 micro-plasma observé	oui (7,5A, 168h, 25°C)	Oui (-92,4%)	non mesuré	non mesuré	non mesuré	non mesuré
LDM #2 FBG	avec FBG	7CB42070	1,30	42,95	7,6	5,2	Fort	non	Oui (-20,5%)	non	non	-9,5%	-3,8%
LDM #5 FBG	avec FBG	7CB46050	1,29	42,40	10,32	5,28	1 micro-plasma observé	non	< 10%	non	non	-17,8%	non (< 80mA)
LDM #7 FBG	avec FBG	7CC07150	1,25	42,78	11	5,28	1 micro-plasma observé	non	Oui (-13,5%)	non	Oui (7% à -20V)	-1,8%	6,1%
LDM #9 FBG	avec FBG	7CB43060	1,25	45,02	4	4,8	1 micro-plasma observé	non	< 10%	diminution lth (-1,1%)	Oui (78% à -20V)	4%	-13,3%

**Table 10** – Synthèse des caractéristiques observées sur les modules vieillis lors des différentes séries de vieillissements réalisées

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons cherché à répondre à la question d'un éventuel impact des oscillations, modulant la réponse optique des diodes et modules Laser soumis à une excitation de type impulsionnelle à fort courant et faible largeur d'impulsion, sur leur durée de vie. Les questions se posent de savoir si :

- les mécanismes physiques mis en jeux au sein des diodes Laser, dans des régimes de fonctionnement faisant apparaître ces oscillations, ne risquaient pas de dégrader prématurément ces diodes,
- la valeur de courant à partir de laquelle ces oscillations apparaissent, pouvait constituer un indicateur initial de défaillance prématurée de ces diodes, dans le cas où cette valeur de courant serait, par exemple, reliée à une probable concentration de défauts dans la zone active.

Par conséquent, nous avons cherché, dans un premier temps, à mettre en évidence d'éventuelles corrélations entre les atypismes observés sur les caractéristiques E-O des diodes Laser fournies par 3SP Technologies et certains paramètres constructeurs de celles-ci. Nous avons notamment remarqué que l'atypisme des caractéristiques I-V inverse des composants testés était corrélé au wafer ou à la zone du wafer dont ces composants sont extraits. Ceci nous a permis de confirmer la dépendance de cette caractéristique à des paramètres intrinsèques au semiconducteur, tels qu'une probabilité de présence de défauts au sein de la jonction. Nous avons également remarqué que les composants extraits d'un même wafer présentaient des valeurs de courants  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$  proches. Enfin, nous avons également établi une corrélation entre les valeurs de  $I_{thA}$  de nos composants et leur courant de seuil Laser  $I_{th}$  avant traitement des facettes. Ainsi, plus ce dernier est faible et plus le seuil d'oscillations  $I_{thA}$  est élevé. Nous constatons, par exemple, que l'ensemble des composants testés, possédant un courant de seuil Laser  $I_{th}$  inférieur à 42,5mA (avant traitement des facettes), présente un seuil d'oscillations  $I_{thA}$  supérieur à 7,5A. Ce résultat montre qu'il devient possible de sélectionner, avec un niveau de confiance élevé, des composants pouvant être pilotés avec de forts courants impulsionnels sans dégradation de leur réponse optique, et ce uniquement via l'extraction de leur caractéristique L-I-V à faible régime d'injection.

Nous avons ensuite défini les conditions de vieillissement accéléré à réaliser sur nos composants. Après avoir décrit l'architecture et le fonctionnement du banc de vieillissement dédié, nous avons statué sur les contraintes à appliquer aux modules Laser à vieillir. Ces derniers ont été sélectionnés en fonction de la valeur de leur courant  $I_{thA}$ , afin d'appréhender l'impact éventuel de cette valeur sur leur durée de vie. Sur les trois premiers composants vieillis dans des conditions identiques, les deux composants présentant les valeurs de courant  $I_{thA}$  les plus faibles (respectivement 3,6A et 7,3A) ont clairement subi une dégradation catastrophique. Aucune dérive

