

N° d'ordre : 3141

# THÈSE

présentée à

**L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1**

ÉCOLE DOCTORALE DE SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

par **Laurent MENDIZABAL**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

**DOCTEUR**

SPÉCIALITÉ : ELECTRONIQUE

\*\*\*\*\*

**FIABILITE DE DIODES LASER DFB 1,55  $\mu\text{m}$  POUR DES  
APPLICATIONS DE TELECOMMUNICATION :  
Approche statistique et interaction composant-système**

\*\*\*\*\*

Soutenue le 03 mars 2006

Après avis de :

<b>M.</b>	O. BONNAUD	Professeur, IETR (Rennes)	<b>Rapporteur</b>
<b>M.</b>	C. BOISROBERT	Professeur, IREENA (Nantes)	<b>Rapporteur</b>

Devant la commission formée de :

<b>M.</b>	P. FOUILLAT	Professeur, Université Bordeaux 1	<b>Président du jury</b>
<b>M.</b>	O. BONNAUD	Professeur, IETR (Rennes)	<b>Rapporteur</b>
<b>M.</b>	C. BOISROBERT	Professeur, IREENA (Nantes)	<b>Rapporteur</b>
<b>M.</b>	Y. DANTO	Professeur, Université Bordeaux 1	<b>Examineur</b>
<b>Mme.</b>	C. AUPETIT	Maître de Conférences, ENSIL (Limoges)	<b>Examineur</b>
<b>M.</b>	L. BECHOU	Maître de Conférences, Université Bordeaux 1	<b>Examineur</b>
<b>Mme.</b>	D. LAFFITTE	Ingénieur, AVANEX-France	<b>Invitée</b>
<b>M.</b>	O. GILARD	Ingénieur, CNES-Toulouse	<b>Invité</b>
<b>M.</b>	F. VERDIER	Maître de Conférences, Université Bordeaux 1	<b>Invité</b>



# Remerciements

---

Les travaux présentés dans ce mémoire se sont déroulés au sein du Laboratoire d'Etude de l'Intégration des Composants et Systèmes Electroniques (IXL), UMR 5818 CNRS, ENSEIRB, Université Bordeaux 1. Je souhaite ici remercier les personnes qui ont contribué à l'élaboration de ces travaux.

J'adresse mes remerciements à Monsieur le Professeur André Touboul, Directeur du Laboratoire IXL, pour m'avoir accueilli au sein de ce laboratoire.

Que Monsieur Yves Danto, Professeur à l'Université Bordeaux 1, reçoive l'expression de toute ma reconnaissance pour m'avoir proposé ce sujet de recherche. Ses compétences scientifiques, sa vision globale de la fiabilité et les conseils avisés qu'il a pu me promulguer lors de nos trop courtes conversations m'ont été d'une aide très précieuse.

Mes plus sincères remerciements vont à Monsieur Laurent Béchou, Maître de Conférences à l'Université Bordeaux 1, et co-directeur de cette thèse, dont la rigueur, les compétences scientifiques et le soutien ont grandement participé à l'aboutissement de cette thèse.

Je tiens à vivement remercier Monsieur Christian Boisrobert, Professeur à l'Institut de Recherche en Electronique et Electrotechnique de Nantes Atlantique et monsieur Olivier Bonnaud, Professeur à l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, qui ont accepté de juger ce travail et d'en être les rapporteurs, et dont les remarques et les encouragements m'ont grandement aidé lors de la préparation de la soutenance orale.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance au personnel d'AVANEX France, notamment en les personnes de Madame Dominique Laffitte, Monsieur Jean-Luc Goudard et bien sûr Monsieur Victor Rodrigues, qui, malgré les moments difficiles qu'ils ont traversé, m'ont accueilli au sein de leur entreprise, et par leurs compétences techniques et leur aide, ont rendu cette thèse possible.

Je voudrais remercier aussi Monsieur Jean-Michel Dumas, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges, et Madame Christelle Aupetit, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges, sans les compétences et la collaboration desquels le quatrième chapitre de cette thèse ne serait resté qu'au stade de projet.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Frédéric Verdier, Maître de Conférences à l'Université Bordeaux 1, dont les compétences autant théoriques que techniques sont à l'origine de la partie statistique de ce travail, dont l'élaboration aurait été bien plus laborieuse sans son soutien inconditionnel.

Je tiens à exprimer ma pleine reconnaissance à Monsieur Olivier Gilard, Ingénieur au CNES à Toulouse pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à ce jury.

Je remercie aussi vivement Monsieur Pascal Fouillat, Professeur à l'Université Bordeaux 1, pour avoir accepté de présider mon jury.

Je remercie évidemment toute l'équipe Fiabilité de l'IXL : Yannick, Yves, Bruno, pour leurs précieux conseils.

Enfin, je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont soutenu durant ce projet qui était l'aboutissement de cette thèse.

Il s'agit bien entendu de tout le personnel de l'IXL. Mais il s'agit bien sûr et surtout mes amis, thésards au laboratoire IXL ou officiant dans d'autres sphères, et notamment Pierre, mon autre moi-même (ce qui n'a pas rendu nos discussions plus faciles, bien au contraire !!!), Séverine, une amie sincère, Mickael pour nos petites soirées post-aïkido, et Isabelle qui a toujours su se rendre disponible pour qui a besoin d'elle.

Et bien évidemment ma famille : mes parents, ma sœur Aline, et Christophe et Luisa (que je ne saurais classer autre part que dans cette catégorie !!!) pour avoir toujours été là pour moi, bien que n'étant pas toujours facile à vivre, je l'avoue !

# Sommaire

---

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>9</b>
------------------------------------	----------

<b>CHAPITRE I : COMPOSANTS OPTIQUES POUR LES TELECOMMUNICATIONS - ETAT DE L'ART SUR LA TECHNOLOGIE DFB .....</b>	<b>13</b>
--	-----------

I. INTRODUCTION .....	14
II. MARCHE ACTUEL DE L'OPTOELECTRONIQUE .....	14
II.1. <i>Domaine militaire et spatial</i> .....	15
II.2. <i>Automobile</i> .....	15
II.3. <i>Technologies de l'information</i> .....	15
II.4. <i>Secteur des télécommunications</i> .....	16
III. TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE EN LONGUEUR D'ONDE .....	18
IV. PRINCIPES PHYSIQUES D'UNE DIODE LASER MONOMODE DFB .....	20
IV.1. <i>Rappels sur le laser multimode de type Fabry-Perot</i> .....	20
IV.2. <i>Conditions de résonance laser : gain et phase</i> .....	22
IV.3. <i>Sélection monomode : intérêt du réseau de Bragg</i> .....	24
IV.3.a. <i>Comparaison des performances des diodes laser Fabry-Perot et DFB</i> .....	26
IV.3.b. <i>Accordabilité en longueur d'onde par réseau de Bragg</i> .....	29
IV.4. <i>Description de la technologie DFB</i> .....	30
IV.4.a. <i>Architectures technologiques Fabry-Pérot</i> .....	31
IV.4.b. <i>Technologie DFB monosection</i> .....	36
IV.4.c. <i>Technologies DFB multisections</i> .....	38
IV.5. <i>Les différents types de mécanismes de dégradation</i> .....	39
IV.5.a. <i>Mécanismes intrinsèques à la diode Laser</i> .....	39
IV.5.b. <i>Mécanismes intrinsèques au réseau de Bragg</i> .....	42
IV.5.c. <i>Mécanismes intrinsèques à l'assemblage</i> .....	42
V. JUSTIFICATION DU TRAVAIL DE THESE .....	44
V.1. <i>Rappels sur les méthodes d'étude de la fiabilité</i> .....	45
V.1.a. <i>Approches « classiques »</i> .....	45
V.1.b. <i>Approches appliquées dans le domaine de l'optoélectronique</i> .....	47
V.2. <i>Outils destinés à l'étude de la fiabilité</i> .....	48
V.2.a. <i>Cinétique générale de dégradation – Modèle d'Arrhénius</i> .....	48
V.2.b. <i>Rappels sur les définitions de base</i> .....	49
V.3. <i>Problématique actuelle de la fiabilité</i> .....	51
V.4. <i>Interaction composant/système : vers une approche de modélisation de la fiabilité</i> .....	53

## CHAPITRE II : EXTRACTION DE SIGNATURES DE DEFAILLANCE DE DIODES LASER DFB 1,55 $\mu\text{m}$ SOUS CONTRAINTES ACCELEREES ..... 55

I.	INTRODUCTION .....	56
II.	CARACTERISATIONS ELECTRO-OPTIQUES : DESCRIPTION DU BANC DE MESURE ET PERFORMANCES .....	56
II.1.	<i>Analyses électriques : caractéristiques courant-tension</i> .....	56
II.1.a.	Modèles électriques associés à une diode laser .....	57
II.1.b.	Caractéristiques courant-tension : principe et performances .....	59
II.2.	<i>Analyses optiques : caractéristique puissance-courant et spectre optique</i> .....	62
II.2.a.	Principes d'analyse de la puissance optique – Performances .....	62
II.2.b.	Analyse du spectre optique – Performances .....	64
II.3.	<i>Caractérisation de bruit</i> .....	66
II.3.a.	Bruit d'intensité relative .....	66
II.3.b.	Largeur de raie .....	68
III.	CARACTERISATIONS INITIALES DES COMPOSANTS .....	71
III.1.	<i>Caractéristiques électro-optiques</i> .....	71
III.1.a.	Puissance optique et courant de seuil .....	71
III.1.b.	Caractéristique courant tension .....	74
III.1.c.	Spectre optique.....	74
III.2.	<i>Caractéristiques de bruit</i> .....	76
III.2.a.	Mesures de bruit relatif en intensité .....	76
III.2.b.	Mesures de largeur de raie .....	77
IV.	ANALYSE DES VIEILLISSEMENTS .....	78
IV.1.	<i>Profil de mission des composants</i> .....	79
IV.2.	<i>Description des vieillissements sur puces et modules</i> .....	79
IV.2.a.	Puces nues reportées sur embase : stockage actif.....	79
IV.2.b.	Têtes optiques : vieillissement multi-contraintes .....	80
$\alpha$	- Stockage actif sous contraintes échelonnées .....	80
$\beta$	- Cycles thermiques .....	80
IV.3.	<i>Synthèse des résultats de vieillissement – Discussion</i> .....	82
IV.3.a.	Résultats de vieillissements des puces .....	82
$\alpha$	- Impact du vieillissement accéléré sur les distributions paramétriques.....	82
$\beta$	- Signature 1 : dégradation graduelle .....	84
$\gamma$	- Signature 2 : dégradation catastrophique.....	86
IV.3.b.	Résultats de vieillissement des têtes optiques .....	88
$\alpha$	- Impact du vieillissement accéléré sur les distributions paramétriques.....	88
$\beta$	- Signature A : dégradation induite par stockage actif .....	91
$\gamma$	- Signature B : dégradation induite par cycles thermiques.....	93
IV.3.c.	Synthèse - Indicateurs de défaillance .....	95
$\alpha$	- Hypothèses de mécanismes de dégradation des puces.....	95
$\beta$	- Hypothèses de mécanismes de dégradation des têtes optiques .....	98
$\gamma$	- Conclusion .....	101
IV.4.	<i>Application des résultats de vieillissement à la fiabilité : extrapolation des cinétiques de dégradation</i> .....	102
V.	CONCLUSION .....	104

## CHAPITRE III : METHODOLOGIE STATISTIQUE DE RECONSTRUCTION DES DUREES DE VIE..... 107

I.	INTRODUCTION .....	108
II.	PRESENTATION DU LOGICIEL – TIRAGE DE MONTE-CARLO .....	109
II.1.	<i>Description de la méthode utilisée</i> .....	109
II.1.a.	Contexte d'application.....	109
II.1.b.	Tirage de Monte Carlo .....	111
II.1.c.	Rappels sur les nombres aléatoires et pseudo-aléatoires .....	112
II.1.d.	Méthode de Monte-Carlo directe : distribution non rectangulaire.....	113
II.2.	<i>Description de la démarche expérimentale</i> .....	114
II.2.a.	Choix de la loi de corrélation.....	114

II.2.b. Calcul des instants de défaillance et du taux de défaillance .....	115
II.3. Application à la technologie DFB .....	116
II.4. Synthèse .....	118
III. ETUDE DE LA ROBUSTESSE DE LA METHODE .....	122
III.1. Validation de la méthode : approche analytique.....	122
III.1.a. Bases théoriques.....	122
III.1.b. Application du calcul théorique .....	125
III.2. Analyse de la robustesse des tirages statistiques .....	127
III.2.a. Impact d'un biais sur la loi de corrélation .....	127
$\alpha$ - Première étude : introduction d'une erreur de type « constante ».....	128
$\beta$ - Deuxième étude : introduction d'une erreur dépendante de m.....	130
$\gamma$ - Troisième étude : introduction d'une erreur dépendante de $\Delta m$ .....	132
III.2.b. Synthèse .....	134
III.2.c. Optimisation de la loi de corrélation .....	135
III.2.d. Choix de la loi d'approximation des instants de défaillance .....	137
IV. APPLICATIONS - ETUDE DE LOIS EXPERIMENTALES DE DEGRADATION.....	138
IV.1. Prévission mono-paramètre : variation du courant de polarisation.....	138
IV.2. Prévission multi-paramètres .....	139
IV.3. Synthèse .....	144
V. PERSPECTIVE : VERS LES MODELES PHYSIQUES MULTI-COMPOSANTES .....	145
V.1. Modèle de Chuang [,] : relation $I_{th}$ -densité de défauts intrinsèques.....	146
V.2. Modèle de Lam : croissance de population de défauts .....	148
VI. CONCLUSION .....	150

## **CHAPITRE IV : INTERACTION COMPOSANT-SYSTEME - CONTRIBUTION A LA SIMULATION DE FIABILITE ..... 153**

I. INTRODUCTION .....	154
II. PRESENTATION DE L'ETUDE .....	155
II.1. Présentation des éléments constitutifs d'une liaison optique .....	156
II.1.a. Module d'émission .....	156
$\alpha$ - Techniques de modulation de la diode laser.....	156
$\beta$ - Le circuit de commande ou Driver : modulation directe [0-2,5 Gbits/s] .....	158
$\gamma$ - Le modulateur électro-optique – modulation externe [ $> 2,5$ Gbits/s].....	159
II.1.b. Module de transmission.....	160
$\alpha$ - Paramètres d'une fibre optique .....	160
$\beta$ - L'amplificateur optique .....	165
$\gamma$ - Composants annexes du module de transmission.....	166
II.1.c. Module de réception .....	167
$\alpha$ - Le photodétecteur.....	167
$\beta$ - Autres composants du module de réception .....	168
II.2. Présentation du simulateur COMSIS.....	169
II.2.a. Généralités sur le simulateur .....	169
II.2.b. Paramètres de configuration des blocs .....	169
II.2.c. Autres exemples de simulateurs .....	169
II.3. Description des principaux paramètres étudiés.....	170
II.3.a. Diagramme de l'œil.....	170
II.3.b. Taux d'erreur binaire.....	171
II.3.c. Facteur Q .....	171
III. ETUDE DE L'IMPACT DE LOIS DE DEGRADATION : PARAMETRES DU PREMIER ORDRE .....	173
III.1. Présentation de la liaison utilisée dans cette étude.....	173
III.2. Optimisation des conditions de simulation.....	174
III.3. Loi de dégradation sur le courant d'alimentation.....	175
III.3.a. Conditions de simulation.....	175
III.3.b. Résultats de simulation .....	178
III.4. Impact d'une loi de dégradation sur la longueur d'onde.....	180
III.4.a. Conditions de simulation.....	180
III.4.b. Résultats de simulation .....	180
III.5. Liaison avec compensation de la dispersion chromatique.....	184

III.5.a. Présentation de la liaison - Conditions de simulation.....	184
III.5.b. Résultats associés à cette modification .....	185
<i>III.6. Synthèse et discussion des résultats .....</i>	<i>187</i>
III.6.a. Dégradation du courant d'alimentation $I_{\text{Bias}}$ d'un émetteur – Impact sur la réponse temporelle .	187
III.6.b. Dégradation de la longueur d'onde $\lambda_c$ d'un émetteur – Impact des distributions paramétriques sur la fiabilité à long terme .....	189
IV. ETUDE DE PARAMETRES DU SECOND ORDRE : ANALYSE DE L'IMPACT ET PERSPECTIVES .....	192
<i>IV.1. Dégradation de la fréquence de relaxation .....</i>	<i>192</i>
IV.1.a. Conditions de simulation .....	192
IV.1.b. Résultats de simulation .....	193
<i>IV.2. Dégradation de la largeur de raie.....</i>	<i>195</i>
IV.2.a. Conditions de simulation .....	195
IV.2.b. Résultats de simulation .....	195
V. CONCLUSION .....	197

<b>SYNTHESE GENERALE ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>199</b>
---	------------

<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>205</b>
----------------------------	------------

<b>PRODUCTION SCIENTIFIQUE.....</b>	<b>216</b>
-------------------------------------	------------



## Introduction générale

---

**D**epuis une vingtaine d'années, et malgré une crise profonde du secteur dans les années 2001-2003 consécutive à l'effondrement de la "bulle internet", la croissance des systèmes de télécommunication à haut débit, liée en particulier à la forte progression des applications du multimédia, montre que les moyens de transmission par fibre optique sont devenus incontournables.

Ce constat vient du fait que, compte tenu de la bande passante et la forte atténuation du cuivre dans les bandes de fréquence élevées, l'utilisation des câbles coaxiaux devient rédhibitoire pour ce type d'applications. De plus, la fenêtre de transmission d'une fibre est très large - plusieurs dizaines de THz répartis autour de 1,3 et 1,55  $\mu\text{m}$  - correspondant à un minimum d'atténuation pour une fibre en silice dopée  $\text{GeO}_2$ . Cette bande passante quasi-infinie permettra d'offrir un très haut débit pour les besoins multimédia « Grand Public », et ouvrira de nouveaux services orientés voix, vidéo et données. Le Japon est probablement « Le Moteur » international en démontrant l'intérêt d'introduire la fibre jusqu'à la maison (réseau d'accès ou FTTH) et France-Télécom a récemment mentionné que l'introduction de la fibre chez l'abonné devient inéluctable. Au-delà de nouveaux services que l'accès pourra supporter, l'introduction du très haut débit chez l'abonné se présente aussi comme un catalyseur pour les autres couches du réseau, à savoir le métropolitain et le réseau dorsal (longue distance). Aujourd'hui, d'autres pays suivent la même dynamique et cette tendance s'accroît chaque année afin de poursuivre le déploiement de liaisons intra et/ou inter-systèmes à haut débit avec comme point de focalisation, des réseaux « tout optique » [1]. L'obtention de ces performances nécessite le développement de nouvelles technologies de composants d'émission comme le laser monomode à modulateur électro-absorbant intégré (ILM), les lasers verrouillés par injection optique, les modulateurs achromatiques. Cependant, ces dispositifs sont en cours de développement dans les laboratoires et l'évaluation de leur fiabilité n'est pas encore à l'ordre du jour.

**Parallèlement, certaines technologies stabilisées des composants d'émission (lasers 1,3  $\mu\text{m}$  FP et 1,55  $\mu\text{m}$  DFB, SOAs 1,55  $\mu\text{m}$  ...) sont maintenant arrivées à maturité commerciale. La majorité des défauts de jeunesse (dégradation graduelle des contacts, des miroirs...) sont maîtrisés. Cependant, l'essor des systèmes de transmission optique actuels est tel que les attentes en terme de**

rapidité, de capacité et de qualité restent toujours à satisfaire. Les équipementiers cherchent à minimiser le nombre de leurs fournisseurs et à utiliser un maximum de briques technologiques communes (zone émissive à puits quantiques à ruban par exemple) dont la fiabilité a déjà été évaluée pour des débits plus faibles. Il est donc demandé aux différents éléments de constamment progresser et de fonctionner à un rythme élevé et les impératifs sont très importants en terme de performances (débit, taux d'erreur, bruit, fiabilité). Cela se traduit par des composants fonctionnant à leurs « limites ». **Il existe donc un besoin continu de poursuivre leur évaluation par rapport à des technologies concurrentes (nouvelles architectures ou fonctions, intégration multi-fonctions) et réactualiser les données de fiabilité en réajustant les aires de sécurité de fonctionnement, notamment vis à vis des contraintes apportées par de nouveaux profils de mission de plus en plus sévères (courant, température).** Ceci nécessite une connaissance approfondie des mécanismes de dégradation génériques actuels, de leur activation et de leur localisation. **Un autre aspect à consolider réside dans la totale méconnaissance de l'interaction entre la défaillance du composant et la fiabilité du système dans lequel il est placé.**

Depuis une dizaine d'années, la fiabilité des composants, circuits intégrés ou assemblages, est un des facteurs majeurs conditionnant le développement de la microélectronique. A titre d'exemple, les technologies microélectroniques focalisent le taux de défaillance sur une valeur inférieure ou égale à 10 FITs (1 FIT correspond à une défaillance sur  $10^9$ /heure) et les technologies optoélectroniques, couplant fonctions électroniques et optiques, ont pour objectif 100 FITs sur 25 ans. Ces très faibles taux de défaillance rendent de plus en plus difficile, l'évaluation expérimentale des caractéristiques usuellement données pour caractériser la fiabilité : durée de vie moyenne, ou médiane, taux de défaillance. Les tests classiques de vieillissement accéléré sous contraintes trouvent leurs limites dans le compromis entre la durée du test, le nombre de pièces sous test, et un facteur d'accélération raisonnable compte tenu de la complexité technologique croissante. Il est difficile d'obtenir une distribution complète (ou quasi-complète) des instants de défaillance, à des coûts non prohibitifs. **Cette situation nécessite, par conséquent, un renouvellement complet des méthodes de construction et de démonstration de la fiabilité.** Une solution consiste en l'utilisation d'outils statistiques pouvant être mis à profit pour la reconstruction des distributions de durées de vie, à partir d'informations expérimentales minimales, couramment issues de tests tronqués en durée, à faible population.

Cette thèse s'inscrit donc dans ce contexte en proposant une méthodologie d'évaluation de la fiabilité de diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  en privilégiant deux axes majeurs :

- l'interprétation des dérives électriques et optiques au travers de signatures de défaillance mises en évidence par des tests accélérés de courte durée puis l'origine des mécanismes de dégradation,
- l'impact de ces dérives sur les performances de liaisons par fibre optique à haut débit.

Le plan développé dans le manuscrit s'articule autour de quatre grands chapitres :

- **Le premier chapitre** procède à un rappel des propriétés de luminescence dans un semiconducteur, et plus précisément au sein d'une diode laser. Il détaille ensuite les spécificités liées aux différentes architectures d'une diode laser DFB et présente les principaux mécanismes de dégradation révélés dans ces structures. Les méthodes actuelles d'étude de la fiabilité ainsi que les outils mathématiques associés sont également rappelés.
- **Le second chapitre** présente les bancs d'analyse électro-optique et leurs performances, destinés à l'étude des caractéristiques électriques et optiques des composants (puces nues et modules) soumis à des vieillissements accélérés. Ces tests multi-contraintes seront appliqués à plusieurs lots de diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  à couche active InGaAsP sur substrat InP, avec pour résultats des variations paramétriques regroupées sous la forme de signatures de défaillance. Ces variations seront alors exploitées : origine des mécanismes de dégradation et étude de la cinétique de défaillance dans un souci d'extrapolation classique de la durée de vie.
- L'étude de la cinétique de défaillance est complétée dans **le troisième chapitre**, dans lequel sera mise en œuvre une méthodologie statistique originale de prévision de fiabilité. Après avoir présenté le concept de tirages de Monte-Carlo, une étude de robustesse face à des biais commis sur le traitement préalable des mesures expérimentales d'entrée sera développée. Enfin, la méthode sera appliquée à un lot de composants, permettant ainsi de justifier de l'importance d'une étude des durées de vie à partir de plusieurs paramètres électro-optiques caractérisant le comportement d'un même composant.
- Enfin, **le dernier chapitre** présente l'impact de lois de dégradation paramétrique, déterminées expérimentalement au cours du deuxième chapitre sur la technologie étudiée, appliquées à une liaison de télécommunication à multiplexage de longueurs d'onde en utilisant un simulateur système basé sur des modèles physiques de 1<sup>er</sup> niveau et systèmes dits de 2<sup>ème</sup> niveau. Ce travail peut constituer une première réflexion, en relation avec les industriels, sur la validité du choix de certains critères de défaillance au niveau du composant et à l'étude de la sensibilité des paramètres systèmes par rapport à la dégradation d'un élément de la liaison (l'émetteur). De ce point de vue, une contribution majeure réside dans l'apport direct de ce type de simulations pour la réduction des coûts et l'optimisation des stratégies de tests accélérés en tenant compte des véritables profils de mission du composant. Cette problématique apparaît de plus en plus commune aux industriels pour une qualification de technologies à forte intégration ou utilisant des briques technologiques communes (composant ou module).



**Chapitre I**  
**Composants optiques pour les**  
**télécommunications : état de l'art sur**  
**la technologie DFB**

---

## I. Introduction

Depuis plus d'une vingtaine d'années, le secteur de l'optoélectronique est en constant essor, notamment dans son application au domaine des télécommunications à haut débit. En effet, la demande de plus en plus importante de la part du secteur dit Grand Public, mais aussi de l'industrie, en terme de performances entraîne une croissance constante de la couverture géographique des réseaux de télécommunication, ainsi que le développement de technologies permettant des débits d'informations de plus en plus élevés (supérieurs à 40 Gbits/s) et de qualité toujours supérieure (taux d'erreur inférieur à  $10^{-12}$ ). Or ce développement est étroitement lié à l'amélioration des performances des composants mais dépend aussi, très étroitement, de la fiabilité.