de la puissance optique émise par ces modules, ni de leurs valeurs  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$ , n'ont pu être constatées préalablement à ces dégradations, pour des séries de vieillissement réalisées avec un courant crête atteignant 7A. L'ordre dans lequel ces composants ont été dégradés est conforme à l'hypothèse formulée d'un lien entre une faible valeur de courant  $I_{thA}$  et une probabilité de défaillance précoce plus importante. Trois nouveaux modules ont été ensuite vieillis de façon à confirmer ce résultat. Ainsi un module, possédant la plus basse valeur de courant  $I_{thA}$  (2,88A), a subi une dégradation catastrophique lors de la dernière série de vieillissement. Ce dernier résultat sous-tend également l'hypothèse formulée précédemment. Une dérive de la mesure de la puissance optique en sortie d'un module a également été constatée mais la caractérisation E-O post-vieillessement de ce module ne permet pas de conclure à une quelconque dégradation de celui-ci. Une faible diminution du courant de seuil de ce module est certes observée (variation de 1,1%) mais la caractéristique I-V mesurée en régime inverse du module n'est pas impactée.

Enfin, nous avons sélectionné 6 modules Laser avec FBG en fonction de la valeur de leur courant  $I_{thA}$ , afin d'appréhender l'impact du type de packaging, à conditions de vieillissements identiques, sur la fiabilité des composants testés. Trois circuits de pilotage ont été ajoutés au banc de vieillissement existant. L'un des circuits de pilotage de diode a été dégradé, si bien qu'il n'a pas été possible de poursuivre le vieillissement du module Laser initialement monté sur ce circuit. Celui-ci a donc été écarté de notre analyse. Un module avec FBG a été dégradé à la suite d'un vieillissement réalisé à 7,5A, pendant 168h. Ce module étant celui possédant la plus basse valeur de courant  $I_{thA}$  des six modules vieillis, ce dernier résultat confirme l'hypothèse formulée d'un lien entre une faible valeur de courant  $I_{thA}$  et une probabilité de défaillance précoce plus importante du composant concerné. Nous avons ensuite extrait les caractéristiques L-I-V et I-V en régime inverse des quatre modules restants et nous avons constaté une dérive claire de la caractéristique I-V en régime inverse de deux modules. L'extraction des courants à l'origine des oscillations  $I_{thA}$  et  $I_{thB}$ , avant et après vieillissement, montre également une dérive des valeurs mesurées, qui doit toutefois être pondérée par le fait que différents équipements de mesure aient été utilisés.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Y. Twu et al., "Semiconductor laser damage due to human-body-model electrostatic discharge", *J. Appl. Phys.* 74, 1510 (1993).
- [2] T. Koenning *et al.*, "Characterization of laser diodes under short-pulsed conditions with high pulse energies," *SPIE LASE*, pp. 860503–860503, International Society for Optics and Photonics (2013).
- [3] M. Ziegler *et al.*, "Physical limits of semiconductor laser operation: A time-resolved analysis of catastrophic optical damage," *Applied Physics Letters* 97(2), 21110 (2010).
- [4] H. Kressel, M. Ettenberg, and I. Ladany, "Accelerated step-temperature aging of  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  heterojunction laser diodes," *Applied Physics Letters* 32(5), 305 (1978).





---

# CONCLUSION GENERALE

---

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans le cadre d'un partenariat entre la société 3SP Technologies, le Centre Technologie ALPhANOV et le Laboratoire IMS. L'objectif visé par ce partenariat est de caractériser finement le comportement électro-optique d'une nouvelle génération de diodes Laser 1064 nm fibrées (prévues pour une utilisation en régime continu à un courant nominal de 1A) en régime impulsionnel et à fort courant puis d'évaluer leur robustesse et leur fiabilité. L'enjeu au plan scientifique vise une augmentation très significative de la puissance optique émise par ces diodes (au moins par 5) tout en limitant l'auto-échauffement intrinsèque et éviter les risques de dégradation catastrophique de type COMD. Une utilisation est envisagée en tant que source « seed » de Lasers à fibre « MOPA », permettant de s'affranchir du besoin d'un gain trop important de l'étage d'amplification et des effets indésirables associés.