L'analyse de défaillance combinée à l'étude des mécanismes de dégradation de ces composants constitue alors un atout majeur de la croissance, permettant d'une part d'optimiser des processus de fabrication puis d'accroître la robustesse des technologies non matures, mais aussi d'assurer la sécurité de fonctionnement (ou marges de robustesse) de composants arrivés à maturité commerciale et utilisés dans leurs « limites » de fonctionnement.

Dans ce cadre, nous nous sommes attachés à étudier la prévision de fiabilité d'un composant clé pour une liaison actuelle de télécommunication optique à haut débit : la diode laser DFB monomode  $1,55 \mu\text{m}$ .

Dans ce premier chapitre, après avoir exposé dans un premier temps, l'état actuel du marché de l'optoélectronique, nous présenterons les technologies avancées de transmission de données par fibre optique puis nous rappellerons les paramètres technologiques et physiques fondamentaux d'une diode laser DFB. Pour cela, nous procéderons à un rappel de son principe de fonctionnement et un état de l'art des architectures DFB, puis nous synthétiserons les principaux mécanismes de dégradation liés aux différents aspects de ce composant complexe.

Pour terminer, nous nous attacherons à présenter le contexte dans lequel cette thèse est réalisée, en tenant compte de l'apparition de limites dans l'étude classique de la fiabilité de composants de plus en plus robustes et utilisés dans des systèmes à complexités structurelle et fonctionnelle croissantes avec des profils de mission de plus en plus sévères. Pour finir, nous décrirons les solutions envisagées, que nous développerons plus en détail dans la suite de ce document.

## II. Marché actuel de l'optoélectronique

De nos jours, le secteur de l'optoélectronique couvre des domaines de plus en plus divers, tels que les télécommunications optiques, la défense, l'automobile ou le traitement et la distribution de l'information. Malgré cela, et après une croissance sans précédent depuis 1996, ce secteur, en particulier pour les applications de télécommunication, subit une crise grave, essentiellement due à une saturation du marché et au recul temporaire des principaux équipementiers. Nous verrons donc, dans

cette section, les divers aspects de cette crise ainsi que les ouvertures potentielles qui ont permis la relance de la croissance dans ce secteur [2].

Mais avant de détailler les multiples aspects du secteur qui nous intéresse ici - les télécommunications par fibres optiques - nous donnons quelques exemples sur les principaux autres domaines d'application de l'optoélectronique.

## **II.1. Domaine militaire et spatial**

L'industrie militaire se tourne surtout vers le domaine de l'optique de volume ou « Optronique ». Les équipements représentatifs sont :

- les autodirecteurs infrarouges
- les systèmes de conduite de tir par guidage laser
- les systèmes de vision nocturne
- les équipements d'imagerie et de traitement de l'image
- Les ensembles Lidar, équivalents du radar dans le domaine électromagnétique
- Les procédés de visualisation (projection haute, projection de visée jusqu'à la projection rétinienne).

Concernant le secteur optoélectronique, des investissements correspondant ont été réalisés, mais ils sont restés modestes en comparaison de ceux réalisés dans les applications civiles et spatiales sur les cinq dernières années. Cependant une prise de conscience a conduit le secteur militaire à utiliser les développements réalisés dans le civil.

## **II.2. Automobile**

L'électronique automobile représente 6% du marché des semiconducteurs, et le coût de l'électronique dans le véhicule représente 15% à 20% de son coût total. De plus en plus de constructeurs intègrent l'optoélectronique dans leurs programmes de développement. Ainsi de nombreuses fonctions sont en cours de migration d'une solution électronique vers une solution optoélectronique. Les fonctions traitées en priorité adressent l'éclairage et la signalisation extérieure du véhicule (diodes électroluminescentes à haute luminosité de type InGaAsP/GaP [3, 4, 5]) mais aussi les transmissions de données par fibre optique. A terme, des fonctions telles que l'affichage tête haute, les systèmes anti-collisions ou des dispositifs de vision nocturne pourront également être intégrés à court-terme dans un véhicule.

## **II.3. Technologies de l'information**

Les « technologies de l'information » regroupent :

- Les technologies d'affichage (LCD, FED, Plasma, OLED)
- Les capteurs d'images (CCD, CMOS et micro bolomètres pour l'IR)
- Le stockage des données.

Les technologies d'affichage se retrouvent principalement dans deux types d'écran : les écrans de petite taille à haute résolution (application vidéo mobile type lecteur DVD portables) et les écrans de grande taille à basse résolution (home vidéo, affichage public). Le stockage de données s'oriente vers de nouvelles possibilités qu'offrent les diodes laser à base de nitrure. Ces lasers bleus et ultraviolets, compte tenu de leur tache d'Airy plus étroite, permettront d'augmenter la quantité d'informations stockées jusqu'à 27 Go pour un disque simple face de type DVD [6,7]. A titre d'exemple, une capacité de stockage de 17 Go est réalisable avec un DVD double face et double couche [8].

## II.4. Secteur des télécommunications

Depuis plusieurs années, avec l'accroissement des besoins des entreprises et de la demande des particuliers en services de communication couvrant des territoires de plus en plus vastes, les réseaux de télécommunication à longue distance se sont développés selon deux vecteurs principaux : les réseaux satellites et les réseaux à fibre. Or chacun de ces réseaux présente une carte de services particulière, liée à leurs caractéristiques propres. De manière synthétique, les avantages sont [9] :

- la couverture de grandes zones géographiques,
- la possibilité d'avoir des accès et des destinations multiples pour une même communication,
- la possibilité de déploiement rapide des services,
- l'adaptation à des régions sans infrastructure de télécommunication.

D'un autre côté, les fibres optiques gardent des avantages importants comme [9] :

- une meilleure qualité de la couche physique avec un débit important et un fort rapport signal sur bruit,
- l'absence de saturation de bande passante (bande passante d'environ 15 THz autour de 1,55  $\mu\text{m}$ ) et plus particulièrement de réutilisation de fréquences.

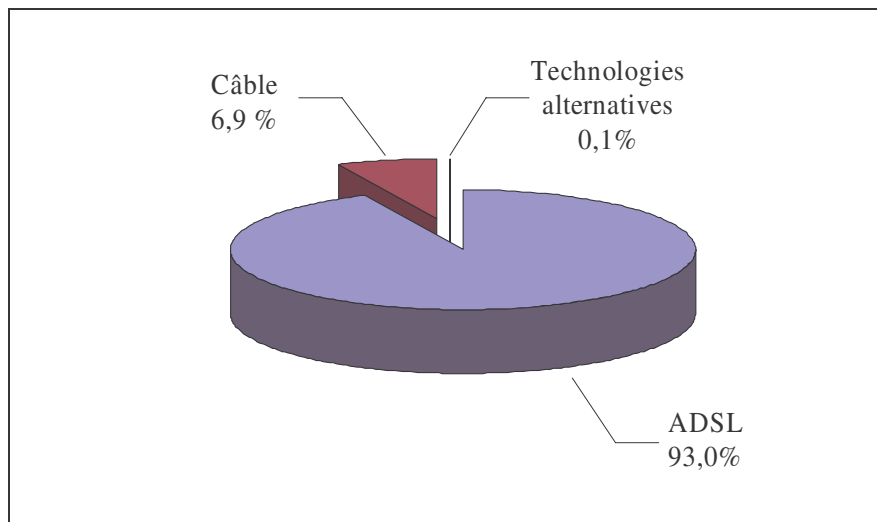
Dans cette étude, nous ne développerons pas l'aspect réseau de communication par satellites pour ne nous intéresser qu'aux réseaux terrestres de télécommunication en technologie fibrée, se présentant sous 3 types :

- Les réseaux longue distance : réseaux déployés à l'échelle d'un pays, pouvant couvrir des distances au-delà de 500 km, et dont les nœuds sont les grands centres urbains.
- Les réseaux métropolitains pouvant couvrir des distances de 40 à 150 km suivant qu'il s'agisse de réseau métropolitain d'accès ou de réseau métropolitain structurant.
- Les réseaux locaux, constituant le dernier maillon avant l'abonné et ne dépassant pas quelques kilomètres.

Ces systèmes se partagent principalement en deux technologies : le cuivre et la fibre optique. En France, le cuivre possède un quasi-monopole sur l'accès aux particuliers (*Figure I-1*), par les technologies dites xDSL, du fait d'installations déjà présentes entre centrales et abonnés (liaisons

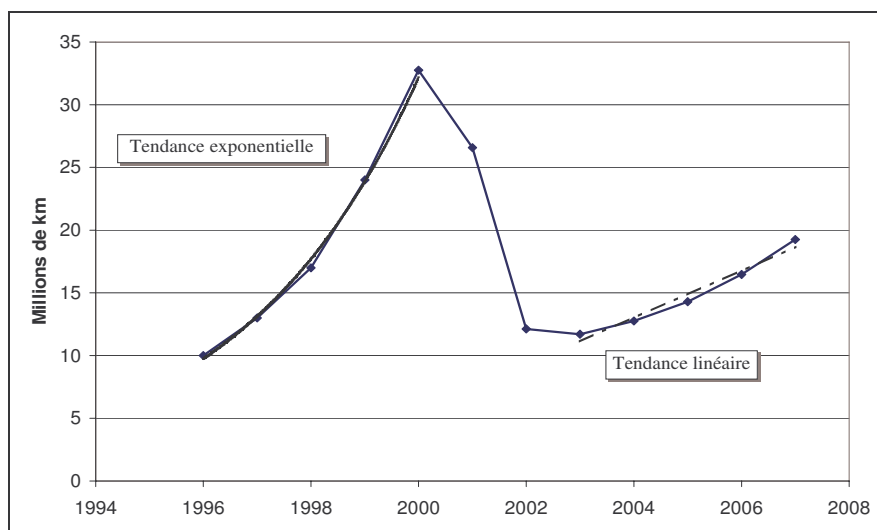


téléphoniques). Ces performances en terme de débit (maximum 50 Mbits/s pour la norme VDSL) ainsi que l'asymétrie de ces débits ne permettent pas de répondre aux besoins de nombreuses entreprises qui préfèrent s'équiper en fibre optique, dont le coût est équivalent à celui du cuivre dans le cas d'une première installation. De plus, la fibre optique détient désormais le monopole concernant les réseaux sur longues distances (entre continents par exemple).



**Figure I-1 : Situation de la répartition du marché français de l'accès haut débit (métropolitain et accès abonné) au 1<sup>er</sup> janvier 2005 [10]**

Cependant, en 2001, le nombre de fibres installées était suffisant pour répondre aux besoins du domaine des réseaux longue distance et pan-européen. Parallèlement à cela, une surestimation de la bande passante nécessaire à la couverture de la demande en haut débit a été commise, due à l'extrapolation d'une croissance qui était exponentielle jusque-là. La combinaison de ces deux effets ont alors provoqué une crise du domaine de l'optoélectronique par fabrication d'un surplus de fibres optiques.



**Figure I-2 : Quantité de fibres optiques installées aux USA en million de kilomètres par an**

Toutefois, cette crise n'a pas donné un coup d'arrêt définitif au développement de la fibre mais a permis un rééquilibrage des actions dans ce domaine en terme de production et de recherche et développement. En effet plusieurs secteurs ont permis le redémarrage de la croissance de l'optoélectronique dans le secteur des télécommunications. Dans un premier temps, au niveau des réseaux sur longues distances, si la croissance reste modeste en Europe, des régions telles que l'Asie (Japon, Taiwan...) ou l'Amérique du Nord connaissent une forte demande, comme le montre la *Figure I-2* présentant l'évolution de la quantité de fibre installée de 1996 à 2002 aux USA, ainsi qu'une projection jusqu'en 2007 [11].

Enfin, un autre secteur assurant la croissance de l'optoélectronique est celui du réseau métropolitain, notamment avec le développement de la technique WDM (Multiplexage en longueur d'onde ou Wavelength Division Multiplexing). Cette technique de multiplexage étant basée sur le principe d'un multiplexage de plusieurs longueurs d'onde dans la même fibre, possède comme principaux avantages, de ne nécessiter aucune modification majeure du réseau métropolitain actuel dans un premier temps et d'offrir un débit potentiel pouvant atteindre 100 Gbits/s. Ainsi le marché de la technologie WDM a augmenté de 2 milliards en 1999 à 12 milliards de dollars en 2003. A terme, certaines prévisions voient la fibre comme unique vecteur au sein d'un réseau métropolitain (*Tableau I-1*).

	< 1980	1980 / 90	1995	Fin 90	2005	> 2010
Transmission à longue distance	Cuivre	Fibre				
Transmission Métro/Accès	Cuivre		Cuivre/Fibre		Cuivre/Fibre/sans fil	Fibre
Transmission vers l'abonné (FTTH)	Cuivre				Cuivre/Fibre	Cuivre/Fibre

**Tableau I-1 : Tableau prévisionnel de migration vers la transmission optique pour les trois grands types de réseaux différents**

### **III. Techniques de multiplexage en longueur d'onde**

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, une grande part de la croissance de l'optoélectronique à usage de télécommunications attendue dans les prochaines années est basée sur la technique de multiplexage de longueur d'onde ou WDM, voire la DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing). Cette technique de multiplexage en longueur d'onde est à mettre en opposition avec le TDM (Time Division Multiplexing), multiplexage temporel sur lequel reposait le réseau structurant jusqu'au début des années 90, et dont les performances permettent un débit maximum de 40 Gbits/s. Cette dernière consiste à transmettre plusieurs canaux sur une seule porteuse en

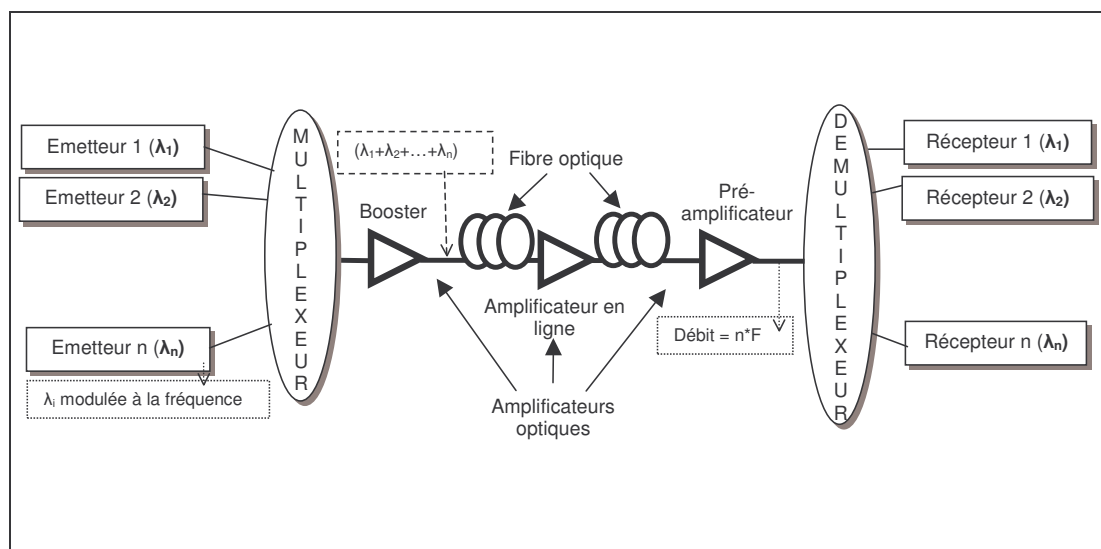
augmentant la vitesse de modulation et en allouant un intervalle de temps à chaque canal. Elle requiert donc une synchronisation difficile à gérer à très haut débit. De plus, l'accroissement de la capacité de transmission s'accompagne de la multiplication des lignes de transmission et la cascade de répéteurs-régénérateurs.

Les technologies WDM et DWDM, quant à elles, consistent à injecter dans une fibre optique plusieurs trains de signaux numériques (ou canaux) à la même vitesse de modulation mais à différentes longueurs d'onde. Chaque signal optique correspondant à une porteuse, la capacité d'informations transmises sur la liaison, est alors d'autant plus importante que le nombre de canaux est élevé.

De par son principe même, le WDM impose une architecture de la liaison optique particulière. Celle-ci, schématisée en *Figure I-3*, est en effet constituée par :

- une série de  $n$  sources émettant chacune à une longueur d'onde  $\lambda_n$  et modulées à une fréquence  $F$  (diodes laser DFB ou accordables en courant - DBR),
- un multiplexeur,
- un booster : amplificateur permettant de compenser les pertes dans le multiplexeur et réalisant la première amplification en ligne du signal optique global au débit  $n \times F$ ,
- un démultiplexeur : nécessaire à l'isolation et la réorientation des  $n$  différents canaux,
- une série de  $n$  récepteurs très faible bruit (photodiodes PIN ou APD).

Le démultiplexage est nécessaire car les récepteurs travaillent en large bande et sont, par conséquent, incapables d'isoler un canal parmi  $n$  autres canaux.



**Figure I-3 : Synoptique général d'un système de télécommunications optiques des réseaux structurants utilisant la technique WDM [12]**

La norme internationale ITU-T G 692 définit l'espacement minimum entre deux longueurs d'onde transmises. Dans le cas de la technique WDM, cet espacement correspond à 1,6 nm ou 0,8 nm (soit

respectivement 200 GHz et 100 GHz) dans l'unique bande 1530-1565 nm (appelée bande C). Pour sa part, la technique de transmission DWDM présente un encombrement spectral plus restreint, inférieur à 0,8 nm pouvant atteindre 0,2 nm (25 GHz), actuellement en développement [13]. Un tel encombrement spectral permet d'émettre sur 4 à 80, voire 160 canaux optiques dans une même fibre, ce qui permet d'atteindre des débits de 10 à 200, voire 400 Gbits/s en prenant comme débit nominal (débit par canal) 2,5 Gbits/s.

Les avantages de cette technique permettent :

- une plus grande densité d'intégration : une seule fibre suffit pour transmettre plusieurs signaux de longueurs d'onde différentes (ou canaux) en synchronisation,
- une capacité à évoluer : la plus grande partie du coût des systèmes (hors génie civil) se trouvant dans les terminaux, on peut commencer par installer des amplificateurs optiques et les émetteurs-récepteurs correspondants à la capacité initiale nécessaire, puis augmenter le nombre de canaux en fonction du débit.

Cependant, par son principe même, et pour pouvoir assurer un nombre important de canaux en évitant toute diaphonie entre deux canaux lors de transmissions d'informations, cette technique impose une limitation sur les émetteurs utilisés. Cette limitation concerne la réduction de la largeur de la bande spectrale, permettant ainsi d'éviter les débordements de spectre. Dans cette technique, on privilégiera donc des diodes laser à très faible largeur spectrale, mais développant une puissance en sortie assez importante (de l'ordre de la vingtaine de milliwatts).

Ainsi, les diodes laser de type Fabry-Perot (FP) seront rejetées du fait du caractère multimode de leur émission. La technologie consistant à intégrer un filtre à la zone active, en permettant ainsi de réduire, à un mode, le peigne d'émission d'une cavité FP tout en conservant une forte puissance, est donc mise en lumière dans ce type d'application. Ces composants, appelés diodes lasers à contre réaction répartie, ou encore DFB pour « Distributed Feedback laser diodes », sont majoritairement présents dans les liaisons à 2,5 Gbits/s que nous étudierons dans ces travaux de recherche. A présent, nous allons décrire les aspects fonctionnels ainsi que les principaux mécanismes de dégradation.

## **IV. Principes physiques d'une diode laser monomode DFB**

Dans ce paragraphe, nous commencerons par un rappel très succinct sur le principe de fonctionnement d'un laser multimode pour, par la suite, entrer dans les particularités des lasers intégrant un réseau de Bragg.

### **IV.1. Rappels sur le laser multimode de type Fabry-Perot**

Le fonctionnement d'un laser étant basé sur l'émission stimulée, deux conditions bien connues doivent être réalisées afin de favoriser cette émission et obtenir l'effet laser :

- il faut réaliser une inversion de population. Pour cela, on effectue une opération de pompage qui consiste à mettre suffisamment d'électrons dans la bande de conduction, et ce afin d'obtenir suffisamment de paires électron-trou dans la zone active de la diode laser.

- il faut que le nombre de photons incidents spontanés dépasse un certain seuil. Pour cela, on les confine au sein du semiconducteur dans une cavité résonante de type Fabry-Perot, par exemple.

Ce type de résonateur est constitué, dans sa forme la plus connue, par deux miroirs plans entre lesquels les ondes lumineuses font de multiples allers-retours. On constate que certaines ondes, ayant une direction de propagation et une longueur d'onde bien déterminées, sont favorisées et que les autres sont atténuées. Ces modes privilégiés portent le nom de « modes longitudinaux » de la cavité. Ce sont des modes pour lesquels l'onde associée se propage suivant la normale commune aux deux miroirs (axe spatial du résonateur). La condition sur la phase impose qu'un mode longitudinal apparaît à chaque nombre entier de demi-longueurs d'onde dans la cavité.

Le(s) mode(s) se propageant dans le guide diélectrique s'étendent à l'extérieur de la zone active dans la couche active (ainsi que dans n'importe quelle structure). Or seule la partie à l'intérieur de la zone active interagit avec les électrons de conduction pour contribuer à l'effet laser. Ainsi, lorsqu'on s'intéresse à l'amplification d'un mode, n'est prise en compte que la partie du mode confinée dans la zone active.

Le facteur de confinement  $\Gamma$ , qui correspond à cette seule partie du mode présente dans la zone active, est défini comme la fraction de la puissance optique qui se propage uniquement dans la couche ( $0 < \Gamma < 1$ ). Ce facteur dépend de l'épaisseur du guide ainsi que des indices respectifs de la couche active et de la couche de confinement. Au seuil, le gain du mode, ou gain modal  $g_m$ , doit compenser toutes les pertes, amenant à écrire la relation suivante :

$$g_m = \Gamma g = \alpha_m + \alpha_{int} \quad \text{E I-1}$$

$\alpha_m$  : pertes liées aux miroirs  
 $\alpha_{int}$  : pertes internes

Dans cette équation, le gain  $g$  du matériau est relié linéairement à la densité de porteurs  $N$  par la relation suivante :

$$g = a(N - N_0) \quad \text{E I-2}$$

$N_0$  : densité de porteurs à la transparence  
 $a$  : coefficient de gain différentiel

Nous voyons donc que, d'après l'équation E I-1, le gain matériau nécessaire pour compenser les pertes dans une couche active de faible épaisseur, devra être plus élevé pour une épaisseur plus importante.

Ce gain dans la cavité est lié au taux de recombinaisons radiatives stimulées  $R_{st}$ , donné par :

$$R_{st} = \frac{c}{n_g} g(N) \quad \text{E I-3}$$

$n_g$  : indice de groupe dans la cavité

Cependant, les recombinaisons radiatives stimulées ne sont pas les seules recombinaisons ayant lieu dans la cavité. Le taux de recombinaison  $R(N)$  prenant en compte l'ensemble des mécanismes est défini par :

$$R(N) = A_{nr}N + BN^2 + CN^3 + R_{st}N_{ph} \quad \text{E I-4}$$

$A_{nr}$  : Coefficient de recombinaison non radiative  
 $B$  : Coefficient d'émission radiative  
 $C$  : Coefficient de recombinaison Auger  
 $N_{ph}$  : densité de photons stimulés émis

$A_{nr}$  et  $C$  sont associés aux processus de recombinaison non radiative respectivement sur les pièges et par effet « Auger »;  $B$  est le coefficient d'émission radiative,  $N$  est la densité de porteurs dans la zone active. Le terme  $BN^2$  représente alors l'ensemble des recombinaisons spontanées et  $N_{ph}$  est la densité de photons émis par le mécanisme d'émission stimulé dans la cavité. Le terme  $R_{st}N_{ph}$  correspond au nombre d'électrons absorbés par ce mécanisme.

Comme le montre l'équation E I-4, plusieurs mécanismes sont à l'origine de la recombinaison non-radiative des paires électrons-trous.

- *Les recombinaisons non-radiatives dues aux défauts* sont induites soit par la présence de niveaux d'énergie dans la bande interdite, provenant essentiellement des défauts ponctuels du cristal, soit par des recombinaisons de surface, issues d'impuretés absorbées par les miroirs clivés du laser en contact avec le milieu extérieur, se comportant comme des centres de recombinaison non-radiative. Le terme de l'équation E I-4 correspondant à ces phénomènes est  $A_{nr}N$ .
- *Les recombinaisons Auger* constituent le phénomène selon lequel l'énergie cédée pendant la recombinaison d'une paire électron-trou est transférée à un autre électron (ou trou) qui se retrouve excité dans un état plus élevé dans la bande. Puis cet électron (ou trou) relaxe pour atteindre l'équilibre thermique en cédant son énergie sous forme de phonon. Ce phénomène est intrinsèque au matériau et d'autant plus important que la longueur d'onde et la température sont élevées (semiconducteurs à gap faible). Le mécanisme Auger est le principal mécanisme de recombinaison non-radiative dans les lasers InGaAsP sous forte injection.

## IV.2. Conditions de résonance laser : gain et phase

On peut représenter la cavité d'une diode laser comme un milieu amplificateur limité par deux miroirs  $M_e$  et  $M_s$ , respectivement miroir d'entrée et de sortie (*Figure I-4*). Les miroirs présentent chacun un coefficient de réflexion et de transmission ( $r_e$ ,  $t_e$  en entrée et  $r_s$ ,  $t_s$  en sortie), où les coefficients de réflexion sont donnés par l'équation E I-5 :

$$r = \sqrt{R}e^{i\varphi} \quad \text{E I-5}$$

$R$  : réflectance du milieu  
 $\varphi$  : déphasage induit par le miroir

Si on appelle  $\vec{E}_1$ , l'onde quittant le miroir  $M_e$  et  $\vec{E}_n$  les ondes ayant subi (n-1) aller-retour dans le milieu amplificateur, l'amplitude totale de l'onde au miroir d'entrée, notée E, est donc décrite par la somme des amplitudes de  $E_n$  et se présente sous la forme donnée par l'équation E I-6 :

$$E = E_0 t_e \frac{e^{i\omega t}}{1 - r_e r_s e^{(\gamma - \alpha_p)d} e^{i2kd}} \quad \text{E I-6}$$

$\gamma$  : gain du milieu amplificateur  
 $d$  : longueur de la cavité  
 $\alpha_p$  : coefficient d'atténuation parasite (en  $\text{cm}^{-1}$ )

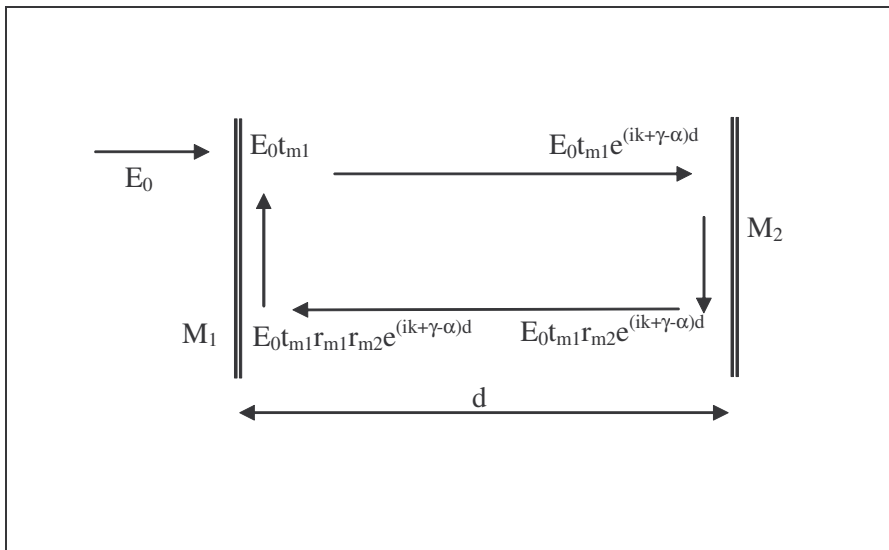


Figure I-4 : Schématisation des mécanismes d'établissement de l'oscillation laser dans une cavité

Le champ électromagnétique devient divergent lorsque le dénominateur de la relation E I-6 s'annule représentant ainsi la condition d'oscillation laser. Cette oscillation n'existe que si deux conditions sont respectées simultanément : une condition spécifique sur le gain ainsi que sur la phase. La condition sur le gain est donnée par l'équation E I-7.

$$\gamma_{\text{seuil}} = \alpha_p - \frac{1}{d} \ln |r_e r_s| \quad \text{E I-7}$$

qui peut aussi s'écrire avec la relation E I-8 à partir de l'équation E I-5.

$$\gamma_{\text{seuil}} = \alpha_p - \frac{1}{2d} \ln R_e R_s \quad \text{E I-8}$$

Le terme  $\gamma_{\text{seuil}}$  représente le seuil de gain au-dessus duquel le milieu se met à amplifier l'onde électromagnétique incidente du fait de la compensation de toutes les pertes induites par le matériau constituant la cavité optique.

La condition sur la phase est donnée par l'équation E I-9.

$$kd + \varphi = q\pi \quad q = 1, 2, \dots \quad \text{E I-9}$$

$\varphi$  est la moyenne des déphasages introduits par les deux miroirs

En supposant les miroirs métalliques, seuls les modes donnés par la relation E I-10 sont amplifiés.

$$v_q = q \frac{c}{2n_{op}d} \quad \text{E I-10}$$

### IV.3. Sélection monomode : intérêt du réseau de Bragg

On appelle, réseau de Bragg, une structure périodique dont les éléments sont espacés d'une période  $\Lambda$ , et qui diffracte la lumière suivant un angle  $\theta_d$  qui dépend :

- de l'angle incident,
- de la période du réseau,
- de la longueur d'onde de la lumière incidente.

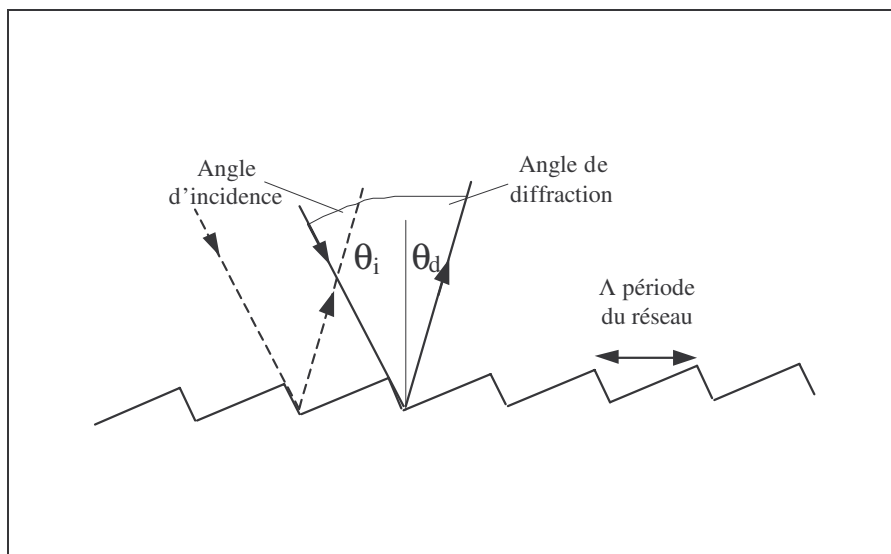


Figure I-5 : Nature des réflexions sur un réseau de Bragg [14]

La *Figure I-5* illustre la diffraction d'une onde plane incidente (avec un angle  $\theta_i$ ) au réseau de Bragg, ainsi que l'onde plane réfractée avec un angle  $\theta_d$  [14]. L'interférence constructive des ondes planes émanant du réseau depuis les éléments adjacents du réseau impose la condition suivante :

$$A(\sin \theta_i - \sin \theta_d) = M\lambda \quad \text{E I-11}$$

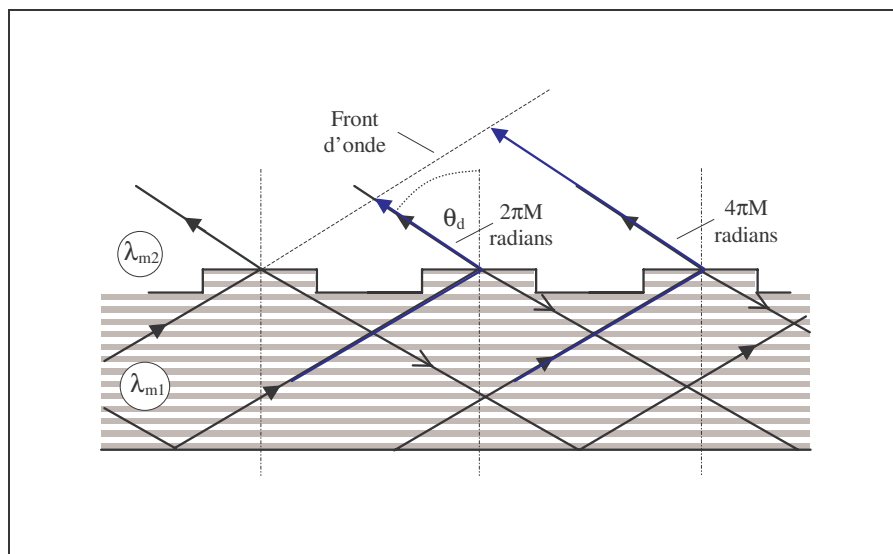
$$M = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

L'entier  $M$  définit l'ordre de la diffraction ou le décalage de phase des longueurs d'onde entre les ondes diffractées depuis les éléments du réseau, et  $\lambda$  est la longueur d'onde de la radiation.



Le fait que le réseau de Bragg puisse sélectionner des longueurs d'ondes spécifiques, permet donc de l'envisager comme réseau de diffraction incorporé dans un guide d'onde à semiconducteur. Ceci est illustré dans la *Figure I-6* avec des concepts similaires à ceux de la *Figure I-5*, à l'exception près qu'il y a ici deux indices de réfraction différents [14]. Le principe de Huygens, appliqué aux ondes constructives issues de points identiques mais à différentes périodes du réseau, montre qu'il est nécessaire d'avoir la somme (ou la différence) du chemin optique total, comme étant un entier multiple de  $2\pi$ . En affectant les longueurs d'onde appropriées aux différents matériaux ( $\lambda_{mi}$ ) comme dans la *Figure I-6*, on obtient :

$$\frac{\Lambda \sin \theta_i}{\lambda_{m1}} + \frac{\Lambda \sin \theta_d}{\lambda_{m2}} = M \quad \text{E I-12}$$



**Figure I-6 : Phénomène de diffraction d'un réseau incorporé dans le guide d'onde d'un laser**

En appliquant le résultat de l'équation E I-12 à un mode de propagation dans le guide d'onde du laser DFB, on note que l'angle d'incidence  $\theta_i$  ne peut être inférieur à l'angle critique de réflexion totale  $\theta_c$  et donc :

$$\sin \theta_i \geq \sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1} = \frac{\lambda_{m1}}{\lambda_{m2}} \quad \text{E I-13}$$

$n_1$  : indice de réfraction dans la région centrale du guide d'onde  
 $n_2$  : indice de réfraction dans la région extérieure du guide d'onde

En insérant l'équation E I-13 dans E I-12, on obtient :

$$\sin \theta_d \geq \left| \frac{\lambda_{m2} M}{\Lambda} - 1 \right| \times \left| \frac{2M}{p} - 1 \right| \quad \text{E I-14}$$

$p = \Lambda / (\lambda_{m2} / 2)$  : entier, définissant l'ordre du réseau

Du fait de la faible différence entre les indices de réfraction, les longueurs d'onde  $\lambda_{m2}$  et  $\lambda_{m1}$  sont, toutes les deux, très proches de  $\lambda_m$ , la longueur d'onde effective dans le guide. En général, pour un laser avec une rétroaction le long du guide d'onde, on requiert un angle  $\theta_d$  proche de  $\theta_i$ , ayant une valeur voisine de  $\pi/2$ . Ainsi dans l'équation E I-14, en utilisant le signe d'égalité et avec  $\sin \theta_d = 1$ , l'ordre du réseau  $p$  est égal à l'ordre de diffraction  $M$ . Pour une périodicité physique du réseau  $\Lambda$  donnée, la longueur d'onde optimum  $\lambda_b$ , qui est la plus fortement réfléchie, est appelée longueur d'onde de Bragg et satisfait à la condition de Bragg suivante :

$$M \left( \frac{\lambda_b}{n_{\text{eff}}} \right) = 2\Lambda \quad \text{E I-15}$$

$n_{\text{eff}}$  : valeur moyenne de l'indice de réfraction dans le guide

$n_{\text{eff}}$  est la valeur moyenne de l'indice de réfraction dans le guide et relie la longueur d'onde de Bragg  $\lambda_b$  à la longueur d'onde du guide correspondante ( $\lambda_m = \lambda_b / n_{\text{eff}}$ ).

Il est possible de trouver des réseaux où  $\sin \theta_d \sim 0$  (par exemple,  $p=2M$ ), ou  $\sin \theta_d$  très inférieur à 1, avec pour conséquence que l'onde diffractée est alors émise hors du guide. L'influence de l'ordre  $p$  du réseau et de l'ordre  $M$  de la diffraction sur la rétroaction et les pertes d'émission subies par un mode de propagation sont résumées dans le *Tableau I-2*.

Ordre de diffraction	M=0	M=1	M=2	M=3
Réseau du 1 <sup>er</sup> ordre $p=1$	Gain simple passage	Contre-réaction		
Réseau du 2 <sup>nd</sup> ordre $p=2$	Gain simple passage	Emission à $\theta_d = 90^\circ$	Contre-réaction	
Réseau du 3 <sup>ème</sup> ordre $p=3$	Gain simple passage	Emission à $\theta_d \sim \sin^{-1}(-1/3)$	Emission à $\theta_d \sim \sin^{-1}(1/3)$	Contre-réaction

**Tableau I-2 : Résumé sur l'influence des ordres de diffraction sur les contre-réaction et pertes d'émission des réseaux d'un laser DFB**

A titre d'exemple, pour un laser InGaAsP émettant à  $1,55 \mu\text{m}$ , avec un réseau d'ordre 1 ( $p = 1$ ), les valeurs typiques de  $n_{\text{eff}}$  et  $\Lambda$  sont respectivement égales à 3,4 et  $0,23 \mu\text{m}$ .

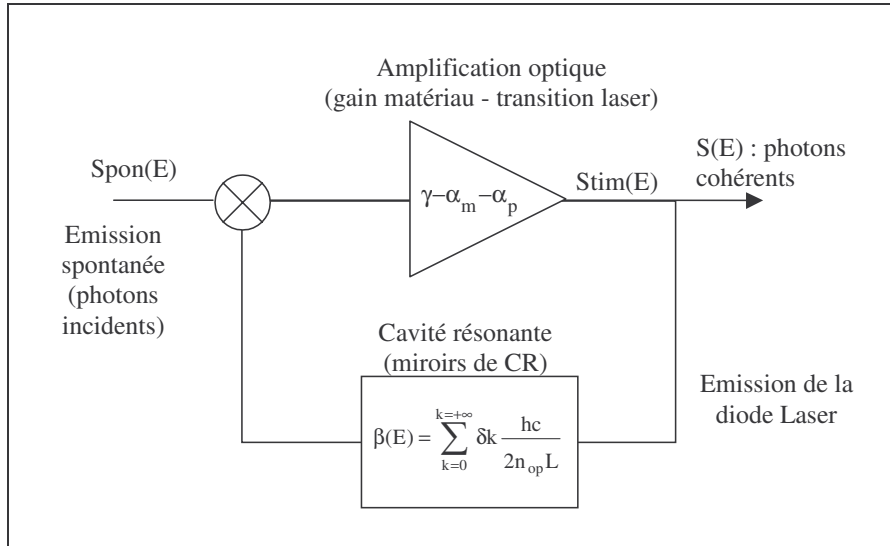
#### **IV.3.a. Comparaison des performances des diodes laser Fabry-Perot et DFB**

La principale différence entre une diode laser FP et DFB réside dans la largeur spectrale de l'émission de lumière en face avant. Cette différence est induite par le type de cavité optique utilisé pour réaliser ces deux composants. La diode laser FP est constituée d'une cavité simple avec deux miroirs permettant la sélection de longueur d'onde comme le décrit l'équation E I-10 et rappelée ici :

$$v_q = q \frac{c}{2n_{\text{op}}d} \quad \text{E I-10}$$

La *Figure I-7* représente le schéma fonctionnel d'une diode laser de type FP, sans réseau de Bragg, avec l'entrée représentée par l'émission spontanée. En effet, ce mécanisme physique est nécessaire

pour initier l'émission de la diode laser. Par la suite, l'émission spontanée est amplifiée par l'émission stimulée, définissant la partie amplificatrice de la cavité. Enfin, l'ensemble est filtré par les miroirs de la cavité qui, selon leur forme, permettent la sélection de plusieurs énergies dans le cas de la cavité FP. L'ensemble est construit de façon à former un oscillateur laser.



**Figure I-7 : Représentation schématique d'une cavité laser résonante**

Dans le cas d'une diode laser DFB, un filtrage en longueur d'onde est effectué en supplément à l'aide d'un réseau de Bragg (Cf. *Figure I-8* dans le cas d'une diode laser GaAs/AlGaAs). L'étalement spectral est alors réduit à un seul pic dont la largeur à mi-hauteur est de quelques dizaines de femtomètres [15].

La *Figure I-9* compare le spectre d'émission d'une diode laser FP et DFB. La différence entre les deux technologies correspond à un filtre  $\Pi$  en longueur d'onde autour du pic central d'émission pour la diode laser DFB. La conséquence est un étalement spectral du DFB (quelques dizaines de femtomètres) considérablement plus étroit que celui d'une source Fabry-Pérot (autour du nm).

Rappelons que pour des applications de télécommunication, les techniques de WDM et de DWDM requièrent des exigences, concernant la largeur spectrale de chacun des canaux (0,8 nm d'espacement spectral), que ne peut pas respecter un laser Fabry-Perot du fait de son émission multimodale ; la puissance rapportée sur les raies secondaires n'étant pas négligeable.

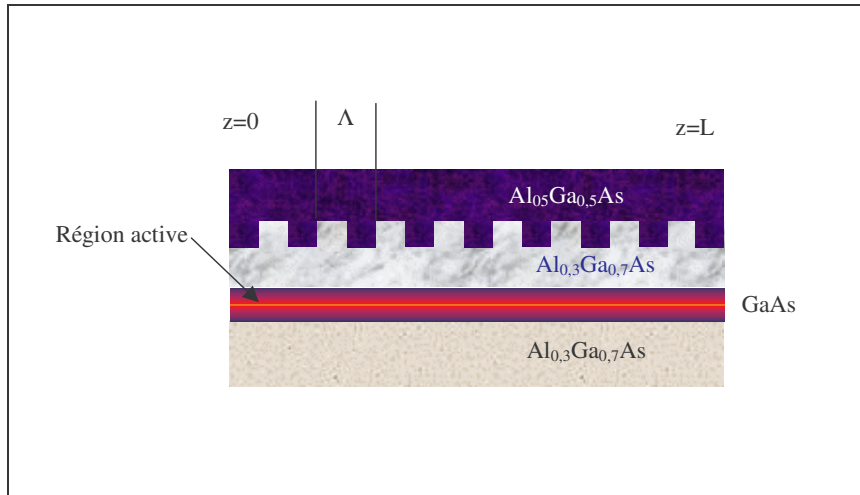


Figure I-8 : Géométrie d'une cavité à contre-réaction répartie

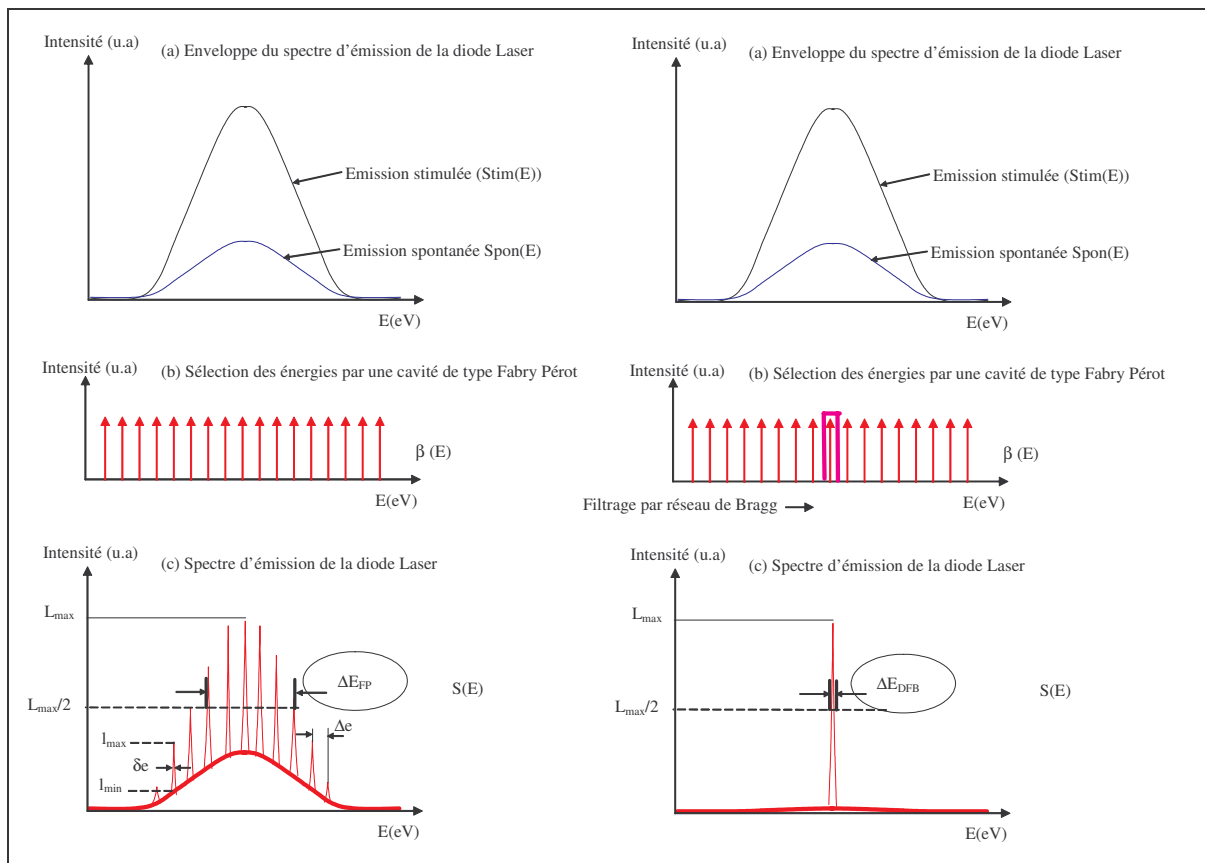


Figure I-9 : Caractéristiques du spectre optique d'une diode laser

La largeur spectrale d'un DFB est typiquement de l'ordre de l'ordre de 10 MHz à 40 MHz. Cette unité de largeur de raie, spécifique au DFB, exprimée en MHz est communément admise du fait de la technique employée pour l'obtenir. Cette mesure, développée plus en détail dans le chapitre II, est réalisée à l'aide d'un interféromètre de Mach-Zender associé à un analyseur de spectre optique, pour obtenir une résolution de mesure largement inférieure au picomètre. Par souci de clarté, nous traduirons cette largeur de raie en fréquence  $\delta\nu$  en longueur d'onde en utilisant la relation usuelle E I-16 [16].

$$\delta\lambda = \frac{\Delta v \lambda^2}{C}$$

E I-16

A titre d'exemple, pour une diode Laser DFB InGaAsP/InP 1550 nm, avec une largeur de raie typique de 10 MHz, on obtient un étalement spectral de 80 fm autour de 300K.

#### ***IV.3.b. Accordabilité en longueur d'onde par réseau de Bragg***

Une source laser sur semiconducteur voit naturellement ses caractéristiques spectrales évoluer en fonction de la température de la cavité. Cet aspect est généralement néfaste pour le bon fonctionnement du système intégrant la diode laser mais pouvant présenter, dans certains cas, un avantage, pour l'accordabilité en longueur d'onde. En effet, une des fonctions complémentaires au multiplexage en longueur d'onde, utilisé pour les applications de télécommunication, consiste en la modification de la longueur d'onde centrale d'émission de la porteuse. Ce phénomène est essentiellement utilisé pour les diodes laser monomode de type DFB.

La modification de la longueur d'onde centrale peut être obtenue par la variation de la température de la cavité de la diode laser. Cette méthode repose sur une maîtrise parfaite de l'environnement proche du composant afin de garantir une reproductibilité de température directement reliée à la longueur d'onde comme le décrit la relation E I-17.

$$\left. \frac{\partial \lambda_c}{\partial T} \right|_{I_{a,lim}=cte} = \alpha \Rightarrow \Delta \lambda_c = \alpha \cdot \Delta T$$

E I-17

Cependant, cette maîtrise parfaite de la température de la structure complète est difficile à obtenir. Pour cela, on utilise généralement un système intégré de variation de température utilisant l'effet Peltier, pilotable en courant. La consommation supplémentaire de puissance électrique ainsi que la commande nécessaire aux variations de température constituent des éléments pénalisant les constructeurs dans l'utilisation d'une telle technique pour moduler la lumière en longueur d'onde. La dynamique thermique, généralement faible (quelques kHz), du système complet ne permet pas d'effectuer des modulations de longueur d'onde à haute fréquence et donc limite fortement le domaine d'application ainsi que les performances d'un tel système.

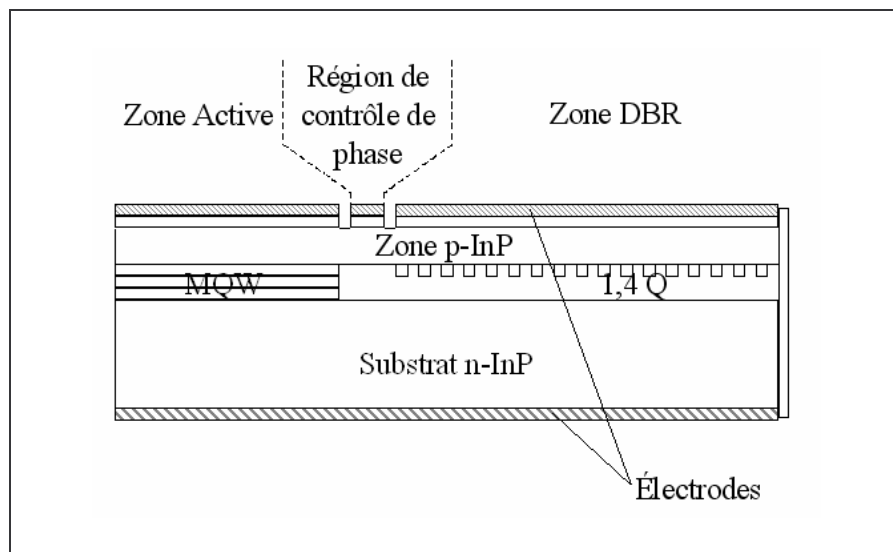
Afin de remédier à ce problème, une structure tout optique a été proposée depuis le milieu des années 90 permettant notamment d'effectuer :

- soit la modulation en longueur d'onde à très haute fréquence
- soit le multiplexage en longueur d'onde mais à partir de n sources laser DFB.

Le principe physique de la technique d'accordabilité en longueur d'onde repose sur les caractéristiques électro-optiques de la partie passive d'une diode laser DFB : le réseau de Bragg. En effet, ce réseau permettant le filtrage en longueur d'onde de type monomode est généralement constitué de matériau semiconducteur dont les propriétés optiques (indice de réfraction) dépendent de

la densité de courant injectée dans la partie passive. Ainsi, une augmentation de la densité de porteurs modifiera l'indice optique du matériau, induisant une variation de la longueur d'onde émise par le composant.