La première étape de cette étude a consisté en la conception d'une électronique de pilotage de diodes Laser en régime impulsionnel. En effet, souhaitant acquérir une électronique optimale permettant, à la fois, de piloter une diode Laser pour des applications de « seed » Laser mais également d'être utilisée dans le cadre d'une étude de fiabilité de ces diodes dans de tels régimes, nous avons mis en évidence que les solutions commerciales disponibles possèdent des limitations se traduisant par une modularité et des performances restreintes en termes de durée d'impulsion, fréquence d'utilisation, courant et tension de fonctionnement. Nous avons donc réalisé une carte électronique de pilotage de diodes Laser en régime impulsionnel, basée sur l'utilisation de transistors rapides en technologie GaN et combinant une utilisation possible à tension élevée (80V), haute fréquence (1MHz, pour un rapport cyclique de 1%) et fort courant (supérieur à 5A). La carte réalisée a été testée avec succès sur différents types de diodes Laser. Les performances obtenues sur les diodes faisant l'objet de notre étude sont toutefois inférieures aux résultats obtenus lors des simulations en environnement LTSpice. Pour exemple, un temps de montée de 5ns et un temps de descente de 2ns ont été respectivement observés pour un courant de pilotage de 3A, alors que des temps de montée et de descente théoriques de 1ns ont été démontrés en simulation. Les performances de la carte de pilotage développée sont toutefois supérieures à celles de l'ancienne génération de cartes de pilotages développées à ALPhANOV en termes de temps de montée, de descente et de durée minimale de l'impulsion obtenue (20ns chacun). Des tests d'endurance ont également été conduits afin de démontrer la robustesse des performances de ce circuit de pilotage.

Parallèlement, trois lots de diodes Laser ont été mis à disposition par la société 3SP Technologies : 11 diodes « Chip on Submount » ou CoS, 10 modules fibrés ainsi que 10 modules fibrés pourvus d'un réseau de stabilisation en longueur d'onde (FBG). Plusieurs bancs de

caractérisation ont ensuite été développés afin d'extraire, en régime continu et à faible courant, un ensemble de caractéristiques électro-optiques (EO) des composants testés. Nous avons mis en évidence l'atypisme des caractéristiques EO extraites de certaines diodes. En particulier, la caractéristique I-V de certaines diodes présente de forts atypismes en régime inverse, mettant en évidence la présence de défauts centrés au sein de la diode. L'impact de ce type de défauts sur les caractéristiques électriques (I-V et bruit basse fréquence) a été particulièrement analysé dans la thèse de P. Del Vecchio sur une structure épitaxiée très proche, utilisée pour réaliser les diodes de pompe 980nm, mettant en évidence un comportement similaire à des microplasmas localisés dans la zone active ou les zones latérales. Les atypismes observés sont corrélés au type de procédé technologique dont les diodes Laser testées ont été extraites et en particulier le traitement des facettes conduisant à une dispersion notable du coefficient de réflexion en face avant.

L'objectif des travaux réalisés portant sur la compréhension et la prévision du comportement des composants étudiés dans le cadre d'un pilotage en régime impulsionnel à fort courant, nous avons également analysé avec précision les caractéristiques des réponses optiques de ces composants pilotés avec des impulsions de courant de 2A à 12A et de durée 100ns. En particulier, nous avons mis en évidence l'apparition de deux types d'oscillations parasites (« A » et « B ») sur cette réponse optique, au-delà de deux seuils de courant respectifs. Il a été clairement mis en évidence que ces oscillations ne sont pas liées aux conditions d'excitation électrique du composant ; à noter qu'elles n'apparaissent que sur la réponse optique sans être apportées ni par l'impulsion électrique de commande ni par la photodiode de conversion opto-électrique. Les oscillations de type « A » apparaissent au-delà d'un seuil de courant très variable d'une diode à l'autre (de 2,8A à 11A), considérant alors comme atypiques les diodes pour lesquelles ce courant est le plus faible. Aucune corrélation claire n'a été démontrée entre les valeurs de courant faisant apparaître ces oscillations et l'atypisme en régime inverse des composants. Toutefois, un lien a été mis en évidence entre la valeur du courant de seuil d'apparition des oscillations de type « A » et le courant de seuil Laser de l'ensemble des diodes testées.

De façon à analyser l'évolution de la monomodalité spatiale du champ optique en fonction du courant crête appliqué, nous avons également extrait le champ proche des diodes CoS en fonction de leur courant crête de pilotage et réalisé une analyse spectrale puis résolue en temps des impulsions Laser émises en développant des bancs spécifiques et en caractérisant leur métrologie. L'analyse du champ proche réalisée sur les diodes CoS a montré un lien entre le courant de seuil d'apparition des oscillations de type « A » et un élargissement de ce paramètre. L'analyse spectrale puis résolue en temps a, quant à elle, permis de démontrer un lien entre l'apparition de ces oscillations de type « A » et un élargissement du spectre des impulsions émises.