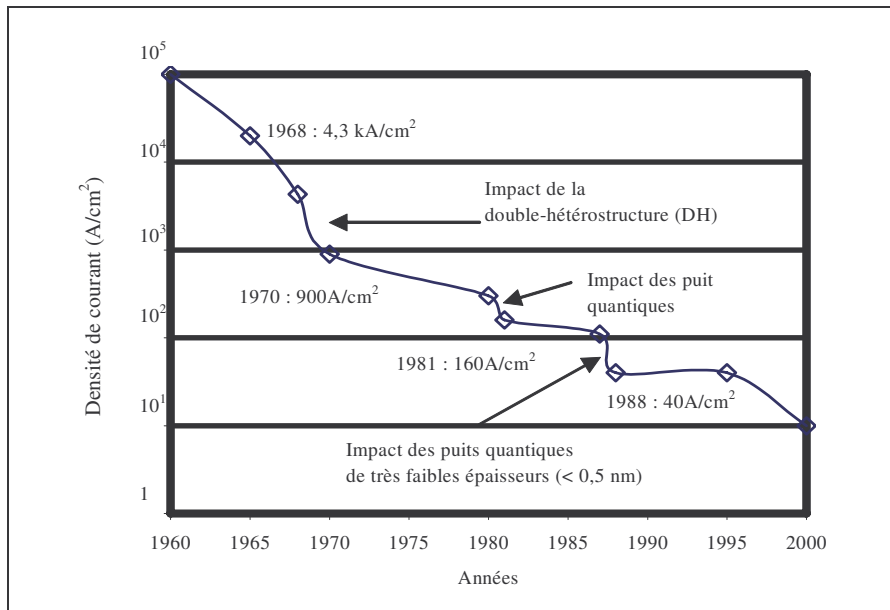
Dans ce cadre d'application dans le domaine des émetteurs accordables, la technologie « Distributed Bragg Reflector », ou encore diode laser DBR, présentée en *Figure I-10*, constitue le prolongement naturel de la technologie DFB ; préférence liée à son architecture particulière. En effet, la *Figure I-10* montre que la zone active et le réseau de Bragg sont séparés en deux sections distinctes, permettant d'accorder la longueur d'onde en ajustant indépendamment le courant sur chaque section : le courant d'alimentation laser et le courant d'injection dans la région de Bragg, augmentant ainsi la précision de l'accord. Une telle structure permet de surcroît d'atteindre une plage d'accord s'étendant de 10 à 100 nm suivant la technologie, avec un temps d'accord de 20 ns, en comparaison d'une dizaine de nanomètres maximum pour le DFB avec un temps d'accordabilité de quelques millisecondes [16]. D'autres technologies permettent aussi d'accorder la longueur d'onde d'un émetteur laser. Cependant, elles sont pour la plupart plus assimilables à des systèmes en faisant intervenir, par exemple, un miroir mobile en bout d'une cavité externe, technologie à l'origine de nombreuses sources accordables en instrumentation optique. Nous ne détaillerons pas cette technologie dans la suite du document.



**Figure I-10 : Schéma d'une diode laser DBR sur InP à hétérostructure enterrée et à multi-puits quantiques [17]**

#### **IV.4. Description de la technologie DFB**

Cette partie traite des différentes améliorations apportées à la constitution de la zone active des composants optoélectroniques pour favoriser l'émission de lumière tout en réduisant le courant de seuil (*Figure I-11*).



**Figure I-11 : Evolution des densités de courant de seuil en fonction des années [18]**

Ces améliorations ont été fortement accrues sur les diodes laser. En effet, la majeure partie des applications de l'optoélectronique utilise des diodes laser et a conduit les fabricants à développer une technologie favorisant l'émission laser à partir d'un puits de potentiel, favorisant ainsi le confinement optique, ayant pour effet de réduire le courant de seuil [19]. Les technologies spécifiquement développées pour les applications de télécommunication sont des diodes laser monomodes permettant de réduire considérablement les problèmes de dispersion chromatique et temporelle. Les sections suivantes traitent tout d'abord des architectures Fabry-Pérot, permettant d'introduire de manière simple la technologie d'une zone active à double-hétérostructure. Par la suite, la diode laser DFB est développée autour de sa zone passive, le miroir de Bragg. Enfin, une synthèse sur les technologies actuelles sera proposée et soulignera, plus particulièrement les différentes améliorations apportées pour ces technologies.

#### ***IV.4.a. Architectures technologiques Fabry-Pérot***

##### Le puits de potentiel :

De manière générale, un puits de potentiel est formé par épitaxie de deux matériaux semiconducteurs ayant un gap différent. Le schéma de bandes associé (Cf. *Figure I-12*) est donné pour une structure de type P<sup>+</sup>PN<sup>+</sup> [20]. Le matériau à plus faible gap correspond au lieu de confinement des porteurs. La largeur des hétérostructures est telle que les niveaux d'énergie permis représentent alors un quasi-continuum d'états. Cette structure est réalisée afin d'augmenter le nombre de paires électron-trou au sein du puits de potentiel par un confinement important après une inversion de population des porteurs en comparaison d'une homojonction. En effet, la différence de mobilité entre les porteurs est à l'avantage des électrons. La zone centrale, sous-dopée P<sup>-</sup>, favorise la présence des trous, la mobilité des électrons permet d'accéder à cette zone et de créer l'inversion de population par la présence, dans un même lieu de l'espace, des deux types de porteurs confinés.

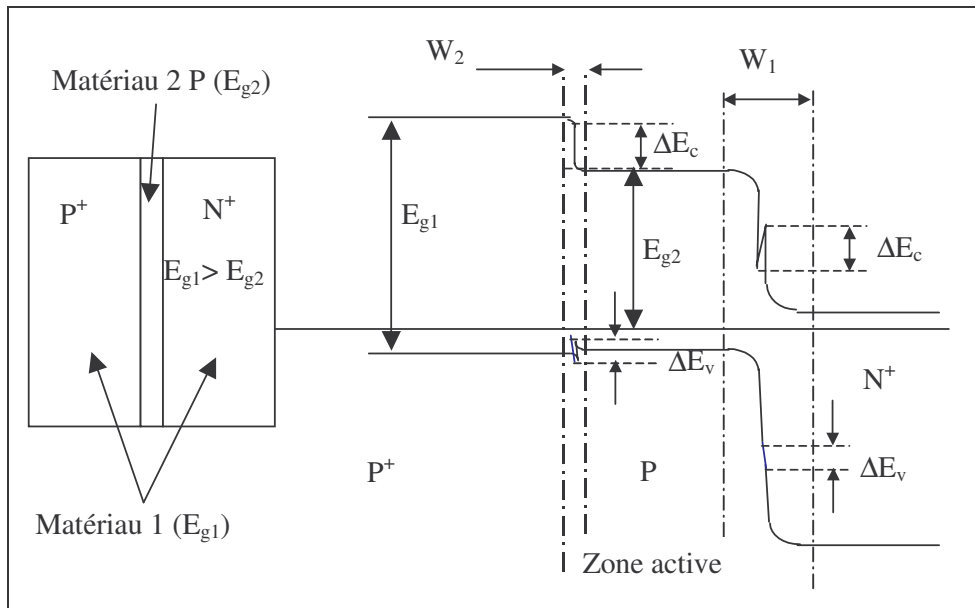


Figure I-12 – Schéma de bandes d'une double-hétérostructure à l'équilibre thermodynamique

L'intérêt d'une telle structure est donc double :

- Elle permet le confinement des porteurs libres. En effet, la barrière de potentiel est d'environ 300 meV à 600 meV suivant les matériaux utilisés. Les porteurs sont donc bloqués dans le puits de la même manière qu'un puits infini. La conséquence directe est l'augmentation du nombre de porteurs dans la même bande d'énergie. La condition d'inversion de population est donc atteinte plus rapidement que dans une homojonction. Cela favorise donc l'émission stimulée en diminuant le courant de seuil.
- La différence de matériaux se traduit par une différence d'indice optique. Les photons, émis dans la double-hétérostructure sont confinés dans le matériau de plus faible Gap  $n^2$ . Le confinement des photons (par l'indice optique par opposition au confinement par le gain) permet d'augmenter le gain du milieu en favorisant l'émission stimulée.

Les structures quantiques :

#### *Puits quantiques*

En utilisant deux hétérojonctions, il est maintenant possible de réaliser un profil de potentiel pour les électrons selon une dimension de l'espace. Le mouvement de ces derniers est alors quantifié dans la direction de croissance et les niveaux d'énergie et la densité d'états sont discrétisés. Le puits quantique apporte, par rapport aux structures précédentes, quatre avantages significatifs :

- Le confinement des porteurs sur un niveau d'énergie particulier implique que la condition pour l'émission laser est atteinte très rapidement. Cela se traduit par une forte augmentation d'émission stimulée.
- Le faible nombre de porteurs nécessaires pour remplir le puits implique que le courant de seuil diminue très fortement.



- Les puits quantiques confinent, sur une dimension, les photons près de l'axe optique, se traduisant par une augmentation de la sortance produisant un meilleur rendement de couplage.
- La largeur spectrale d'émission est fortement réduite.

Les structures pour les diodes laser à puits quantiques sont les mêmes que pour une double-hétérostructure. La différence réside dans la zone active qui comporte un ou plusieurs puits quantiques. Le gain optique étant plus important dans les puits quantiques, la largeur spectrale est d'environ 10 nm pour un courant proche de 100 mA. Le rendement du dispositif est de l'ordre de 10 % et le courant de seuil peut être abaissé jusqu'à 10 mA.

Cependant, il subsiste un inconvénient se situant en particulier au niveau de la densité de courant supportée par un puits quantique. En effet, la taille de ce dernier est telle que pour une faible densité de courant, le puits est rapidement saturé. Au-delà de cette limite, l'hétérostructure entourant le puits quantique se remplit alors de porteurs par effet de diffusion. Une conséquence directe réside dans l'effet "Kink" se manifestant par l'apparition d'un pic de luminescence parasite [21, 22, 23]. La puissance optique des diodes laser est donc limitée dans la mesure où l'on veut restreindre la bande d'émission laser. Afin de résoudre ce problème, on augmente la surface de la zone active contenant les puits quantiques par la technique du ruban enterré (BRS) [29].

Il existe d'autres technologies quantiques, récemment introduites, dont les caractéristiques laissent prévoir de fortes potentialités pour l'optoélectronique appliquée aux télécommunications : les boîtes quantiques.

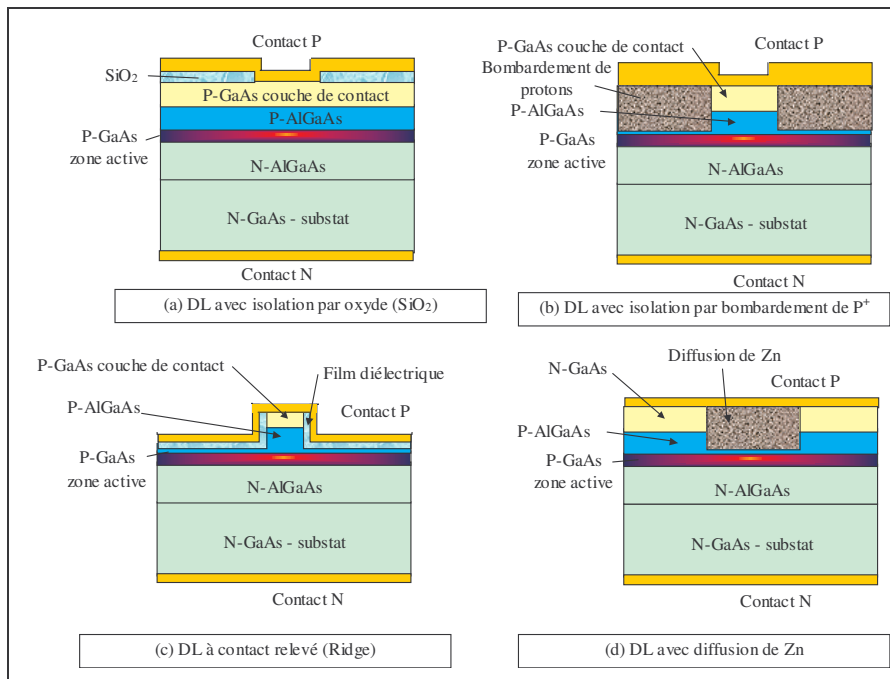
#### *Les boîtes quantiques :*

La fabrication d'éléments semiconducteurs ayant une taille réduite dans les trois dimensions sont appelés boîtes quantiques. Cette nouvelle technologie revêt un très grand intérêt pour les applications optoélectroniques [24]. La fabrication de plusieurs boîtes quantiques de taille différente permet d'obtenir un spectre d'émission interne large (quelques nanomètres) et d'intensité quasiment constante. En utilisant des technologies de miroirs ou des réseaux de Bragg permettant une sélection multiple de longueurs d'onde, on réalise alors une diode laser accordable à intensité de lumière constante permettant un traitement d'un plus grand nombre d'informations simultanément.

#### Exemples d'architectures technologiques FP : guidage par l'indice – confinement du courant

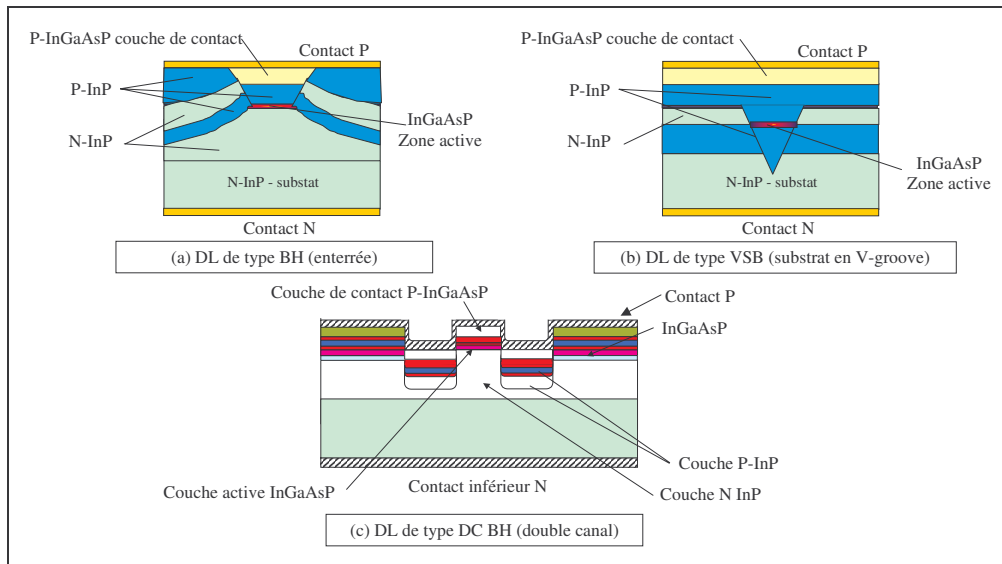
Il existe un certain nombre de structures contenant une double-hétérostructure. Ces dernières sont réalisées par épitaxie de couches de type  $N^+/P/P^+$ . La double-hétérostructure permet de réaliser le confinement des porteurs et des photons de manière transversale. Les miroirs déposés sur les faces avant et arrière de la diode laser permettent un confinement longitudinal. Il reste le confinement latéral qui peut être obtenu par deux grandes méthodes : les structures permettant de confiner le courant de manière latérale par diffusion de zones conductrices et les structures enterrées. Nous présenterons les avantages et les inconvénients de chacune d'elle.

La Figure I-13 présente les principales structures de confinement latéral du courant d'alimentation de la diode laser.



**Figure I-13 – Structures de diodes laser à confinement latéral de courant (d’après [25,20,26,27])**

Les structures à confinement latéral de courant présentent les avantages de réduire le courant de seuil à environ 50 à 100 mA –soit une diminution du courant de seuil de plus de la moitié par rapport à l’homojonction, d’augmenter le gain de la cavité car la différence d’indice est relativement importante et enfin d’augmenter le rendement optique d’environ 5 à 10 %. De plus, la surface de la zone active étant égale à la surface du composant, la densité de courant injectée dans ces composants peut être importante. La puissance d’émission est, elle aussi, très élevée et peut atteindre plusieurs dizaines de mW. Ces composants sont généralement utilisés pour les amplificateurs optiques à fibre dopée Erbium, comme laser de pompage de l’Erbium à 0,98  $\mu\text{m}$ . L’inconvénient de cette structure réside dans la dimension du spot d’émission, d’une part large (dimension du spot :  $1 \times 5 \mu\text{m}^2$ ) et d’autre part instable pour de fortes densités de courant [28]. Ce type de structure est donc moins adapté aux diamètres de cœur de fibre optique monomode (10  $\mu\text{m}$ ) utilisées pour les applications à très haut débit [19]. Afin d’adapter la taille du faisceau d’émission pour une fibre optique, les structures enterrées ont alors été envisagées et la Figure I-14 présente trois types de diodes laser à double-hétérostructure enterrée.



**Figure I-14 – Structures de diodes laser à double-hétérostructure enterrée 1,55 µm**

Le confinement des porteurs et des photons se fait latéralement de manière structurale puisque la zone active, en vue de face, est rectangulaire (cf. *Figure I-14*). Le courant de seuil est réduit à quelques dizaines de mA et la taille du faisceau de sortie est d'environ  $1 \times 1 \mu\text{m}$ . Cependant, la forte intégration du volume de la zone active implique que le courant maximal admissible ne peut être que faible. Les composants à double-hétérostructure enterrée ne développent donc qu'une puissance limitée, de 10 à 15 mW optique au maximum. Pour réunir les deux avantages des diodes laser à confinement latéral de courant par contact relevé et les diodes laser à double-hétérostructure enterrée, on réalise une structure ruban enterrée ("Buried Ridge Structure" ou BRS) qui permet une augmentation de la densité de puissance avec un faisceau adapté aux caractéristiques d'une fibre optique [29].

Globalement, les doubles-hétérostructures ont permis une forte réduction du courant de seuil des diodes lasers (200 mA pour l'homojonction à 50 mA pour l'hétérojonction). Cependant la sélection en longueur d'onde d'une diode laser ou d'une diode électroluminescente doit être la plus étroite possible afin de répondre aux exigences des télécommunications et en particulier le transfert de données par fibre optique. Étant donné que la double-hétérostructure permet un continuum d'états pour les porteurs électriques, la largeur spectrale d'émission d'un composant est proche de l'émission d'une homojonction. La différence réside dans l'amplitude de l'intensité lumineuse et la valeur du courant de seuil. Afin de réduire la largeur spectrale d'émission des composants, on réduit la largeur des puits pour former des structures quantiques, souvent contraintes en terme de paramètre de maille pour favoriser l'indépendance du gain à la polarisation, et à augmenter leur nombre (multi-puits quantiques ou MQW) pour obtenir une élévation de puissance.

### Synthèse sur les technologies à confinement par l'indice

Nous venons de passer en revue les principales architectures internes des composants photoniques émettant dans le domaine de l'infrarouge. La maîtrise de réalisation technologique, des multi-puits quantiques contraints, a permis d'augmenter les performances des diodes électroluminescentes et plus particulièrement des diodes laser. Les structures de confinement latéral ont contribué à adapter les

diodes laser aux transmissions par fibre optique. Trois paramètres prépondérants ont donc évolué en fonction de ces deux améliorations technologiques :

- Le courant de seuil est passé de 200 mA ( $4,3 \text{ kA/cm}^2$ ) à 5 mA ( $10 \text{ A/cm}^2$ ) par l'évolution de la structure d'une homojonction vers des puits quantiques.
- La diminution de la taille du spot passant de  $1 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$  à  $1 \mu\text{m} \times 1 \mu\text{m}$  est due à la réalisation de double-hétérostructures enterrées et permet de mieux adapter l'émission de la diode laser à la fibre optique de diamètre inférieur à  $5 \mu\text{m}$ .
- Le gain de couplage avec une fibre optique peut actuellement atteindre 50% avec les diodes laser à double-hétérostructure enterrée.

#### IV.4.b. Technologie DFB monosection

La structure d'un laser DFB est intrinsèquement la même que celle d'un laser FP intégrant les avantages exposés précédemment. Seules la partie passive, composée d'un réseau de Bragg, permettant la sélection d'une longueur d'onde, est ajoutée par rapport aux diodes laser de type FP. Un exemple de technologie d'une diode laser DFB est proposé en *Figure I-15* [30].

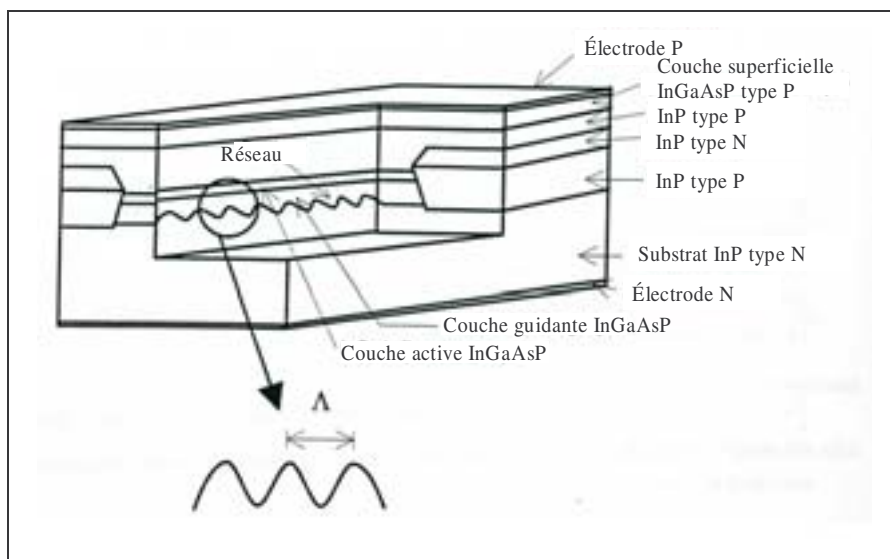
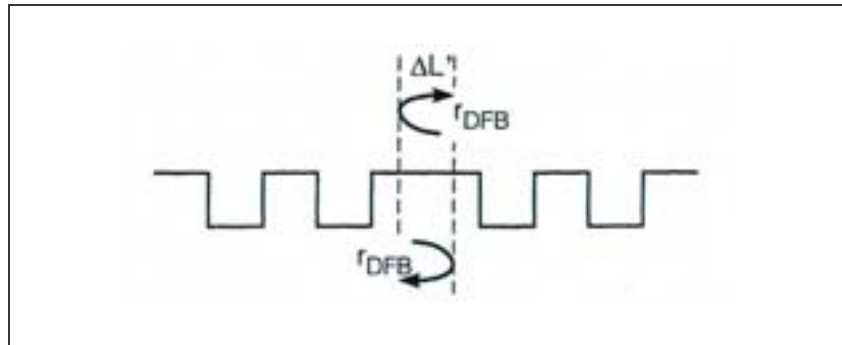


Figure I-15 : Structure DFB à hétérostructure enterrée

Cependant non-reproductibilité de la position des miroirs, par rapport au réseau, ne permet pas d'assurer au composant un fonctionnement monomode satisfaisant. Une solution consiste en la modification de la structure du réseau de Bragg dans le but d'obtenir ce que l'on appelle un réseau à phase décalée. Une méthode usuelle consiste en la création d'un décalage de phase  $\Delta L' = \lambda / (4n'_{\text{eff}})$  au centre du réseau (*Figure I-16*).

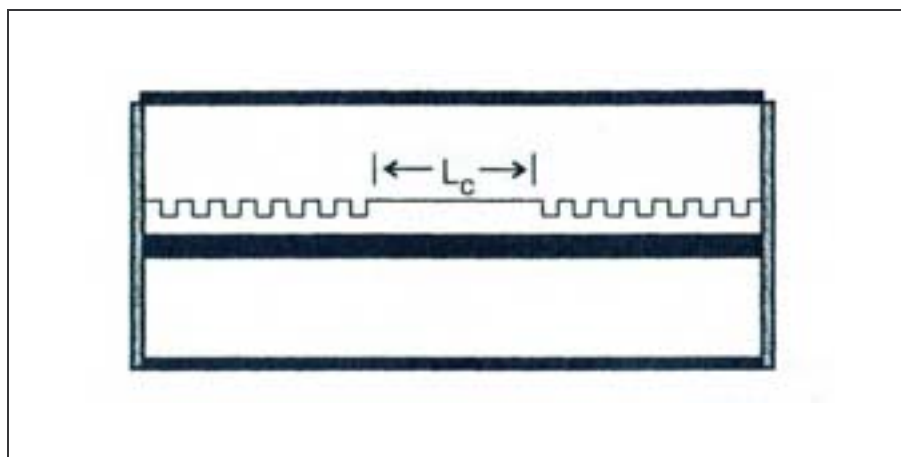


**Figure I-16 : Réseau de Bragg avec décalage de phase**

Pour un réseau du 1<sup>er</sup> ordre, le terme  $\lambda/(4n'_{\text{eff}})$  correspond à  $\frac{1}{2}$  période, et le fonctionnement de cette structure s'explique alors de la façon suivante : à la longueur d'onde de Bragg  $\lambda_b$ , les réflexions  $r_{\text{DFB}}$  vues en *Figure I-16*, révèlent, toutes les deux, une phase de  $\pi/2$ . Après un aller-retour en passant par le centre,  $\lambda/(4n'_{\text{eff}})$  correspond alors à une phase de  $\pi$  ; par conséquent, la phase après un aller-retour à la longueur d'onde de Bragg est un *multiple de  $2\pi$*  comme souhaité.