Après avoir émis des hypothèses, basées sur les résultats de nos travaux et sur une étude bibliographique approfondie quant à l'origine de ces oscillations, le lien éventuel entre le courant

de seuil au-delà duquel ces oscillations apparaissent pour un composant donné et sa robustesse en régime impulsionnel critique, a été analysé. Nous avons donc développé un banc de vieillissement permettant le pilotage de modules Laser fibrés (avec et sans FBG) avec des courants impulsionnels de 0A à 9,5A. Un protocole de vieillissement a été défini, basé sur des contraintes échelonnées (variation du courant crête et de la durée du vieillissement), incluant des caractérisations électro-optiques entre les différentes étapes de vieillissement. Nous avons appliqué ce protocole à plusieurs lots de composants (modules fibrés avec et sans FBG), sélectionnés en fonction de leur courant de seuil d'oscillation de type « A ». A ce stade de l'étude, il a été observé que les premiers composants à avoir subi une dégradation catastrophique, sont ceux possédant le courant de seuil d'oscillation le plus bas de l'ensemble des composants vieilliss.

Il convient de rappeler que pour une utilisation des diodes considérées dans un contexte de « seed » de Laser à Fibre de type « MOPA », les valeurs de courants pour lesquelles des oscillations sont observées sur la réponse optique des diodes et modules testés constitue déjà un premier critère de sélection des composants à part entière. En effet, au-delà du courant d'apparition des oscillations de type « A », l'impact sur la forme de l'impulsion optique générée, l'élargissement du champ proche ainsi que du spectre des impulsions émises sont susceptibles de dégrader les performances du Laser dans lequel de telles impulsions seraient injectées. Nous considérons donc qu'il est important, pour l'utilisation recherchée, d'écarter les diodes Laser présentant un trop faible courant de seuil d'apparition des oscillations de type « A ». La relation constatée entre la valeur de ce courant et le courant de seuil Laser des diodes et modules testés implique qu'il est possible de sélectionner, avec un niveau de confiance élevé, les composants adéquats pour ce type d'utilisation uniquement via l'extraction de leur caractéristique L-I-V à faible courant. A titre d'exemple, l'ensemble des composants testés possédant un courant de seuil Laser  $I_{th} < 42,5mA$  (avant traitement des facettes) présentent un seuil d'oscillation  $I_{thA} > 7,5A$ .

Ayant constaté que les composants dégradés présentaient globalement un faible courant de seuil d'apparition des oscillations de type « A », l'hypothèse proposée réside dans le fait que la valeur de ce courant peut constituer un indicateur précoce de défaillance des diodes testées.

Les perspectives de ce travail doivent, à présent, naturellement s'inscrire dans une plus grande exhaustivité visant à une compréhension plus fine de l'impact de variantes technologiques de la puce (géométrie longitudinale du ruban, contraste d'indice optique confinement/guidage, traitement des facettes...) mais également sur la présence du réseau FBG photo-inscrit dans la fibre, tant sur la forme que sur les propriétés des réponses optiques temporelles. Parallèlement, malgré la mise en évidence d'une robustesse avérée de la monomodalité spatiale dans ces régimes de fonctionnement, il sera important de poursuivre les analyses de champ proche pour déterminer les véritables seuils à partir desquels cette propriété est modifiée ainsi que les évolutions spectro-temporelles des impulsions délivrées, notamment dans le cadre des

applications envisagées. Une étude de fiabilité en conditions opérationnelles continues, menées à iso-contraintes accélérées, doit être envisagée en s'appuyant sur une population de composants plus représentative d'un point de vue statistique et qui aura pour objectif d'extraire une distribution de durées de vie dans ce cadre de régimes de fonctionnement. A terme, l'objectif sera alors de valider l'utilisation de ces diodes laser, en tant que sources d'oscillations « maîtres » compactes et fiables de Laser à fibre « MOPA », permettant d'éviter des phénomènes non-linéaires actuellement observés sur les amplificateurs à fort gain.



---

# Production scientifique

---

- [1] G. Le Galès, S. Joly, G. Pedroza, A. Morisset, F. Laruelle, L. Béchou, "Analysis of optical responses of 1060nm seed laser diodes under overcurrent and short-pulse conditions for reliability investigations," Conference Paper, SPIE Photonics Europe, pp. 98921Y-98921Y (2016). [[doi:10.1117/12.2227771](https://doi.org/10.1117/12.2227771)]
- [2] G. Le Galès, G. Marcello, S. Joly, G. Pedroza, A. Morisset, F. Laruelle, F. Darracq, L. Béchou "1060nm seed laser diodes in pulsed operation: performances and safe operating area," Conference Paper, International Society on Reliability of Optoelectronics for Systems, Warsaw-Poland, (2016).
- [3] M. Vanzi, G. Marcello, G. Mura, G. Le Galès, S. Joly, Y. Deshayes, L. Bechou "Extended Modal Gain Measurement in DFB Laser Diodes," IEEE Photonics Technology Letters 29(2), 197–200 (2017). [[doi:10.1109/LPT.2016.2633440](https://doi.org/10.1109/LPT.2016.2633440)]
- [4] G. Le Galès, S. Joly, G. Marcello, G. Pedroza, A. Morisset, F. Laruelle, L. Béchou, "Seed laser diodes in pulsed operation: limitations and reliability investigations," Conference Paper, SPIE Photonics West, paper 10098-26 (2017).





# ANNEXE

Tableau des données fournies par 3SP Technologies :