Une autre méthode est de provoquer des décalages de phases distribués qui, eux aussi, peuvent être réalisés facilement. Si un réseau n'est pas formé en son centre, le matériau à fort indice y sera prédominant, et l'indice de réfraction effectif du centre sera plus élevé que l'indice de réfraction moyen dans la région du réseau (*Figure I-17*). La longueur de la région centrale  $L_c$  peut être ajustée pour obtenir un décalage de phase total de  $\pi/2$  en utilisant [31] :

$$(n'_{\text{eff},c} - n'_{\text{eff},\text{av}}) \frac{2\pi}{\lambda} L_c = \frac{\pi}{2} \quad \text{E I-18}$$



**Figure I-17 : Structure DFB avec absence de réseau en son centre**

Alternativement, une différence d'indice effectif peut être obtenue en modifiant la longueur de la zone active [32].

#### IV.4.c. Technologies DFB multisections

Les structures DFB à plusieurs sections présentent de très nombreuses possibilités structurales parmi lesquelles deux ont été choisies, que nous présenterons dans ce paragraphe :

- le laser DFB classique à deux ou trois sections,
- le laser DFB accordable à double guide d'onde, dit « Tunable Twin Guide (TTG) ».
- Ces structures sont principalement conçues pour leurs capacités d'accordabilité.

Le DFB à plusieurs sections correspond à la structure la plus classique des composants présentés dans ce paragraphe. Il peut se présenter avec deux sections, comme sur la *Figure I-18a*, ou à trois sections (*Figure I-18b*). Pour ces deux composants, le principe d'accordabilité se rapproche de celui du laser DBR vu précédemment. En effet, il s'agit d'utiliser deux (ou trois) courants d'alimentation différents afin d'affiner l'accord en longueur d'onde tout en évitant de changer le gain. Cependant, ici, les sections secondaires correspondant également à des sections de gain, il reste difficile de décorréler les deux actions.

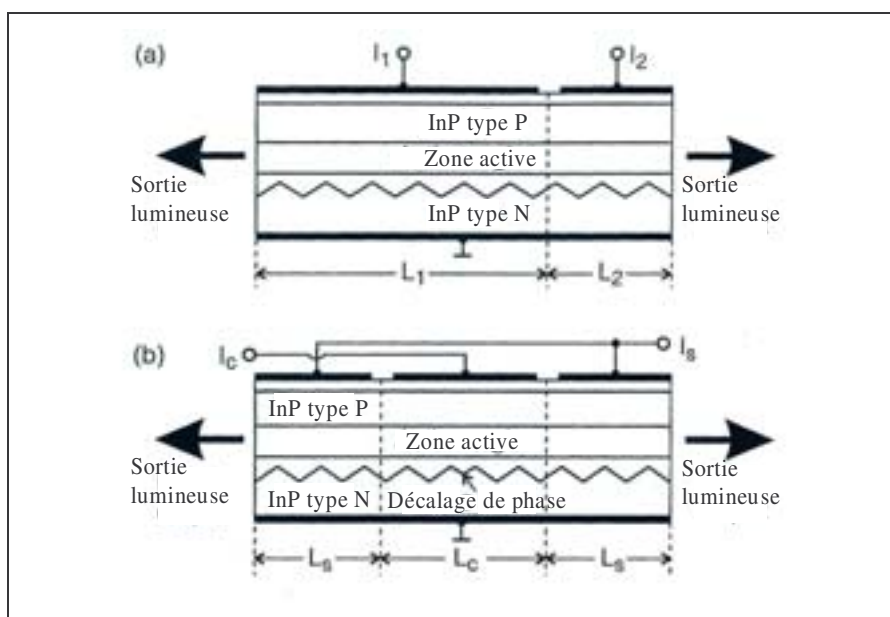


Figure I-18 : Diodes Lasers DFB à 2 (a) et 3 (b) sections

La différence entre ces deux structures réside dans le fait que lorsque le DFB à deux sections présente une longueur de cavité variable, le DFB à trois sections, lui, reste totalement symétrique, gardant ainsi le centre de la cavité laser au centre du réseau et permettant l'utilisation des structures de réseau de Bragg à décalage de phase.

Un autre exemple de structure, permettant d'étendre la plage d'accord tout en gardant une accordabilité en longueur d'onde continue, est celle de la diode accordable à guides jumeaux ou TTG (Tunable Twin-Guide diode, Cf. *Figure I-19*) [33]. La particularité de la constitution de ce laser se situe dans l'addition d'une région passive dans la zone d'extension du champ optique créé par la zone active - à la différence des structures précédentes pour lesquelles l'ajout de la région passive se fait sur

un plan longitudinal. Ainsi, l'injection des porteurs électriques dans cette nouvelle couche, en modifiant l'indice effectif vu par l'onde optique, influe sur la longueur d'onde d'émission. En pratique, un compromis s'établit en ce qui concerne la distance entre la région active et la région d'accord pour obtenir un bon couplage optique mais un découplage électrique de ces deux régions.

L'ajout dans cette structure d'une couche de confinement entre la région passive et la zone active va permettre, en prenant en compte les changements de température, d'accorder de façon continue la longueur d'onde sur une plage de 10 nm environ. Cependant, cet accord s'accompagne d'une variation significative de la puissance optique de 3,5 dB [33], justifiant sa faible potentialité pour les réseaux WDM.

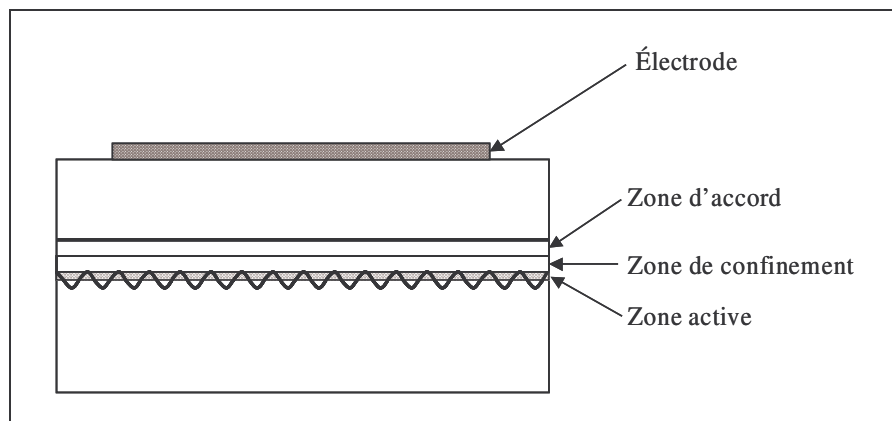


Figure I-19 : Structure d'un laser à guides jumeaux

Cependant, la liste des technologies DFB présentée ici n'est pas exhaustive et d'autres structures auraient pu être citées comme le « Striped heater DFB laser ». Ainsi, pour compléter cette liste on pourra se référer à d'autres ouvrages en particulier « Tunable Laser Diodes » de M.-C. Amann et J. Buus [34].

## IV.5. Les différents types de mécanismes de dégradation

En matière de processus de fabrication et d'étude de mécanismes de dégradation, les systèmes basés sur le matériau InGaAsP ont bénéficié des travaux précédemment effectués sur les autres technologies (GaAs, InGaAs, InP...) et sont, de ce fait, moins vulnérables à certains des mécanismes de dégradations dominants. Cependant, il n'en reste pas moins que certains éléments de leur architecture, et certaines étapes de process, restent critiques en terme de fiabilité, comme les diverses croissances épitaxiales, les couches de blocage ou même les miroirs du laser, ainsi que dans le cas d'un laser DFB, la sélectivité de la gravure du réseau de Bragg.

### IV.5.a. Mécanismes intrinsèques à la diode Laser

#### Dégradation due à des défauts lors de la croissance du matériau

Une cause bien connue de défaillance catastrophique dans les premières diodes laser trouvait son origine dans la croissance et la propagation de lignes noires (DLD) et de taches noires (DSD). Ces réseaux de dislocations mènent à des régions de forte probabilité de recombinaisons non-radiatives,

provoquant une augmentation du courant de seuil, voire à terme une perte totale de la puissance optique, liée à une augmentation brutale de la température interne de la zone active.

Dans les lasers 1300 nm et 1550 nm fabriqués à partir d'hétérostructure InGaAsP/InP, les réseaux de dislocations ont été reportés comme le résultat de désaccord de paramètre de maille du réseau cristallin entre la couche active quaternaire et le substrat en phosphure d'indium. Ces défauts particuliers peuvent être éliminés par un contrôle précis des désaccords de paramètre de maille durant la croissance épitaxiale en contrôlant notamment la stœchiométrie des composés et le niveau de dopage.

Cependant, les lasers, en général, montrent toujours une dégradation graduelle à long terme sous conditions normales d'utilisation, menant à une augmentation lente du courant de seuil ou un changement dans l'efficacité. La façon dont la dégradation apparaît dépend de la structure du laser, et le taux de dégradation – et donc la durée de vie du laser, est dépendante de la qualité de la croissance du matériau et de la répétabilité du processus.

Dans le cas des lasers à hétérostructure enterrée, les défauts ont tendance à se développer le long des reprises d'épitaxie sur les côtés de la couche active qui est exposée durant la croissance des couches de blocage. Des défauts en boucle croissent le long des interfaces latérales de la zone active InGaAsP du laser dégradé. Ces défauts provoquent à une augmentation des recombinaisons non-radiatives et de ce fait une augmentation du courant de seuil [35, 36]. L'efficacité est généralement inchangée (à courant donné). La croissance de défauts a également été reportée dans les interfaces ayant subi une reprise d'épitaxie, comme dans les lasers de type « V-groove » [37]. Deux stades de dégradation apparaissent alors [35,38] :

- un premier stade rapide suivi d'une saturation,
- suivi par une seconde étape de dégradation, plus lente.

Une courte période de déverminage va saturer la première étape de dégradation. L'utilisateur n'observe alors que la seconde étape dans le courant de seuil ou d'alimentation.

Les lasers à guide d'onde, dits « ridge », présentent des courants de seuil relativement élevés et ne peuvent donc pas fonctionner à des températures aussi importantes que celles des lasers à double-hétérostructure enterrée. Cependant, la zone active n'est pas clivée durant le processus de fabrication et il n'y a en général qu'une seule étape de croissance, avec pour résultat de ne pas exposer les murs autour de la couche active durant la reprise de croissance. Le laser « ridge » ne présente donc pas les deux stades de dégradation des BH, mais uniquement une dégradation graduelle après une période initiale de stabilisation voire d'amélioration du paramètre mesuré [29].

Les durées de vie des lasers pris individuellement peuvent être prédites par extrapolation de l'augmentation graduelle du courant par rapport à un critère de défaillance défini. L'augmentation du courant d'alimentation des diodes laser à double-hétérostructure enterrée a été montrée, en particulier par S.P Sim, en considérant la relation générale E I-19 [39], déjà mise en évidence par E. Takeda dans le cadre des dérives de la tension de seuil de MOSFETs à canal N et des courants de fuite dans les oxydes de grille [40].



$$\frac{I-I_0}{I_0} = At^n \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right)$$

E I-19

L'exposant  $n$ , a généralement une valeur entre 0,5 et 1 pour les lasers à double-hétérostructure enterrée InGaAsP dans lesquels la dégradation se fait par une croissance des défauts à l'interface de la zone active conduisant à augmenter la probabilité de recombinaisons non-radiatives. Cependant, la valeur de  $n$  de diodes laser, présentant de très faibles taux de dégradation, peut être évaluée à une valeur de  $n$  proche de 0,2.

Cette loi implique que l'énergie d'activation apparente  $E_{ap}$  pour la dépendance en température de la durée de vie du laser, est égale à  $E_a/n$ . L'énergie d'activation apparente de lasers à double-hétérostructure enterrée est égale à 0,6 eV pour des tests en température compris entre 30°C et 125°C, avec une valeur de  $n$  proche de 0,5 environ [39]. Dans ce cas, l'énergie d'activation pour ces lasers est donc égale à 0,3 eV.

#### Fuites dans les couches de blocage

L'augmentation du courant dans les couches de blocage a été mise en évidence par K. I. Mizuishi sur une structure de diode laser BRS 1,55  $\mu\text{m}$  de longueur totale égale à 300  $\mu\text{m}$  [41]. Des tests en vieillissement ont été effectués sur ces composants en appliquant des contraintes cumulées de température (40°C, 50°C et 60°C) et en courant –en maintenant le courant de façon à maintenir une puissance optique en sortie constante et égale à 5mW (test APC), le tout sous atmosphère neutre contrôlée.

Une analyse de défaillance par la technique EBIC (Electron Beam Induced Current) a été réalisée sur les composants dégradés. Celle-ci a permis l'observation de zones d'ombre à l'interface InP(N)/InP(P) des puces dégradées, en comparaison avec une puce de référence. Ces zones d'ombre sont révélatrices de la présence de défauts ou pièges au niveau de cette interface. Ces défauts peuvent alors agir comme des centres recombinants non-radiatifs ou être à l'origine d'un courant de fuite hors de la zone active.

#### Dégradation des miroirs

Les dégradations observées sur les miroirs d'un laser sont classiquement des dommages catastrophiques dus à des courants transitoires élevés. Cependant des dommages, induits par ces derniers, ont aussi été reportés comme conduisant à un taux de dégradation accru dans les technologies AlGaAs et InGaAsP et par conséquent à une diminution de la durée de vie du composant [42,43]. Les défauts transitoires peuvent amener à des régions de fort rendement non radiatif au niveau des miroirs accentué par la puissance laser émise. Ces dégradations sont le résultat d'absorption locale sur le miroir causée par de fortes recombinaisons de surface. L'échauffement résultant abaisse l'énergie de la bande interdite, causant ainsi encore plus d'absorption, d'échauffement et donc de dommage. L'oxydation des miroirs, menant à une augmentation du courant de seuil, a été observée comme étant un problème récurrent sur les lasers AlGaAs (850 nm) [44], mais a été en grande partie supprimée par l'ajout sur le miroir d'un revêtement à haute réflectivité en  $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Les lasers à InGaAsP sont beaucoup

moins vulnérables à ce type de problèmes et en condition normale de fonctionnement, les dégradations des miroirs sont maintenant négligeables.

Les miroirs de tous types de lasers sont vulnérables aux mauvaises manipulations durant l'assemblage. Une contamination dans un encapsulant peut provoquer une accumulation de contaminant (ex : carbone, chlore, cuivre) le long de la ligne de zone active, et donc fortement réduire la puissance optique.

#### ***IV.5.b. Mécanismes intrinsèques au réseau de Bragg***

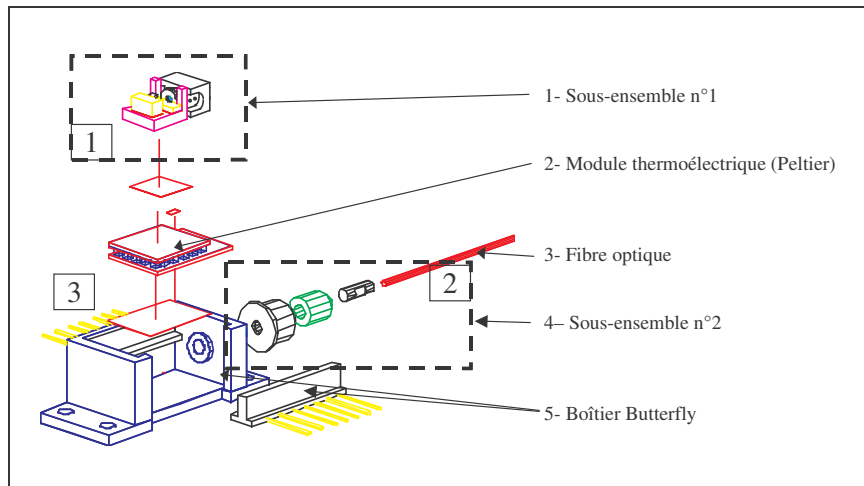
La technique la plus fréquemment utilisée pour graver le réseau de Bragg jouxtant la zone active d'un laser DFB consiste en une gravure sèche dite « Reactive Ion Etching » (RIE) suivi d'une phase de nettoyage (par torche BOE ou acide sulfurique) préparant la reprise de l'épithaxie InP(P) sur InGaAsP [45]. Cependant, des études effectuées par G. Morello ont montré que la limitation de cette technique est liée à la formation pendant la gravure, d'une couche endommagée sur les surfaces gravées, à la fois horizontales et verticales pouvant affecter la fonctionnalité du composant [46].

Ainsi, cette étude menée pour deux différentes conditions de gravure, dont une classiquement utilisée pour la formation des réseaux dans les lasers DFB, montre que l'épaisseur de la couche endommagée obtenue peut atteindre une épaisseur d'environ 150 Å pour une tension continue appliquée de -315 V [46]. Cette épaisseur parasite est due à l'introduction de défauts causée par une modification du réseau cristallin et une variation dans la composition du cristal (implantation de H<sub>2</sub>, déviation par rapport à la stœchiométrie...) [47, 48, 49, 50].

Concernant l'InP, une partie de ces effets peut être annihilée en recuisant proprement l'échantillon, et dans tous les cas, les défauts résiduels doivent être pris en compte dans la fabrication des composants optoélectroniques, à cause de leur influence négative sur le rendement, à travers la formation de centres non radiatifs, sur les performances du composant à la fois en terme de spécifications et de fiabilité. Différents autres composants optoélectroniques à base d'InP sont couramment étudiés et produits, mais les composants actifs comme les lasers et les circuits photoniques intégrés, restent beaucoup plus sensibles aux conditions de gravure sèche. Lors de la fabrication de ces composants, les étapes de gravure les plus critiques sont la réalisation du réseau et la définition latérale de la zone active. La réalisation du réseau est particulièrement cruciale du fait qu'il n'est pas possible, dans ce cas, de supprimer cette couche endommagée par un procédé de gravure humide par exemple, comme cela est fait habituellement lors de la définition de la zone active.

#### ***IV.5.c. Mécanismes intrinsèques à l'assemblage***

La structure d'une tête optique émissive est un assemblage complexe et d'une grande précision – rappelons que le couplage de la fibre optique avec le faisceau issu de la diode laser requiert une précision d'alignement sub-micronique de la puce et de la fibre [51]. Les principaux éléments qui la constituent sont une diode laser, une lentille de collimation, un isolateur, une lentille de focalisation et une fibre optique. La *Figure I-20* présente l'association de ces différents éléments constituant la structure complète en soulignant la présence d'un nombre important d'interfaces (32) et de briques élémentaires.



**Figure I-20 : Vue d'ensemble d'une tête optique**

Pour simplifier, ces briques peuvent être séparées en trois sous-ensembles principaux :

- sous-ensemble n°1 : le porte laser et le porte lentille
- sous-ensemble n°2 : le connecteur de fibre optique nommé « pigtail »
- sous-ensemble n°3 : l'ensemble boîtier/thermorégulateur

Le boîtier présenté ici est de type « butterfly ». Ce type de boîtier est celui que nous étudierons tout au long de notre étude. De plus, il est spécialement adapté pour assurer une bonne herméticité à l'intérieur de l'enceinte définie par les parois du boîtier [52]. Ce point est crucial, car il permet de palier les fragilités de la diode laser qui résident essentiellement dans l'oxydation des miroirs externes de la cavité optique mais aussi à la défaillance de la fibre par propagation de l'humidité, modifiant l'indice de réfraction ou susceptible d'augmenter l'atténuation dans la partie dénudée du pigtail.

Une étude, réalisée par Y. Deshayes en 2002, sur la simulation des contraintes thermomécaniques subies par ce type de boîtiers, a montré que les mécanismes de défaillance sont principalement de trois types [53].

- Le premier, problème majeur pour ce type de boîtiers, est la relaxation, aléatoire dans le temps et dans l'espace, de contraintes résiduelles d'origine thermomécanique accumulées par les tirs laser YAG de liaison entre les principaux sous-ensembles. Il a aussi été montré que le temps de relaxation de ces contraintes est fonction du taux volumique et surfacique de défauts dans les joints de soudure, largement échauffés par le procédé de soudure par un laser YAG forte puissance (1100 °C). Cette relaxation des contraintes est susceptible d'entraîner une déviation angulaire de l'axe optique d'au moins 0,03 à 0,04°. Or, ces déviations se situent au-dessus de 0,02° – valeur limite compte tenu du critère de défaillance correspondant à une chute de 10% de la puissance optique. Lors des tests accélérés relatifs aux standards de qualification BELLCORE/TELCORDIA, ce type de défaillance apparaît, de façon plus ou moins rapide, en cycles thermiques (avant 500 cycles -40°/85°C) ou après 5000 heures en stockage en température sous 85°C.

- Le second mécanisme correspond à une apparition de défauts dans la partie dénudée de la fibre dans le pigtail, liée à une accumulation de contraintes localisées causée par la différence de coefficient d'expansion thermique (CTE) entre le matériau du pigtail (Kovar) et la colle époxy. Ce mécanisme engendre des dégradations rapides voire catastrophiques observables également en cycles thermiques  $-40/85^{\circ}\text{C}$  favorisées par les défauts laissés à la surface de la gaine lors de la phase de dénudage.
- Le troisième mécanisme concerne les contraintes accumulées dans la brasure. Cependant, ces contraintes sont faibles et n'ont aucune incidence sur l'axe optique en cycles thermiques  $-40/85^{\circ}\text{C}$  excepté si la brasure n'est pas uniforme ou possède d'importants taux de délaminations ou cavités introduites lors du processus de report mal maîtrisé.

## V. Justification du travail de thèse

Le développement des réseaux de télécommunication et de leurs performances en terme de débit implique une évolution constante des composants optoélectroniques en terme d'architecture, de performances, mais aussi en terme de robustesse et de fiabilité. En effet, pour atteindre ces objectifs, mais aussi de taux d'erreur et de bruit, les composants sont souvent amenés à fonctionner à leurs "limites". L'étude des mécanismes de dégradation, de leur activation et de leur localisation, et ce pour chacun des composants constituant la liaison, est donc primordiale à la détermination des aires de sécurité de fonctionnement optimisées.

Cette évolution des caractéristiques des liaisons optiques de télécommunication impose donc, une constante progression des éléments qui les constituent, notamment en terme de vitesse de commutation. Ainsi les technologies des composants d'émission tels que les diodes électroluminescentes, les diodes laser ou les composants pour l'amplification optique sont encore, pour certaines, en phase de mûrissement et en forte évolution.

L'objectif de cette thèse est donc focalisé sur la recherche de méthodes spécifiques d'analyse de la fiabilité de composants optoélectroniques actuels. Notre étude s'intéresse plus particulièrement à une technologie à maturité commerciale, celle des sources laser DFB à semiconducteur InGaAsP/InP émettant à une longueur d'onde de  $1,55\ \mu\text{m}$ , nous permettant ainsi d'élaborer une méthodologie utilisable sur des technologies non encore matures, à partir de données vérifiées.

Cette recherche de méthodologie a pour origine une simple constatation : la stricte observation des techniques classiques d'étude de la fiabilité, présentées par la suite, fait apparaître leur(s) limitation(s) vis à vis de composants ayant une grande maturité technologique, et une très longue durée de vie. En effet, les techniques d'évaluation de la fiabilité, basées sur des tests en vieillissement accéléré, sont alors confrontées à des composants dont les paramètres observés lors des tests ne présentent pas de variations suffisantes pour pouvoir conclure (franchissement du critère de défaillance).

Il est donc nécessaire de proposer des outils permettant de palier cette limitation des méthodes classique. Cette étude est réalisée en privilégiant trois grands axes :

- *L'amélioration des techniques d'extrapolation de variations paramétriques observées lors des tests en vieillissement accéléré.* Il s'agit ici d'ajuster un outil largement utilisé que constitue l'extrapolation dans le but de franchir le critère de défaillance dérivant vers le calcul de la durée de vie, à un composant particulier - la diode laser - et surtout à sa situation au sein du système dans lequel il est utilisé.
- *Le développement d'une méthode statistique permettant de palier le problème du nombre d'échantillons de test,* faible dans ce domaine, et en intégrant la complexité croissante des composants limitant fortement les facteurs d'accélération imposés par les tests de vieillissement.
- *L'utilisation d'un simulateur électro-optique en vue de l'évaluation de l'impact d'une dégradation d'un ou plusieurs paramètres intrinsèques du composant sur les performances de la liaison,* permettant à l'équipementier d'en prévoir la robustesse en conditions opérationnelles.

## **V.1. Rappels sur les méthodes d'étude de la fiabilité**

### *V.1.a. Approches « classiques »*

Ces techniques, que nous qualifierons de classiques, regroupent des méthodes encore utilisées et d'autres plus obsolètes. Elles peuvent, au travers de leurs démarches respectives spécifiques, être séparées en deux groupes : les méthodes d'estimation et les méthodes de prévision de la fiabilité.

#### Les méthodes d'estimation

La particularité de ces méthodes est de se baser sur des résultats expérimentaux obtenus à partir de mesures de divers paramètres pertinents, choisis en fonction de leur importance du point de vue du fonctionnement du composant au sein du système ou des informations qu'ils peuvent donner sur la structure physique du composant, pendant le fonctionnement du composant étudié.

#### *Etude en conditions opérationnelles*

Cette étude consiste à placer le composant dans ses conditions nominales d'utilisation, puis, après apparition de la défaillance, de réaliser des investigations sur le composant au moyen d'un ensemble d'analyses technologiques. Le principal défaut de cette méthode se situe dans la durée d'investigation. En effet, pour un composant dont la durée de vie requise se situe autour de 15 ans, comme pour les émetteurs laser 1,55  $\mu\text{m}$  que nous étudions, il est bien évident que cette méthode se révèle très difficile à mettre en œuvre en conditions de laboratoire. La seule solution serait l'attente de retour d'expérience, en espérant que le composant ne sera pas déjà obsolète après ce retour. La solution à ce problème réside donc a priori dans le test en conditions accélérées.

#### *Etude en conditions accélérées*

Afin de réduire les durées des tests, il est possible d'accélérer le vieillissement du composant en durcissant les contraintes auxquelles il est soumis lors de son fonctionnement nominal. Ces contraintes

peuvent combiner la température, le courant d'alimentation ou même la dose ionisante de radiations. La démarche est la suivante : après établissement d'un critère de défaillance pertinent que l'on appliquera à un paramètre caractéristique des composants étudiés, les vieillissements sont mis en œuvre, durant lesquels l'évolution du paramètre sera mesurée. Après avoir atteint ce critère, l'énergie d'activation des mécanismes d'usure est déterminée à partir d'un modèle mathématique, correspondant à la loi de fiabilité utilisée.