S/N	SN CoS	Type	CoS										Module sans FBG							Module splicé								
			Wafer	bar	Designation	PLPR (nm)	Rith (indicateur réflectivité facette)	Ith 25°C	Ith plaque	Pf900 25°C	Pf1200 25°C	Pf1500mA 25°C	Val_Ith (25°C)	Val_LamdaPic @500mW (µm)	Pf900mA 25°C	Pf1200mA 25°C	couplage 900mA	couplage 1.2A	Variation Ith CoS/ Module (%)	Ith (25°C)	Lamda Moyen (nm) 500mW	Pin_Band (%) Pf500mW	Pf900mA 25°C	Pf1200mA 25°C	Variation Ith CoS/ Module (%)			
SK13300316	7CB42070H5W121	No FBG	7CB42070	H5	LDM #6	1042,09	1,30	55,84	42,95	648,91	827,08	962,70	55,76	1,0600	504,15	657,33	0,78	0,79	-0,14									
SK13300317	7CB42070H5W124	FBG	7CB42070	H5	LDM #2 FBG	1042,09	1,30	55,84	42,95	650,91	830,27	964,42	55,51	1,0600	489,95	639,55	0,75	0,77	-0,59	50,00	1060,68	96,98	483,51	647,12			-10,45	
	7CB42070H5W115	CoS	7CB42070	H5	CoS #8	1042,09	1,29	55,98	43,39	650,03	828,48	963,40																
	7CB42070H5W123	CoS	7CB42070	H5	CoS #7	1042,09	1,29	55,74	43,21	651,10	829,90	964,07																
SK13280634	7CB42070H3W115	No FBG	7CB42070	H3	LDM #8	1042,09	1,30	56,65	43,58	659,36	837,82	972,03	56,58	1,0600	521,70	680,18	0,79	0,81	-0,12									
SK13280632	7CB42070H3W107	FBG	7CB42070	H3	LDM #4 FBG	1042,09	1,32	56,62	42,89	659,79	838,25	973,51	56,70	1,0610	546,51	715,76	0,83	0,85	0,14	49,36	1060,66	99,28	513,57	684,90			-12,83	
SK13300265	7CB40070C4W113	No FBG	7CB40070	C4	LDM #7	1041,39	1,25	57,38	45,90	647,16	825,67	958,81	57,97	1,0600	537,53	716,93	0,83	0,87	1,03									
SK13300266	7CB40070C4W114	FBG	7CB40070	C4	LDM #3 FBG	1041,39	1,26	57,49	45,63	647,02	825,93	959,85	58,10	1,0590	526,46	708,18	0,81	0,86	1,06	52,22	1060,71	99,04	481,46	650,88			-9,17	
	7CB40070C4W118	CoS	7CB40070	C4	CoS #4	1041,39	1,27	58,20	45,82	646,16	824,55	958,23																
	7CB40070C4W119	CoS	7CB40070	C4	CoS #5	1041,39	1,27	57,37	45,17	649,83	828,69	962,98																
SK13320776	7CB40070E1W110	FBG	7CB40070	E1	LDM #1 FBG	1041,39	1,27	58,03	45,69	645,13	823,03	956,41	58,10	1,0590	514,65	679,99	0,80	0,83	0,12	51,99	1060,65	98,35	441,21	587,45			-10,40	
	7CB40070E1W128	CoS	7CB40070	E1	CoS #6	1041,39	1,27	57,79	45,50	643,42	820,31	952,98																
SK13461713	7CB43060G3W123	No FBG	7CB43060	G3	LDM #4	1042,05	1,24	56,06	45,21	645,47	824,03	957,16	56,40	1,0600	539,42	714,74	0,84	0,87	0,61									
SK13461715	7CB43060G3W125	FBG	7CB43060	G3	LDM #9 FBG	1042,05	1,25	56,27	45,02	644,72	824,20	956,70	56,20	1,0610	524,26	693,65	0,81	0,84	-0,12	50,60	1060,88	97,27	461,53	616,90			-10,08	
	7CB43060G3W121	CoS	7CB43060	G3	CoS #9	1042,05	1,25	56,31	45,05	646,81	826,70	958,58																
SK13461784	7CB46050H5W117	No FBG	7CB46050	H5	LDM #3	1041,49	1,29	54,67	42,38	648,04	827,11	960,94	55,10	1,0600	543,99	724,57	0,84	0,88	0,79									
SK13461785	7CB46050H5W124	FBG	7CB46050	H5	LDM #5 FBG	1041,49	1,29	54,70	42,40	644,38	822,36	955,99	55,10	1,0600	557,80	742,58	0,87	0,90	0,73	50,05	1060,57	99,22	475,35	629,88			-8,51	
SK13461802	7CB46050I1W114	No FBG	7CB46050	I1	LDM #2	1041,49	1,29	54,36	42,14	654,87	832,15	964,93	54,90	1,0610	536,81	719,47	0,82	0,86	0,99									
SK13461801	7CB46050I1W113	FBG	7CB46050	I1	LDM #8 FBG	1041,49	1,29	54,46	42,22	655,60	833,32	967,63	54,70	1,0610	560,57	751,70	0,86	0,90	0,44	49,89	1060,82	96,74	473,71	636,21			-8,40	
SK13500268	7CB46050B2W123	No FBG	7CB46050	B2	LDM #5	1041,49	1,32	56,73	42,98	654,43	832,77	968,14	56,60	1,0590	589,83	790,71	0,90	0,95	-0,23									
	7CB46050B2W114	CoS	7CB46050	B2	CoS #1	1041,49	1,33	56,82	42,72	654,61	831,19	963,55																
SK13500269	7CB46050B2W125	FBG	7CB46050	B2	LDM #10 FBG	1041,49	1,32	56,57	42,86	655,17	834,61	969,32	56,50	1,0600	534,87	716,59	0,82	0,86	-0,12	50,77	1060,99	97,63	474,99	634,12			-10,25	
	7CB46050H3W121	CoS	7CB46050	H3	CoS #2	1041,49	1,27	53,82	42,37	651,34	830,42	965,66																
SK14060579	7CC07150G2W124	No FBG	7CC07150	G2	LDM #10	1043,49	1,25	53,56	42,85	652,58	828,93	961,93	53,60	1,0630	549,75	735,53	0,84	0,89	0,07									
SK14060581	7CC07150G2W126	FBG	7CC07150	G2	LDM #7 FBG	1043,49	1,25	53,48	42,78	654,51	830,72	963,47	53,60	1,0630	539,72	722,18	0,82	0,87	0,22	48,58	1060,85	97,15	468,41	624,90			-9,17	
	7CC07150G2W111	CoS	7CC07150	G2	CoS #3	1043,49	1,25	53,60	42,88	657,22	835,39	969,57																
SK15170688	7CD28040I3W105	No FBG	7CD28040	I3	LDM #9	1040,40	1,20	51,05	42,54	640,84	817,46	951,40	50,70	1,0610	519,91	692,30	0,81	0,85	-0,69									
SK15170689	7CD28040I3W106	FBG	7CD28040	I3	LDM #6 FBG	1040,40	1,21	51,11	42,24	638,87	814,69	948,53	51,00	1,0630	517,29	689,70	0,81	0,85	-0,22	48,18	1060,68	97,83	433,22	578,02			-5,74	
	7CD28040G1W129	CoS	7CD28040	G1	CoS #10	1040,40	1,26	52,87	41,96	647,44	824,29	958,02																
	7CD28040H5W108	CoS	7CD28040	H5	CoS #11	1040,40	1,27	54,13	42,62	649,29	826,50	960,13																
SK13470001	7CB40090F1W107	No FBG	7CB40090	F1	LDM #1	1041,73	1,31	57,36	43,79	656,09	834,98	971,30	57,87	1,0600	547,04	729,92	0,83	0,87	0,89									