Cette énergie d'activation, bien qu'elle puisse être modifiée par des facteurs externes (contraintes mécaniques par exemple), correspond à un mécanisme de défaillance précis. Elle permettra donc, d'identifier, en particulier grâce à l'apport de références bibliographiques, un mécanisme de dégradation particulier. Mais cette énergie d'activation permettra aussi de tenir compte du facteur d'accélération, c'est à dire ajuster les variations observées sur les composants testés de façon à les faire correspondre aux conditions nominales de fonctionnement, dans le but de déduire le taux de défaillance estimé en nombre de pannes par heure et par composant.

Le défaut de cette méthode réside dans le fait que, pour des technologies matures, l'accélération des vieillissements peut ne pas être suffisante pour que les variations du paramètre étudié dépassent le critère de défaillance, à moins d'un durcissement des contraintes tel que la similitude entre les mécanismes de dégradation en vieillissement accéléré et en conditions normales d'utilisation ne soit plus assurée. De plus, la complexité des technologies notamment sur les matériaux de report ne permet plus d'imposer des contraintes importantes notamment au niveau de la température.

#### Les méthodes de prédiction

##### *Bases de données/Modèle de fiabilité*

Cette méthode de détermination de la durée de vie des composants s'appuie sur des bases de données de référence issues de nombreux essais réalisés par des fabricants de composant ou des Laboratoires, et présentées dans le *Tableau I-3*.

<b>Nom du recueil</b>	<b>Organisme</b>
Rdf 95	France Telecom – CNET
UE C 80810 (2000)	France Telecom – CNET
MIL-HDBK-217	DoD, U.S. Army
HRD	British Telecom

**Tableau I-3 : Principales bases de données de référence pour l'étude statistique de la durée de vie**

Néanmoins, l'application de cette méthode au calcul des durées de vie de composants présente de nombreux inconvénients. En effet, lors de l'exécution de ces calculs fastidieux, la tendance est souvent pessimiste. De plus, cette méthode n'est valable que pour des technologies déjà parfaitement connues et recensées dans les bases de données, recueillies lors de précédentes études et difficilement applicables à des technologies avancées.

## Etude physique

Cette étude est basée sur les modèles physiques et électriques approfondis du composant étudié. L'application de cette méthode nécessite donc de connaître parfaitement la nature des matériaux du composant et les contraintes que peuvent subir ces derniers [54,55]. De plus, les informations concernant l'apparition et l'origine des défaillances ainsi que les mécanismes de dégradation des composants doivent également être identifiés par avance. Ces différentes méthodes sont résumées sous la forme d'un synoptique dans la *Figure I-21*.

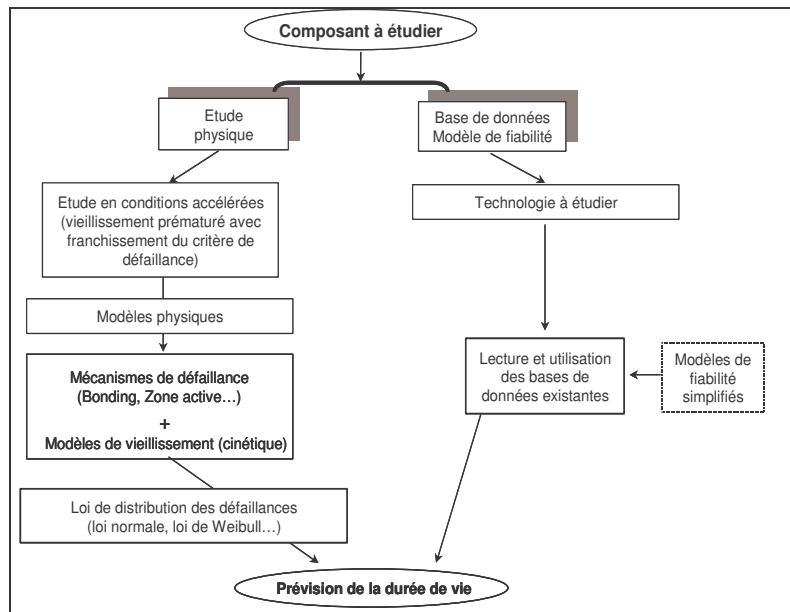


Figure I-21 : Schéma synoptique des différentes méthodes de détermination de la durée de vie

### V.1.b. Approches appliquées dans le domaine de l'optoélectronique

Dans ce domaine, les industriels qualifient leurs produits par des tests en vieillissement accéléré, en se référant aux normes de qualification TELCORDIA (GR-468-CORE, GR-1221-CORE...). Ces normes définissent les conditions de vieillissement à appliquer en test, ainsi que les paramètres à surveiller et les critères de défaillance associés (Cf. *Tableau I-4*). Ce seuil permet donc de définir de façon précise la durée de vie du composant [55,56]. Cependant l'usage de ces normes à des composants optoélectroniques actuels fait apparaître un certain nombre de défauts répertoriés ultérieurement.

Paramètre étudié	Variation maximale recommandée en vieillissement (critère de défaillance)
Courant opérationnel à 14 mW de puissance de sortie ( $I_{14mW}$ )	20%
Puissance optique pour un courant d'alimentation de 100 mA ( $P_{100mA}$ )	20%
Longueur d'onde à 100mA ( $\lambda_{100mA}$ ) ou à 14mW ( $\lambda_{14mW}$ ) selon le type de vieillissement (ACC/APC)	-50/150 pm

**Tableau I-4 : Exemples de critères de défaillance à température ambiante (en dessous de 30°C) selon le type de vieillissement à courant constant (ACC) ou à puissance constante (APC)**

## V.2. Outils destinés à l'étude de la fiabilité

### V.2.a. Cinétique générale de dégradation – Modèle d'Arrhénius

Dans la technique de prévision/estimation de durée de vie décrite précédemment, un modèle de dégradation est associé à l'évolution physico-chimique d'une zone particulière du composant en vieillissement. Les deux modèles principaux sont les modèles d'Eyring et d'Arrhénius, modèles très liés comme nous allons le voir et qui, appliqués aux composants optoélectroniques, permettent de décrire la cinétique des processus physico-chimiques et par conséquent celle reliée aux mécanismes de dégradation [57, 29]. Le modèle d'Eyring se définit comme suit :

$$r = B(\sigma_i) T e^{-\left(\frac{E_a}{kT}\right)} \quad \text{E I-20}$$

$\sigma_i$  : contrainte  
T : température de test  
 $E_a$  : énergie d'activation  
k : constante de Boltzman

L'énergie d'activation  $E_a$ , dont nous avons déjà parlé précédemment, caractérise la sensibilité à la température T de la réaction physico-chimique; la constante B dépend seulement des contraintes  $\sigma_i$  (non thermiques) appliquées au composant.

Le modèle d'Arrhenius, que nous utiliserons dans notre étude, découle directement de la précédente expression en définissant B comme constant et non dépendant des contraintes appliquées ( $\sigma_i$ ) :

$$r = B e^{-\left(\frac{E_a}{kT}\right)} \quad \text{E I-21}$$

Cette vitesse de réaction r ne dépendant pas du temps, les mécanismes « arrhéniusiens » sont, de la même manière que les mécanismes associés au modèle d'Eyring, caractérisés par une évolution linéaire dans le temps de la grandeur caractéristique étudiée d'un composant. Ces lois cinétiques correspondent aux mécanismes d'usure et permettent de calculer, à partir des valeurs d'énergie d'activation  $E_a$  et du coefficient B, la durée de vie du composant dans des conditions de vieillissement appliquées moins sévères. On peut ainsi décrire correctement de nombreux mécanismes de



dégradation dans les composants à semiconducteur (diffusion de dopants, formation de composés intermétalliques, oxydation, réarrangements atomiques,...) [57,29]. Les mécanismes à forte énergie d'activation ( $E_a \approx 0,8 \text{ eV}$  à  $1 \text{ eV}$ ) sont dominants à haute température tandis que les mécanismes à faible énergie d'activation ( $E_a \approx 0,2 \text{ eV}$  à  $0,5 \text{ eV}$ ), indiquant une faible dépendance en température, sont dominants à basse température. Cependant, l'extrapolation de l'évolution des caractéristiques considérées à faible température, faites grâce à la détermination des énergies d'activation pour des tests à haute température, nécessite la plus grande prudence. En effet, celle-ci peut éventuellement conduire à une surestimation de la durée de vie du composant [29].

### ***V.2.b. Rappels sur les définitions de base***

Les modèles mathématiques utilisés sont définis grâce aux notions de fonctions de fiabilité apparues en premier lieu [54,57].

#### **Fonctions de fiabilité**

Nous définissons ici les fonctions de base les plus utilisées pour le traitement de données de fiabilité [54, 57].

#### **⇒ Fiabilité, $R(t)$**

Soit  $R(t)$  la fonction de fiabilité qui représente la probabilité de survie à un instant  $t$ , définie par :

$$R(t) = \frac{N(t)}{N(0)} \quad \text{E I-22}$$

$N(t)$  : nombre de composants toujours fonctionnels au temps  $t$  dans un lot mis en vieillissement

Le complémentaire de  $R(t)$  est appelé probabilité de défaillance.

#### **⇒ Probabilité de défaillance, $F(t)$ et densité de probabilité de défaillance $f(t)$**

$F(t)$  représente la probabilité d'apparition d'un défaut dans un intervalle  $[0, t]$  de temps :

$$F(t) + R(t) = 1 \quad \text{E I-23}$$

On définit également la densité de probabilité de défaillance  $f(t)$  par :

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} = \frac{-dR(t)}{dt} \quad \text{E I-24}$$

#### **⇒ Taux de défaillance $\lambda(t)$ : courbe "en baignoire"**

Le taux de défaillance instantané  $\lambda(t)$  est défini par  $\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)}$ , la probabilité de défaillance entre les instant  $t$  et  $t+dt$  étant alors donnée par  $R(t)\lambda(t)dt = f(t)dt$  [54,57]. Il s'exprime en nombre de pannes par heure et par composant (FITs) et présente une dépendance exponentielle en température. Le nombre de FITs ("Failure In Time") est une unité de mesure usuelle du taux de défaillance d'un lot

de composants ( $\text{h}^{-1} \cdot \text{composant}^{-1}$ ) et **1 FIT correspond à un défaut pour 1 milliard d'heures cumulées de fonctionnement**. Par exemple, avec un taux de défaillance moyen de 500 FITs, 99.56% des composants d'un même lot survivront la première année de fonctionnement [20,29]. La durée de vie moyenne MTBF ("Mean Time Before Failure") d'un lot est donnée par :

$$\text{MTBF} = \int_0^{\infty} t f(t) dt = \int_0^{\infty} R(t) dt \quad \text{E I-25}$$

Au cours de la vie d'un composant, on peut distinguer trois phases distinctes dans l'évolution du taux de défaillance  $\lambda(t)$  d'un composant donné, décomposées comme suit [20,29] :

(i) Défaillances intrinsèques

Le taux de défaillance  $\lambda$  est élevé dans les premières heures ou semaines de vieillissement du fait de la défaillance prématurée de composants non représentatifs de l'état moyen d'un lot. Ces composants correspondent souvent à des défauts technologiques (inhomogénéité de la plaque considérée, mauvaise manipulation...) ou à des conditions de mesure ou de vieillissement mal contrôlées (décharges électrostatiques...), on parle alors de défauts de jeunesse.

L'énergie d'activation de ces dégradations est faible de l'ordre de 0.2 à 0.4 eV [29]. On observe dans cette phase la décroissance rapide de  $\lambda(t)$  et celui-ci atteint un palier qui correspond à la vie utile du composant. La fiabilité d'un lot de composants est donc améliorée après une phase de déverminage qui consiste à éliminer une mortalité prématurée.

(ii) Période de vie utile

Un nombre relativement faible de composants atteint le seuil de défaillance dans cette phase : on parle alors de défaillance aléatoire. Ces défaillances aléatoires sont attribuées à des malfaçons ou à une mauvaise maîtrise de la fabrication (le taux de défaillance mesure ici directement la qualité du produit). Le niveau de fiabilité dans cette période doit alors être porté à un niveau acceptable pour le fabricant et l'utilisateur car cette phase correspond à la vie utile du produit. La valeur de ce niveau tend actuellement vers 0 pour la technologie silicium et il devient alors très difficile d'estimer la durée de vie par les méthodes précédemment citées.

(iii) Défaillances extrinsèques - vieillissement

Après quelques milliers d'heures de fonctionnement, de plus en plus de composants atteignent le seuil de défaillance et la cause principale de dégradation est alors l'usure des composants :  $\lambda(t)$  augmente dans la phase (iii). L'amélioration de l'usure des composants passe par des modifications de la structure interne de celui-ci, des conditions de vieillissement et des technologies mises en jeu dans sa fabrication.

### V.3. Problématique actuelle de la fiabilité

De nos jours, de très longues durées de vie et de faibles taux de défaillances sont imposés aux technologies actuelles. Les taux de défaillance actuels exigés pour les composants optoélectroniques pour des applications de télécommunication atteignent des niveaux inférieurs à 500 FITs sur 15 ans pour les composants émissifs dans les réseaux terrestres (émetteurs laser 1,55  $\mu\text{m}$ ) les plus couramment utilisés, et inférieurs à 100 FITs sur 25 ans (soit un taux de défaillance  $<2\%$  sur 25 ans) pour les applications de transmission sous-marines [58]. Or ces exigences rendent difficile, voire impossible, l'évaluation, par les méthodes classiquement utilisées des grandeurs caractérisant la fiabilité. En effet, de tels niveaux ne peuvent plus être démontrés par des essais accélérés visant à évaluer la durée médiane de vie à 50% de défaillance ( $t_{50\%}$ ), étant donné les taux de défaillance ( $\lambda$ ) actuels proches de zéro dans la zone de vie utile du composant (*Figure I-22*). La *Figure I-23* nous montre que, sur un essai classique de 1000 heures, pour un facteur d'accélération entre 300 et 400 et un taux de défaillances de 100 FITs, plusieurs centaines de diodes laser sont nécessaires à la constitution d'un échantillon de test [59]. Une augmentation du facteur d'accélération contribuerait à diminuer le nombre d'échantillons, mais les mécanismes de dégradation engendrés ne seraient plus reliés à une énergie d'activation constante mais à une distribution d'énergie d'activation. Compte tenu du nombre d'échantillons nécessaires et des durées de test imposées aux processus de qualification actuels (inférieurs à 5000h), il est de plus en plus difficile d'obtenir une caractérisation de la fiabilité d'un dispositif complexe à des coûts non prohibitifs à plusieurs niveaux.

Dans le but de pallier cette problématique, il est donc nécessaire d'utiliser des méthodologies probabilistes, basées sur des outils statistiques (Monte Carlo, approche bayésienne...) associée à une connaissance précise des modes et des mécanismes de défaillance. Dans ce cadre, il est montré le vif intérêt des signatures de défaillance et la mise en évidence de véritables indicateurs précoces en utilisant des caractérisations électriques et optiques, notamment à partir de schémas équivalents [60] ou de techniques d'analyse destructives [27]. La connaissance des mécanismes de défaillance permet de déterminer les lois analytiques de dégradation à partir de variations obtenues expérimentalement, en déterminant par exemple une énergie d'activation ( $E_a$ ), considérant une dépendance du phénomène à la température (loi d'Arrhenius).

C'est dans cet esprit que nous développerons, dans ce mémoire, une méthodologie originale d'étude de la fiabilité basée conjointement sur cet approfondissement de connaissance et de mise en évidence d'indicateurs de défaillance au travers de dérives paramétriques en vieillissement, travail présenté dans le chapitre 2. Nous poursuivrons par une contribution à l'analyse des performances des outils statistiques notamment associés à la méthode Monte Carlo dans le chapitre 3 ; cette méthodologie ne se différenciant pas des autres dans les techniques employées, mais dans la façon de les utiliser ou encore de les enchaîner, comme schématisé dans le synoptique de la *Figure I-24*.

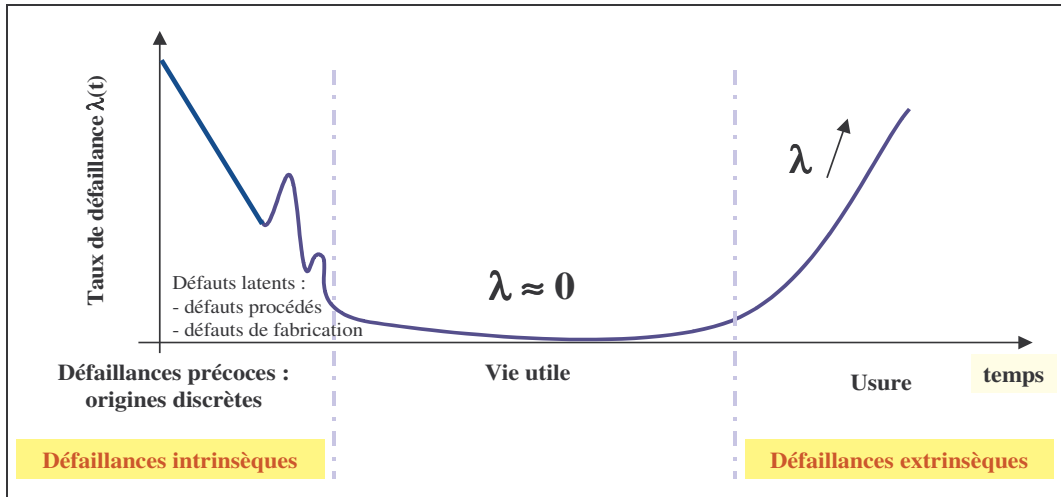


Figure I-22 : Evolution du taux de défaillance en fonction du temps de vie d'un composant actuel

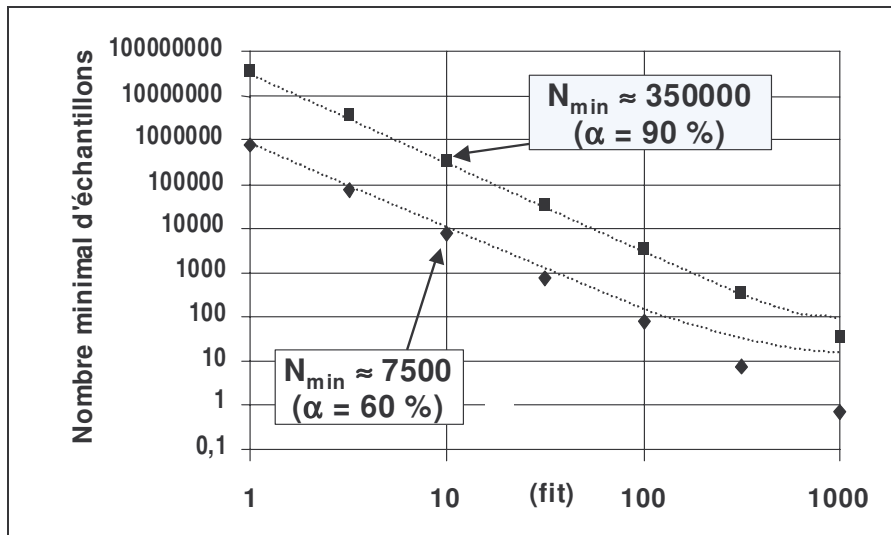


Figure I-23: Evolution du nombre d'échantillons minimal en fonction du nombre de FITs pour obtenir 50% de défaillances et de l'intervalle de confiance  $\alpha$  (AF = 350).

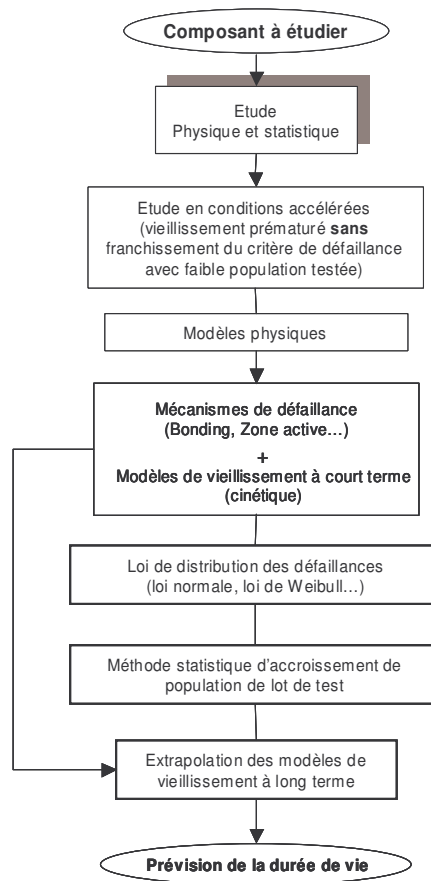


Figure I-24 : Schéma synoptique de la méthodologie de détermination de la durée de vie proposée dans cette étude

#### V.4. Interaction composant/système : vers une approche de modélisation de la fiabilité

Du fait des différentes interactions entre les composants constituant un système, l'estimation de la fiabilité au niveau composant de tous les éléments de ce même système n'est pas suffisante pour assurer la validité d'une prédiction globale de fiabilité. En effet, la probabilité de défaillance du système ne résulte pas du produit des probabilités de défaillance relatives aux différents composants, mais d'un calcul plus complexe prenant en compte la durée de vie de chacun des éléments, associé à des contributeurs à la fiabilité (facteurs de pondération) qu'ils soient technologiques, environnementaux, physiques ou de processus. Cette approche est notamment développée au travers du programme de normalisation FIDES pilotée par la DGA [61].

De plus, le critère de défaillance choisi pour l'évaluation de la fiabilité d'un élément doit être adapté en fonction de la position de celui-ci dans la chaîne de transmission. Ainsi dans une récente publication, JL Goudard (AVANEX-France) avertissait que la stricte utilisation des recommandations TELCORDIA peut amener plusieurs désagréments. En particulier, les essais appliqués ne sont pas toujours représentatifs des vraies conditions environnementales ou fonctionnelles des composants et les critères de défaillance ne sont pas toujours adaptés aux profils de mission [62].

Une solution pourrait alors consister en l'application d'essais de vieillissement sur le système complet, mais cette technique se révélerait trop coûteuse dans le cadre des plans de qualification industriels actuels compte tenu des temps de mise sur le marché réduits à 2 ou 3 ans au maximum.

Une autre approche motivante, toujours associée au concept de modélisation de fiabilité, consiste en l'analyse de l'impact du vieillissement des composants sur le fonctionnement de la liaison optique tenant compte des exigences du réseau et des lois expérimentales de dégradation, au travers de la simulation système, démarche à intégrer dans une approche plus générale. Les études réalisées sur cette approche sont peu nombreuses et plutôt orientées sur la sécurité de fonctionnement, que sur une maîtrise et une prévision de la fiabilité. Par exemple, Z. Pandi étudie l'impact de la défaillance d'un composant sur le réseau de télécommunication, dans une étude spécifique sur les défaillances des architectures de connexions optiques croisées (OXC) au sein d'un réseau WDM. Des architectures représentatives sont comparées en terme de coût d'équipements de commutation et sur leur capacité à réagir face à des blocages du trafic d'informations [63]. Cette approche est pertinente pour une évaluation de type sécurité de fonctionnement dans laquelle la fonction doit être garantie mais le vieillissement physique des composants n'est pas pris en compte limitant les prévisions de fiabilité sur les performances intrinsèques des liaisons.

L'intérêt de la démarche est pourtant bien réel, puisqu'il s'agit à terme d'avoir la possibilité d'optimiser une liaison de télécommunication non seulement par rapport à ses performances au moment de sa mise en service, mais aussi après un certain temps de fonctionnement, en tenant compte de l'usure du système. Notons que cette approche est tout à fait complémentaire des précédentes.

Ainsi la valeur ajoutée du dernier chapitre réside dans l'intérêt, dans le cas de l'émetteur laser, d'introduire de lois de dégradation spécifiques directement dans le modèle du composant, afin d'observer les conséquences de son usure prématurée sur les performances du système. Pour cela, nous utiliserons les résultats des chapitres précédents tant du point de vue de l'étude de mécanismes de dégradation que de la prévision statistique de la fiabilité, afin de simuler dans une liaison de télécommunication optique, le vieillissement de l'émetteur laser au travers des variations dans le temps de certains de ses paramètres. L'objectif est d'étudier les dérives simulées en sortie de liaison (puissance optique au niveau du récepteur, qualité du signal, taux d'erreur binaire). Ce travail a été réalisé en collaboration avec l'équipe UMOP-GESTE de l'ENSIL et ALCATEL Optronics, sur un simulateur système, nommé COMSIS et développé par la société française IPSIS. Les liaisons, étudiées en simulation, sont constituées par des liaisons à 4 x 2,5 Gbits/s multiplexées (WDM), dont les paramètres dégradés seront le courant opérationnel, la longueur d'onde centrale (dans le cadre du multiplexage de longueur d'onde), la largeur de raie et le bruit optique relatif ou la fréquence de relaxation en sortie d'émetteur.

**Chapitre II**  
**Extraction de signatures de défaillance de**  
**diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  sous contraintes**  
**accélérées**

---

## **I. Introduction**

Le premier chapitre a permis de rappeler les principales propriétés physiques de luminescence dans les semiconducteurs, ainsi que l'architecture d'une diode laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$ . Une synthèse bibliographique a ensuite permis de décrire les principaux mécanismes de dégradation susceptibles d'affecter ce composant. En fin de ce premier chapitre, les éléments mathématiques de base pour les calculs de fiabilité ont été rappelés.

Cependant, la fiabilité est étroitement liée à la cinétique des dégradations déterminée à partir de l'analyse expérimentale des dégradations subies par des composants issus de la technologie étudiée (puces nues et têtes optiques). Ce deuxième chapitre s'attache donc à développer le protocole expérimental utilisé et à analyser les résultats en s'appuyant sur la compréhension des mécanismes de dégradation révélés par des tests accélérés ciblés.

Ce chapitre s'articule autour de trois grandes parties :

- la description et l'étude des performances des bancs de mesure, utilisés à l'IXL et au sein d'ALCATEL Optronics, permettant de réaliser les caractérisations électro-optiques (courant-tension, puissance optique, largeur de raie laser, bruit optique, ...),
- la présentation des caractérisations initiales des composants approvisionnés par ALCATEL Optronics (puces nues et têtes optiques) permettant de valider, par comparaison avec la théorie des lasers monomodes, les mesures réalisées sur notre banc,
- pour terminer, la mise en œuvre de vieillissements accélérés, et la discussion autour des résultats associés. Dans cette partie, nous décrirons les tests de vieillissements, appliqués aux composants, dont les conditions sont imposées en tenant compte du profil de mission défini par le fabricant (ALCATEL Optronics). Ces vieillissements sont réalisés dans le but d'analyser les principaux mécanismes de dégradation mis en évidence sur ces composants puis pour relier la dégradation physique (aspect composant) avec la dégradation paramétrique (aspect système) au travers de signatures de défaillance particulières et en s'appuyant sur un synthèse bibliographique la plus exhaustive possible. Enfin, la dernière partie décrit la méthodologie d'extrapolation des cinétiques de dégradation dans le but d'évaluer la durée de vie de la technologie étudiée.

## **II. Caractérisations électro-optiques : description du banc de mesure et performances**

### **II.1. Analyses électriques : caractéristiques courant-tension**

Dans le cadre de l'étude des mécanismes de dégradation d'une diode laser (DL), il est maintenant bien identifié que la caractéristique électrique  $I(V)$  permet d'accéder à un grand nombre



d'informations, notamment sur la nature et la localisation des défauts dans le composant. En effet, la distribution des lignes de courant au sein d'une diode laser en fonction de l'injection de courant est directement reliée à l'architecture du composant. Aussi, nous présenterons dans un premier temps un modèle électrique composé d'éléments simples, chacun représentatif d'un aspect structural de la DL, puis nous relierons le fonctionnement de ce modèle à différents modes de conduction de la caractéristique I(V) elle-même. Enfin, nous présenterons les moyens mis en œuvre pour réaliser ce type de mesure ainsi que leurs caractéristiques.

### II.1.a. Modèles électriques associés à une diode laser

Les bases de notre modélisation s'appuient sur une architecture de type hétérostructure enterrée (BH). Cette structure, déjà présentée dans le chapitre 1, est, à présent, largement utilisée pour les émissions laser à travers une fibre optique pour les applications de télécommunication. Bien que pour les lasers DFB, une couche passive constituant le réseau de Bragg soit ajoutée sous la zone active rendant ainsi l'émission monomode, elle reste quand même représentative des diodes laser étudiées dans le cadre de cette thèse. A partir de la structure présentée en *Figure II-1b* [64] il est possible de remonter au modèle électrique de la *Figure II-1a*. Un cheminement parallèle peut alors être fait entre ces deux figures en détaillant les différents paramètres pris en compte dans le modèle.

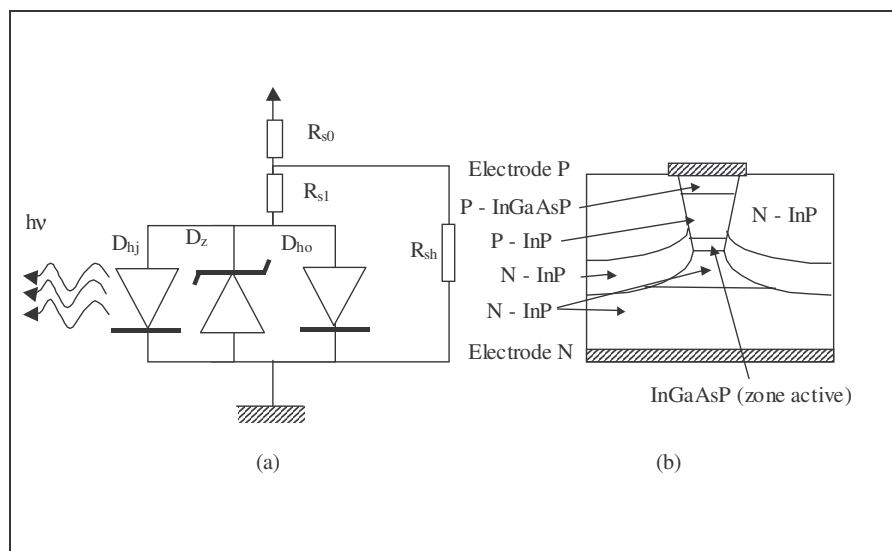


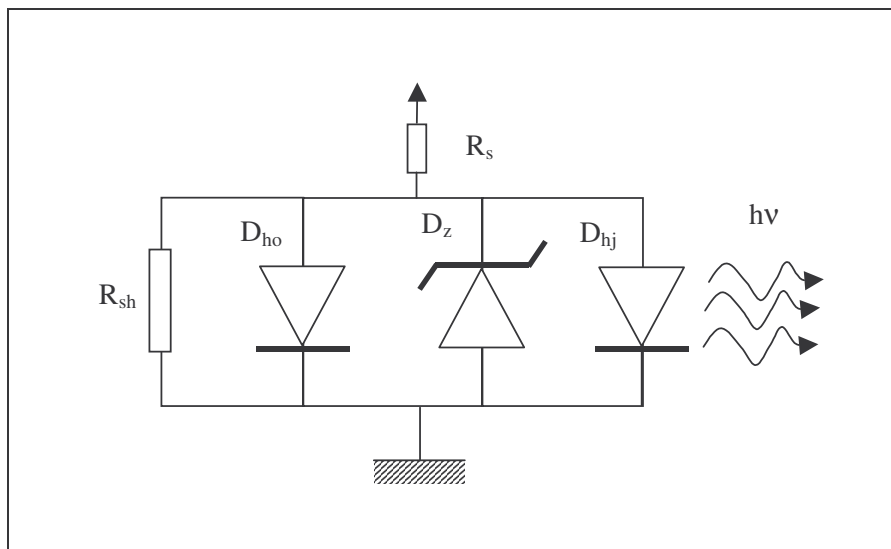
Figure II-1 : Schéma électrique complet d'une diode laser InGaAsP/InP Fabry-Pérot

- Résistance de contact  $R_{s0}$  : représente les contacts métal/semiconducteur ainsi que le contact d'hétérobarrière P-InGaAsP/P-Inp. Dans le cas d'une diode laser DFB, on parle de double hétérobarrière [65].
- Résistance de couche d'accès  $R_{s1}$  : elle correspond aux zones neutres conduisant à la zone active.
- Diode hétérojonction  $D_{hj}$  et diode homojonction  $D_{ho}$  : elles représentent respectivement la présence d'un hétérostructure ou d'une double hétérostructure, et les phénomènes de diffusion présents dans la diode laser.

- Diode Zener  $D_z$  : elle représente le « clamping » de la tension des diodes  $D_{hj}$  et  $D_{ho}$  dû à l'effet laser. Elle n'a aucune réalité structurelle.
- Une résistance de fuite  $R_{sh}$  : elle est reliée aux conductions parasites sur les bords de la puce [64] ; ces conductions génèrent des fuites de courant considérées comme ohmiques en première approximation [66].

A partir de là, il est possible d'étudier les correspondances entre le modèle électrique développé ci-dessus et la caractéristique expérimentale courant-tension d'une diode laser. Cette procédure permet de localiser une défaillance dans un premier temps sur le modèle puis au sein de la structure même du composant, par une analyse fine de la caractéristique I(V).

Cependant, dans un premier temps, une simplification du modèle, présenté précédemment, est réalisable. En considérant que le courant dérivé dans la résistance de fuite  $R_{sh}$  est négligeable devant le courant des deux diodes  $D_{hj}$  et  $D_{ho}$ , on peut alors réunir les deux résistances séries  $R_{s0}$  et  $R_{s1}$  en une seule résistance  $R_s$ . Le schéma final est présenté en *Figure II-2*.



**Figure II-2 – Modèle électrique simplifié d'une diode laser InGaAsP/InP**

Aux très faibles niveaux de polarisation, seule la résistance de fuite  $R_{sh}$  est traversée par le courant. Par la suite, les diodes  $D_{ho}$  et  $D_{hj}$  deviennent passantes ; le courant passant dans  $R_{sh}$  et donc négligeable. Rappelons que la luminescence de la diode laser est principalement régie par l'émission spontanée de photons [20...67]. Ce fonctionnement est assuré jusqu'au moment où le courant atteint sa valeur de seuil notée  $I_{th}$ . La diode Zener  $D_z$  entre en fonctionnement pour bloquer la tension des diodes  $D_{hj}$  et  $D_{ho}$  à la valeur  $V_{th}$ . La limitation du courant dans la diode laser est assurée par la résistance série  $R_s$ . Cette partie de fonctionnement correspond à l'émission stimulée de la zone active.

Pour résumer l'ensemble de ces hypothèses, nous avons superposé la courbe I(V) avec le schéma équivalent par zone dans la *Figure II-3*. Chaque modèle correspond à un mode de conduction spécifique, souligné par la coloration de l'élément dont l'effet est prépondérant.

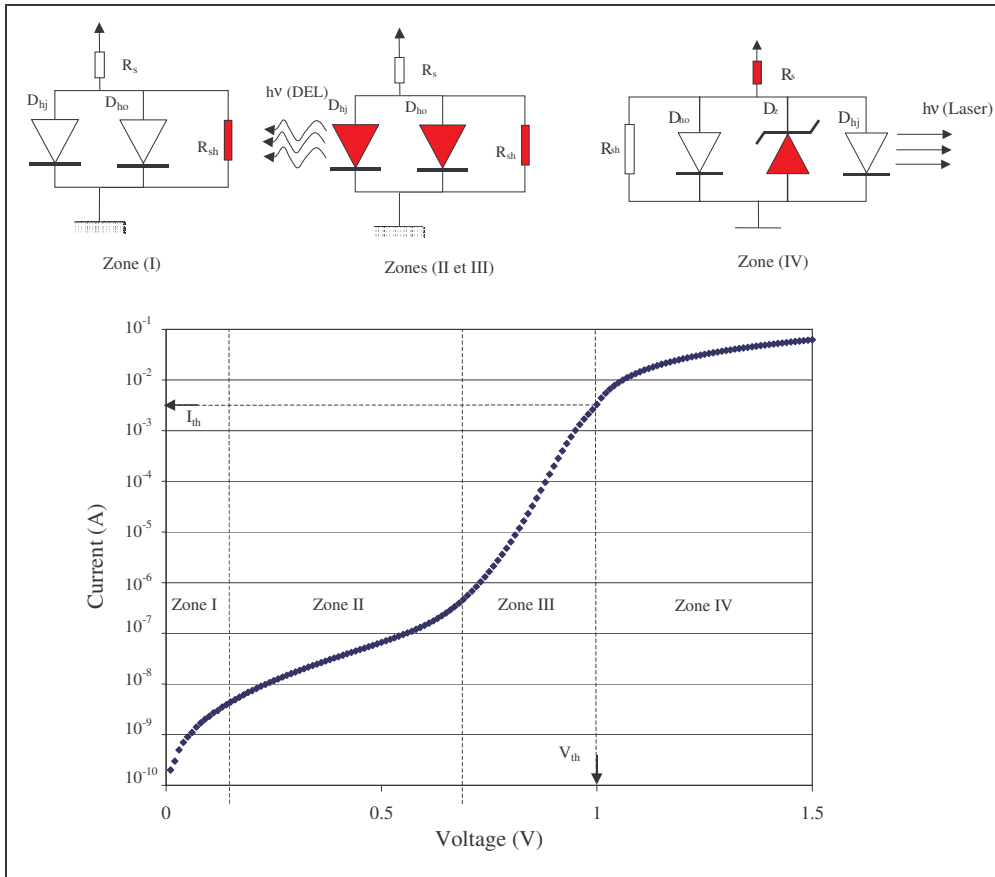


Figure II-3 : Caractéristique I(V) expérimentale d'une diode laser et modèles électriques équivalents en fonction du niveau d'injection

### II.1.b. Caractéristiques courant-tension : principe et performances

Les analyses courant-tension réalisées au laboratoire, et sur lesquelles seront basées une partie de notre étude, ont été effectuées à partir du banc de mesures schématisé en Figure II-4.

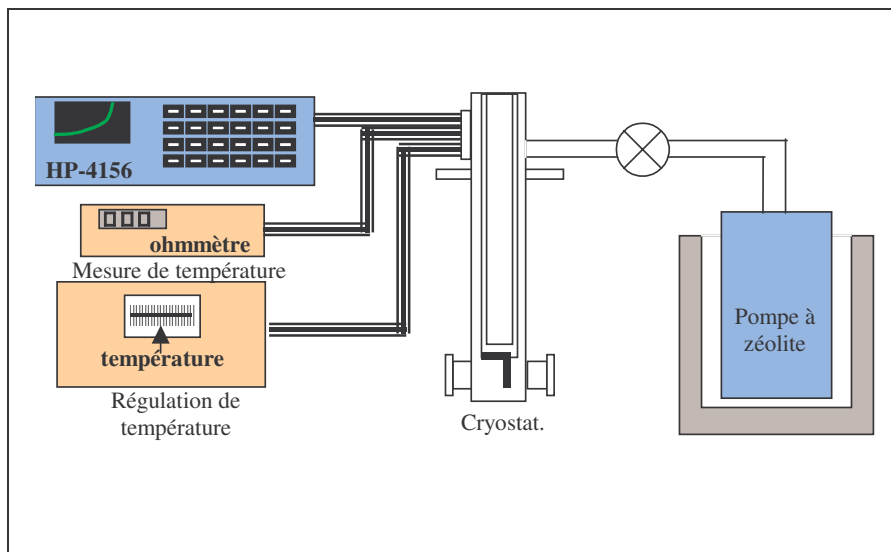


Figure II-4 – Principe de mesure courant-tension en température

Le matériel nécessaire à l'étude électrique des composants est constitué :

- D'un analyseur de semiconducteur (HP-4156C) connecté par des bus IEEE à l'unité centrale. Ce système est conçu pour l'étude des caractéristiques I(V) des composants sur des plages de courant allant de  $\pm 10$  pA à  $\pm 100$  mA avec une erreur relative de  $\pm 0,5\%$  et  $\pm 0,1\%$  respectivement. L'erreur sur la tension, quant à elle, est de  $\pm 0,01\%$  pour une variation de 0 à 20 V, correspondant à la tension maximale délivrée par le générateur intégré au HP 4156C sur la plage de courant  $\pm 100$  mA, à savoir celle utilisée dans cette étude.
- D'un cryostat à azote liquide, à double enveloppe, permettant de faire varier la température du composant de 77K (-196°C) à 473K (+200°C) avec une erreur de température maximale de 0,3K, correspondant à la précision de la sonde platine PT100. Il est composé d'une chambre à vide pour éviter la perturbation de l'air et de l'humidité au contact du composant à diverses températures, de résistances chauffantes permettant l'augmentation de la température au-dessus de 77K (-196°C) et d'une chambre permettant de contenir l'azote liquide. Nous utiliserons ce système pour des températures allant de 77K (-196°C) à 398K (+125°C). L'erreur relative sur la température est évaluée à  $\pm 0,4\%$ .

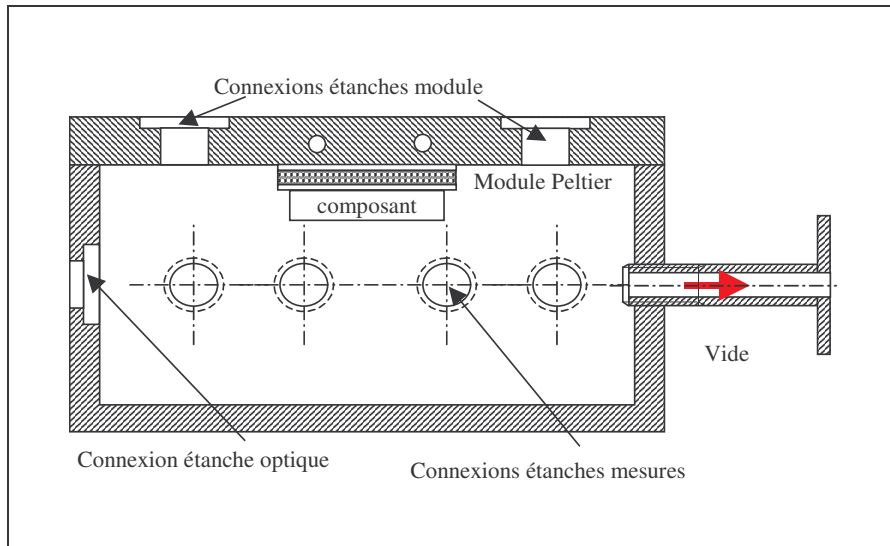
*Remarque : Les matériaux séparant la tête du cryostat et le composant testé assurent une bonne conductivité thermiques (cuivre / laque d'argent / feuille de mica très fine) mais ils présentent une résistance thermique non nulle. On évalue un offset de température à 3 K entre la tête du cryostat et la puce située dans son boîtier. Afin de simplifier l'étude, nous considérerons les températures de consigne comme exactes.*

- D'une unité de contrôle de température utilisée pour contrôler les variations de température lors des mesures I(V). Elle commande les résistances chauffantes placées sur le corps du cryostat, afin de réguler les températures supérieures à 77 K (-196°C). La précision en température obtenue est de 0,1K. L'erreur relative sur la température est la même que celle du cryostat car la commande est réglée sur la sonde PT100 du cryostat.

Le cryostat est prévu pour des composants de volume relativement faible et la caractérisation de têtes optiques intégrées n'est donc pas possible. Un cryostat spécifique a été conçu, permettant l'étude de système ayant une surface plus importante comme une tête optique optoélectronique (surface maximale de 900mm<sup>2</sup>). La *Figure II-5* détaille le plan du cryostat fabriqué au Laboratoire IXL. Il comprend plusieurs parties :

- une chambre en aluminium AU4G usinée afin de réaliser un parallélépipède rectangle creux de 150 mm × 100 mm × 100 mm nécessaire aux diverses manipulations et branchements effectués et étanche à l'air afin d'effectuer un vide primaire ( $10^{-2}$  Torr),
- un module PELTIER adapté à une surface active de 900 mm<sup>2</sup> et permettant la variation de température de 233 K (-40°C) à 358 K (+85°C), gamme de température fixée par le constructeur,
- un couvercle en cuivre avec circulation d'eau afin de garder la surface de référence du module thermoélectrique (Peltier) à 290 K (+17°C),

- une connexion optique afin de réaliser les mesures optiques dans la gamme de température citée ci-dessus,
- des connexions électriques afin de réaliser des mesures I(V).



**Figure II-5 : Cryostat adapté aux têtes optiques intégrées (vue de face en coupe axiale)**

Une alimentation laser (type Profile ITC 510) assure à la fois la régulation en température et en courant de la diode laser. Ses caractéristiques associées sont les suivantes :

- L'alimentation laser comporte un générateur de courant régulé. La régulation est possible de 0 à 1 A avec une précision de  $\pm 500 \mu\text{A}$  et la résolution est de 0,1 mA. L'erreur relative sur le courant d'alimentation du laser est de  $\pm 0,1\%$ .
- La résolution en température est de 0,5 K pour un réglage avec une sonde platine PT100 et de 0,1 K pour une sonde AD590. Pour des raisons de stabilité de température et de mise en œuvre, nous avons privilégié la solution avec la sonde platine PT100. Le dispositif a un décalage en température de 3K, déterminé à l'aide d'un dispositif à double sonde platine de même précision. Le décalage a été pris en compte mais n'apparaîtra pas dans nos résultats pour faciliter la lecture et l'interprétation. L'erreur relative sur la température est de  $\pm 0,2\%$  correspondant à la précision de la sonde platine.

La Figure II-6 représente un exemple de caractéristiques I(V-T) d'une diode laser DFB, montée P-up, émettant à 1,55  $\mu\text{m}$ . Ces caractéristiques mettent en lumière l'influence de la température sur le comportement électrique de la diode et la diminution des courants de fuite à basse température.

La répétabilité des mesures sur un composant de référence est très satisfaisante puisque la dérive des paramètres électriques est inférieure à  $\pm 0,5\%$  maximum. Rappelons que la répétabilité représente l'étroitesse de l'accord entre les résultats des mesurages successifs du même mesurande effectués avec l'application de la totalité des conditions suivantes : même méthode, même opérateur, même instrument de mesure, même lieu, mêmes conditions d'utilisation, répétition sur une courte période de temps.

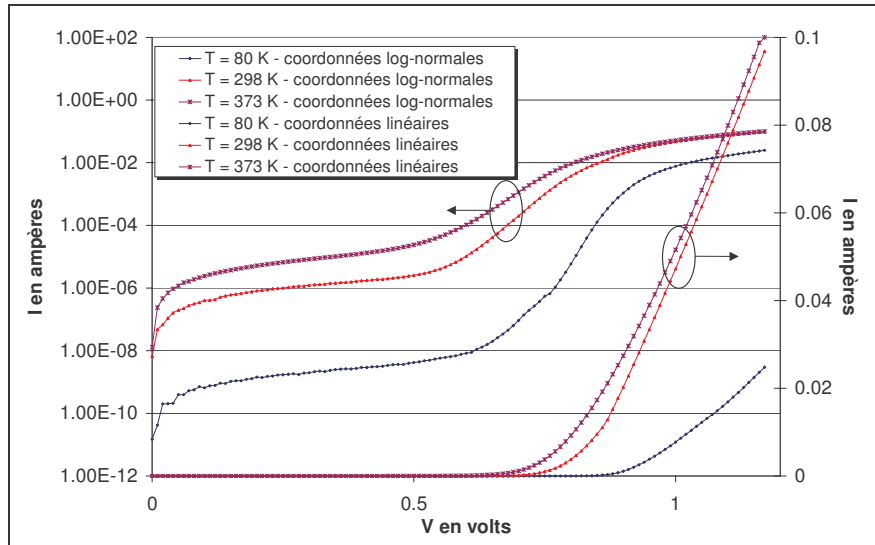


Figure II-6 : Influence de la température sur les caractéristiques I-V d'une diode laser DFB 1550 nm

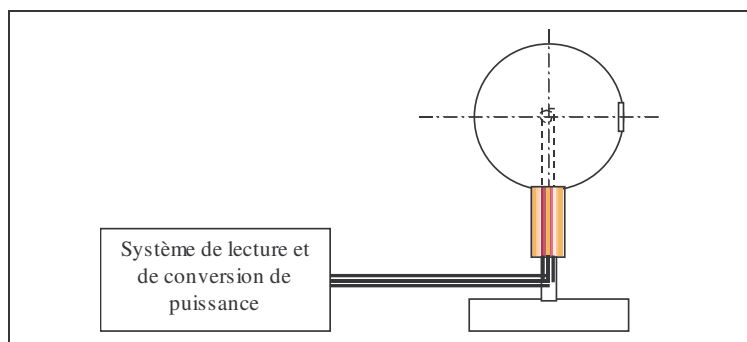
## II.2. Analyses optiques : caractéristique puissance-courant et spectre optique

Dans le cadre d'une liaison de télécommunication optique, les caractéristiques optiques de l'émetteur et notamment la puissance de sortie du laser et son spectre optique, constituent les paramètres fondamentaux desquels dépendent la qualité de la réception et du traitement de l'information en sortie de liaison. La puissance optique est suivie pour des raisons de pertes dans la fibre optique ou de rapport signal sur bruit de la photodiode de réception. Concernant la longueur d'onde centrale du spectre de la diode laser, sa stabilité dans le temps est devenue une nécessité absolue avec l'essor des techniques de multiplexage WDM et DWDM. Dans le cadre d'une analyse de défaillance, les variations de ces paramètres, comme celles de la caractéristique  $I(V)$  que nous avons vue précédemment, apportent des informations significatives sur la nature du mécanisme de défaillance observé.

### II.2.a. Principes d'analyse de la puissance optique – Performances

La puissance optique est directement reliée à l'utilisation du composant ou du système. Les variations observées correspondent à des indicateurs de défaillance sur la sortie optique du système (pertes de couplage optique, variation de l'efficacité optique...). L'étude de la puissance optique permet aussi de calculer le rendement du système (puissance optique / puissance électrique) ou bien à une valeur proportionnelle à la surface du spectre optique. L'étude des systèmes peut porter aussi bien sur le composant que sur les structures complexes. Cet aspect a été confirmé par les travaux de A.M.Ojeda [68].

La Figure II-7 présente le système de mesure de puissance optique utilisé au laboratoire.



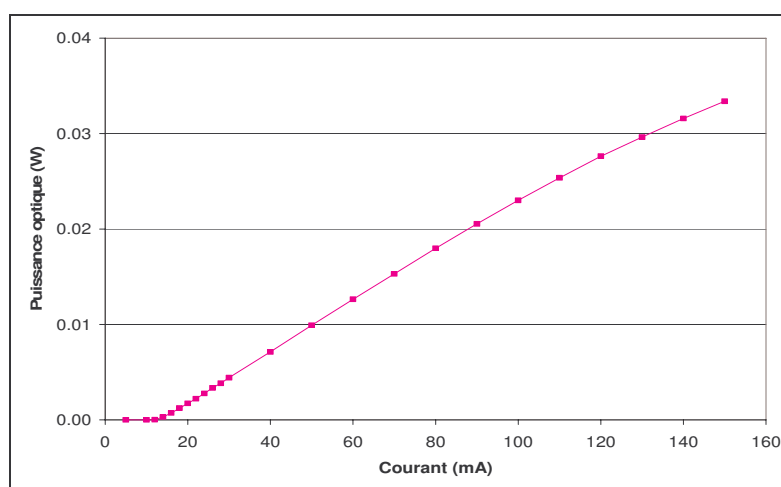
**Figure II-7 – Système de mesure de la puissance optique**

Ce système d'analyse de puissance optique se compose :

- d'une sphère d'intégration SPECTRALONG permettant l'étude de dispositifs émettant entre 300 nm et 1800 nm,
- d'un détecteur SDL (*Short Detector Light*) utilisé pour les longueurs d'onde allant de 300 nm à 940 nm,
- d'un détecteur GDL (*Great Detector Light*) utilisé pour les longueurs d'onde allant de 940 nm à 1800 nm,
- d'un système de mesure de courant permettant, par l'intermédiaire d'un tableau de conversion, de mesurer la puissance optique. Ce système est calibré de 300 nm à 1800 nm tous les 10 nm.

Les études de puissance optique se font à température ambiante. Pour des composants aussi dissipatifs que les diodes lasers, il est cependant nécessaire que la température soit contrôlée par un dispositif de régulation de température. L'erreur relative sur le flux de photons pour des longueurs d'onde comprises entre 900 nm et 1500 nm est inférieure à 3%.

La Figure II-8 représente la variation de la puissance optique d'une diode laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  en fonction du courant d'alimentation.



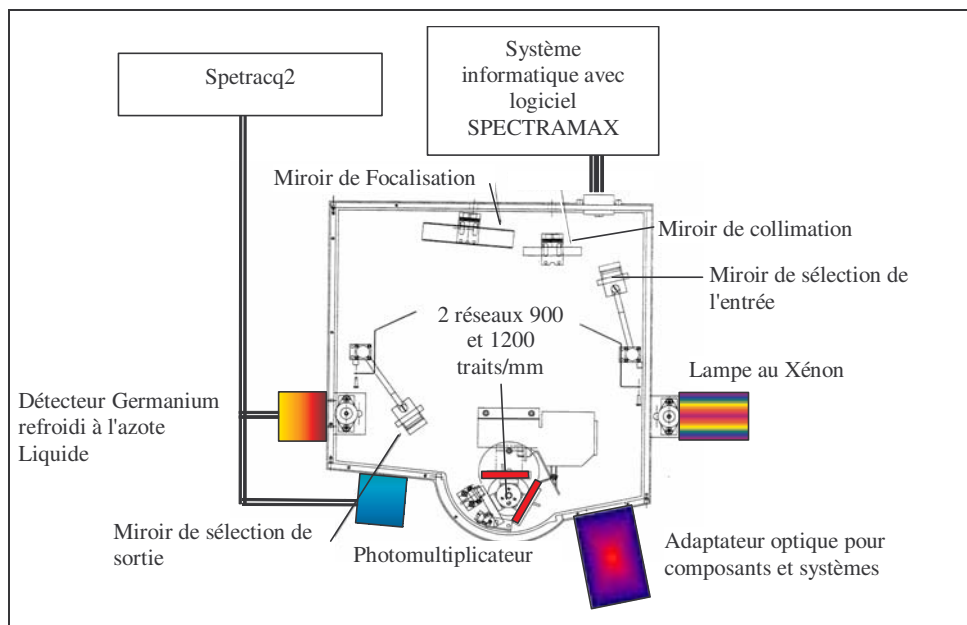
**Figure II-8 : Variation de la puissance optique en fonction du courant d'une diode laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  mesurée à 300K**

La répétabilité des mesures de puissance optique sur un composant de référence est très satisfaisante puisque l'on note des dérives de l'efficacité optique inférieure à  $\pm 0,5 \%$  maximum.

### II.2.b. Analyse du spectre optique – Performances

Cette étude ne concernant que des lasers DFB  $1,55 \mu\text{m}$ , nous limiterons notre étude du spectre optique à sa longueur d'onde centrale, c'est-à-dire au maximum d'amplitude du spectre. Sur ce type de composant, la longueur de l'enveloppe spectrale étant réduite à la largeur de la raie laser, du fait de l'émission monomode induite par la présence du réseau de Bragg, sa mesure se révélera difficile, malgré la précision de l'appareillage (monochromateur) présenté ci-dessous. En effet, typiquement la largeur de raie est inférieure  $10 \text{ pm}$  et la résolution maximale de notre monochromateur, en utilisant le réseau  $1200 \text{ traits/mm}$ , est supérieure à  $100 \text{ pm}$ . Cette mesure étant donc bien en dessous des limites physiques de l'appareil, nous la réaliserons avec une instrumentation différente, présentée dans le paragraphe suivant.

La Figure II-9 présente le synoptique du banc d'analyse de spectres optiques. L'ensemble est monté sur une table optique permettant d'isoler le montage des vibrations extérieures.



**Figure II-9 – Représentation schématique du système de mesure de spectres optiques utilisant le monochromateur**

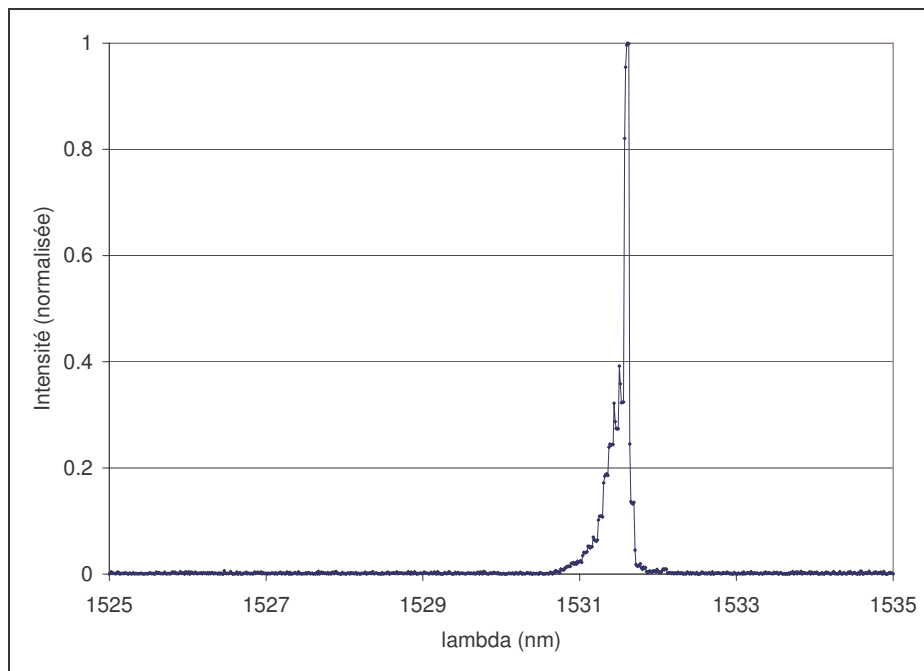
Le système d'analyse de spectre optique se compose :

- d'un monochromateur TRIAX 320 comportant deux entrées et deux sorties, un miroir de focalisation, un miroir de collimation, un miroir d'entrée, un miroir de sortie et deux réseaux. Le réseau  $900 \text{ traits/mm}$  couvrant la gamme  $300 \text{ nm} - 1000 \text{ nm}$  permet d'obtenir une résolution supérieure à  $1 \text{ \AA}$  et le réseau  $1200 \text{ traits/mm}$  couvrant la gamme  $900 - 1800 \text{ nm}$  permet d'obtenir une résolution supérieure à  $0,5 \text{ \AA}$ . Le TRIAX 320 est un monochromateur à fentes entrées et sorties automatique  $10 \mu\text{m}$  à  $2 \text{ mm}$  pilotées par carte IEEE avec une focale de  $320 \text{ mm}$ . L'erreur relative sur la longueur d'onde est de  $\pm 10^{-3} \%$ .



- d'un système d'acquisition de mesure SPECTRACQ2 permettant la conversion des données pour une analyse informatique par liaisons série, situé entre les détecteurs et l'ordinateur. La liaison n'est pas simultanée.
- d'un détecteur Germanium couvrant la gamme 800 nm-1800 nm utilisé pour l'infrarouge et relié par câble blindé au SPECTRACQ2.
- d'un photomultiplicateur couvrant la gamme 300 nm-800 nm plus utilisé pour les composants à base de GaN dont l'alimentation haute tension est pilotée par le SPECTRACQ2 et reliée à ce dernier par un câble coaxial afin de transférer les données.

Ces mesures sont réalisées à température ambiante par le biais d'une régulation de la température du laser. L'erreur sur l'amplitude du spectre est résolue par une mesure systématique d'un composant de référence qui ne vieillit pas. Cette mesure est effectuée pour chaque composant et après chaque temps de vieillissement. La *Figure II-10* représente un exemple de spectre optique d'une diode laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  mesuré avec un pas de 0,1  $\text{\AA}$ .



**Figure II-10 : Exemple de spectre optique d'une diode laser DFB InGaAsP/ InP 1550 nm mesuré à température ambiante soulignant l'incertitude sur l'amplitude maximale (écrêtage) liée à la limite du pouvoir de séparation en  $\lambda$  du monochromateur**

Une évaluation de la répétabilité (sur 100 mesures) a été effectuée pour estimer la dérive du spectre optique de la diode laser. On note un déplacement maximal de l'enveloppe du spectre de  $\pm 0,1\text{\AA}$  autour de la longueur d'onde centrale.

## II.3. Caractérisation de bruit

### II.3.a. Bruit d'intensité relative

Depuis quelques années, le bruit d'intensité relative (ou RIN pour Relative Intensity Noise) fait l'objet d'une attention particulière de la part des fabricants de lasers et de modules émetteurs. La raison est liée en particulier à l'utilisation des lasers à semiconducteur dans le cadre de transmissions analogiques dans des systèmes à plusieurs canaux pour des liaisons abonnées et des réseaux de transport.

Le RIN trouve son origine dans le fait que le laser à semiconducteur constitue un générateur de fréquence optique particulièrement imparfait, émettent des ondes électromagnétiques dont le champ électrique est affecté par des bruits d'amplitude d'intensité ou des bruits de phase, même lorsque le laser est polarisé en continu de façon très stable [30]. Ces fluctuations imposent donc une limite ultime aux performances d'un système de communication optique.

Ces fluctuations trouvent particulièrement leur origine dans l'émission spontanée puis dans la nature discrète des processus d'émission et d'absorption de photons et des processus de génération et de recombinaisons de porteurs [69].

Le RIN se définit, de façon générale, comme le rapport entre la densité spectrale des fluctuations de la puissance optique  $\Delta P_e$  à une fréquence donnée et le carré de cette puissance  $P_e^2$ , soit :

$$\text{rin}(f) = \frac{S_{P_e}(f)}{P_e^2} = \frac{\langle \Delta P_e^2(f) \rangle}{P_e^2} \quad \text{E II-1}$$

où  $\text{rin}(f)$  représente la puissance relative (sans dimensions) contenue dans 1Hz de bande.

On utilise habituellement la quantité  $\text{RIN}(f)$  définie comme suit :

$$\text{RIN}(f) = 10 \log_{10}(\text{rin}(f)) \quad [\text{dB}/\text{Hz}] \quad \text{E II-2}$$

Le fait, que les nombres de porteurs et de photons dans la cavité soient des variables aléatoires non indépendantes, confère au RIN un spectre différent d'un simple bruit blanc, mais plus proche de la *Figure II-11*. Cette figure présente un pic localisé à la fréquence de relaxation entre les populations d'électrons et de photons dans la cavité (définie dans l'équation E II-3), situé entre 1 et 10 GHz en fonction de la polarisation, complété par un palier aux très hautes fréquences. Le phénomène de résonance observé dans la réponse du laser à une modulation de son courant d'alimentation, suite à l'établissement d'un échelon de courant, a pour origine la différence des durées de vie respectives des populations d'électrons (de l'ordre de la nanoseconde) et de photons (de l'ordre de la picoseconde). La résonance est d'autant plus prononcée que l'une des populations (photons) disparaît plus rapidement que l'autre [70].

$$F_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\tau_c \tau_p} \frac{I_{\text{Bias}} - I_{\text{th}}}{I_{\text{th}}}}$$

E II-3

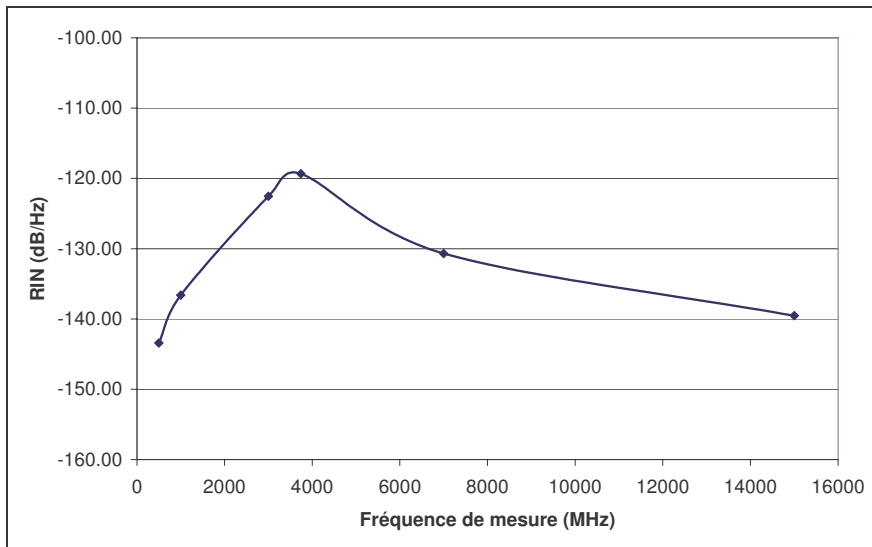


Figure II-11 : Spectre de RIN pour un courant d'alimentation de 15 mA et à température ambiante

I. Joindot a montré que l'augmentation du RIN en fonction du courant était directement proportionnelle à la puissance lumineuse  $P_{\text{opt}}$  émise par le laser au-dessous du seuil, ensuite le RIN diminue en  $1/P_{\text{opt}}^3$  au voisinage du seuil puis en  $1/P_{\text{opt}}$  loin du seuil.

Il est possible d'interpréter ce comportement de la façon suivante : en dessous du seuil, le laser peut être considéré comme une source thermique, à savoir une source d'émission spontanée à bande étroite. Le bruit relatif d'une telle source croît avec son temps de cohérence, ce dernier étant inversement proportionnel à la largeur de son spectre optique. Le faible gain sous le seuil a pour effet de réduire la largeur du spectre optique, et donc d'augmenter le bruit relatif sans produire de stabilité caractéristique d'une cohérence laser. Puis, au-dessus du seuil, les fluctuations relatives des photons diminuent par suite de la saturation du gain stabilisant les fluctuations des électrons et donc des photons. L'effet de la stimulation est de synchroniser l'émission des différents électrons. Ainsi le pic de bruit, au niveau du seuil, indique le changement des propriétés de la lumière émise par le laser lorsque celui-ci commence à osciller et que l'émission stimulée l'emporte sur l'émission spontanée [70].

Le calcul théorique de l'évolution du RIN en fonction de la polarisation a également été proposé par I. Joindot. Le calcul est mené en introduisant dans les équations d'évolution des termes de bruit sous la forme d'équations de Langevin et en tenant compte de la non-linéarité du gain dans les matériaux utilisés actuellement dans la fabrication des lasers à semiconducteurs, en particulier le composé InGaAsP. On obtient alors l'expression suivante donnant l'évolution RIN en fonction de la polarisation :

$$RIN = \frac{4\beta\tau_\phi}{n_{pop}^2 \left( \frac{I}{I_s} - 1 \right)^3} \quad \text{E II-4}$$

$\beta$  : le facteur d'émission spontanée  
 $n_{pop}$  : paramètre d'inversion de population  
 $\tau_\phi$  : durée de vie des photons

Le paramètre d'inversion de population  $n_{pop}$  se définit comme suit :

$$n_{pop} = \frac{N_s}{N_s - N_0} \quad \text{E II-5}$$

$N_s$  : nombre de porteurs minoritaires  
 $N_0$  : nombre total d'électrons à la transparence

Soit :

$$n_{pop} = 1 + \tau_\phi \cdot \Gamma \cdot A \cdot N_0 \quad \text{E II-6}$$

$\Gamma$  : facteur de confinement  
 $A$  : dérivée du gain par rapport au nombre d'électrons

Le banc de mesure du bruit d'intensité relative, situé dans les locaux d'AVANEX-France, est constitué :

- d'un analyseur de signal optique HP 71400 comprenant un analyseur de spectre de la série HP 70000, fonctionnant sur une plage de fréquence de 100 KHz et 22 GHz, et d'un module de photo-réception de type HP 70810B, muni d'un photo-récepteur InGaAs. Cet analyseur permet de mesurer le RIN d'un laser jusqu'à une valeur limite donnée par le *Tableau II-1*. Dans notre cas, la plage d'utilisation sera plus particulièrement centrée dans la bande haute-fréquence soit 100 MHz-16GHz.
- d'une jarretière optique équipée d'un isolateur, supprimant les problème de réflexions toujours à craindre lors de la connexion de deux connecteurs FC/PC.

Gamme de fréquence	Puissance à +3 dBm	Puissance à 0 dBm	Puissance à -5 dBm
10 MHz-100 MHz	-157 dB/Hz	-151 dB/Hz	-141 dB/Hz
100 MHz-16 GHz	-165 dB/Hz	-159 dB/Hz	-149 dB/Hz
16 GHz-22 GHz	-153 dB/Hz	-147 dB/Hz	-137 dB/Hz

**Tableau II-1 : Limites de mesure de RIN du HP 71400 en fonction de la plage de fréquence étudiée et de la puissance optique en entrée [71]**

### *II.3.b. Largeur de raie*

De même que l'amplitude, la phase du champ optique peut également être affectée par un bruit. Or les fluctuations de phase qui en résultent, entraînent des fluctuations de fréquence ayant pour conséquence une largeur de raie non nulle.

Le premier mécanisme responsable de la fluctuation de phase est le caractère aléatoire de l'émission spontanée de photons. Le second mécanisme est dû aux porteurs qui, par leur effet sur le gain et l'indice de réfraction du matériau, changent la longueur du chemin optique et par conséquent la phase du champ optique. Si on ne prend pas compte le facteur d'élargissement  $\beta_e$ , la largeur de raie est classiquement calculée à partir de la relation de Schawlow-Townes [19] :

$$\Delta\nu_{st} = \frac{\Delta\nu_c}{P} \quad \text{E II-7}$$

avec  $\Delta\nu_c$  : largeur de raie de la cavité froide, correspondant à la largeur de raie à la résonance Fabry-Perot, donnée par :

$$\Delta\nu_c = \frac{1}{2\pi\tau_c} \quad \text{E II-8}$$

et

$$\Delta\nu_{st} = \frac{h\nu}{2\pi\tau_c^2 P_{opt}} \quad \text{E II-9}$$

$P_{opt}$  : puissance de sortie du laser  
 $\tau_c$  : temps de cohérence

Ce temps de cohérence se définit comme :

$$\tau_c = \frac{1}{(\alpha_p - \frac{1}{2L} \ln R_e R_s) c'} \quad \text{E II-10}$$

$c'$  : vitesse du photon dans la cavité optique  
 $n_{op}$  : indice optique  
 $R_e$  et  $R_s$  : réflectance des miroirs d'entrée et de sortie (respectivement)  
 $L$  : longueur de la cavité  
 $\alpha_p$  : absorption parasite (considérée comme faible en première approximation)

La *Figure II-12* représente le synoptique du banc de mesure de largeur de raie.

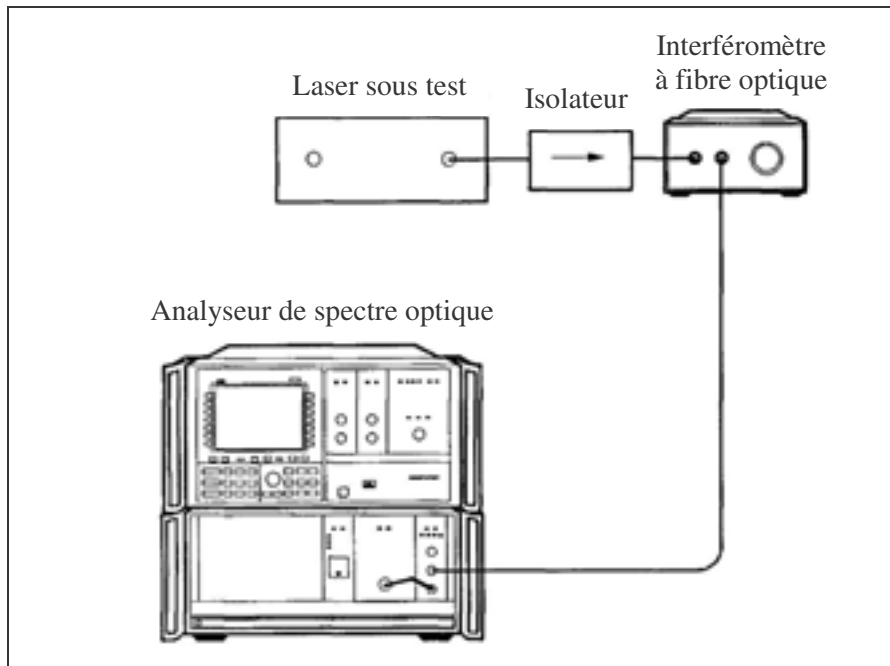


Figure II-12 : Schéma du dispositif de mesure de largeur de raie

Ce banc est constitué :

- d'un analyseur de signal optique de type HP 71400 déjà décrit précédemment,
- d'une jarretière équipée d'un isolateur permettant d'assurer un minimum de réflexion pouvant provenir des connexions et donc limitant une possible destruction de la cavité optique.
- d'un interféromètre à fibre optique de type HP 11980A.

L'interféromètre de type Mach-Zender est constitué de fibres optiques de longueurs fixées fonctionnant dans la gamme 1250-1600 nm avec un délai de 3,5  $\mu$ s. Le signal d'entrée est séparé en deux le long d'un trajet court pour la première partie et un trajet long pour la seconde. Le trajet long (760 mètres) provoque une perte de cohérence de phase entre les deux signaux autour d'une certaine fréquence. Cette fréquence est déterminée par le temps de délai dans la fibre la plus longue. Lorsque les deux signaux sont mélangés au niveau du photodétecteur (appelé procédé homodyne), les fluctuations de phase sont décalées à une fréquence de base de 0 Hz et affichées sur l'analyseur de spectre.

Le chemin le plus court contient l'ajustement de polarisation. L'ajustement de polarisation fonctionne sur le principe d'une biréfringence optique tournant dans le plan de propagation de la totalité de l'énergie lumineuse. Cette biréfringence est obtenue par rotation d'une boucle de fibre optique. La contrainte physique dans la fibre induit une biréfringence dans les propriétés de l'indice de réfraction de la fibre, provoquant un décalage de polarisation. Cet effet est similaire à celui d'un plateau quatre ondes utilisé en optique « pure ».

La rotation de la biréfringence optique cause le changement d'état de la polarisation du champ électrique de la fibre. Et de ce fait, on peut faire coïncider plus finement les états de polarisation des

rayons interférant. L'ajustement n'entraîne pas une rotation d'un état de polarisation donné vers un autre désiré. Par contre, il change suffisamment la polarisation pour obtenir une interférence nulle due aux états de polarisation orthogonaux des rayons interférents.

Après ajustement de la polarisation pour obtenir une amplitude de signal maximale, les rayons combinés sont câblés au connecteur de sortie du 11980A. Ce signal peut alors être affiché par un analyseur de signal optique [72].

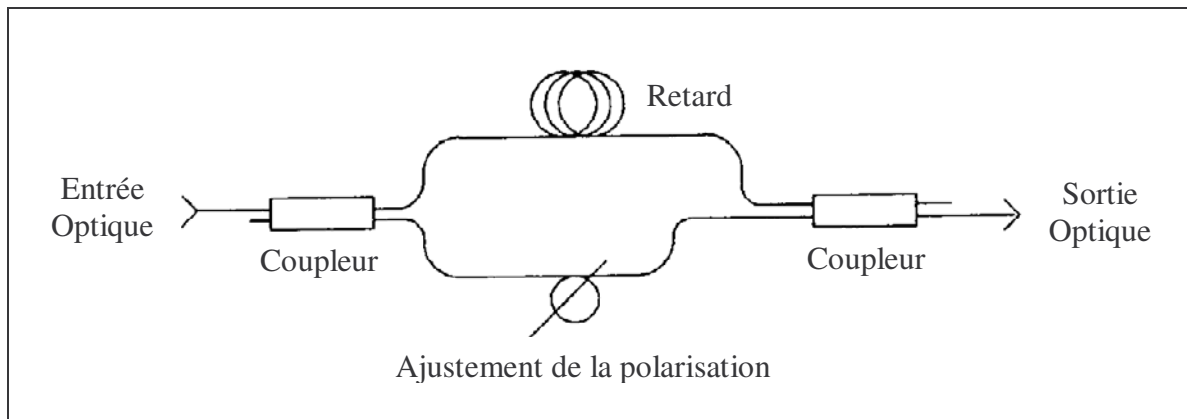


Figure II-13 : Principe simplifié de fonctionnement de l'interféromètre Agilent 11980A

Le délai dans l'interféromètre est assez long pour fournir moins de 10% d'erreur dans la largeur de raie due à la longueur de cohérence du laser. Les erreurs supérieures à 10% apparaissent lorsque l'expression  $2\pi\Delta\nu\tau_0$  est supérieur à 5, où  $\Delta\nu$  est la largeur de raie du laser testé et  $\tau_0$ , le délai de l'interféromètre. De ce fait, le 11980A est capable de mesurer une largeur de raie laser statique minimale proche de 225 kHz. Des largeurs de raie inférieures peuvent être mesurées mais avec des erreurs supérieures dans la largeur de raie affichée ( $2\pi\Delta\nu\tau_0 = 4$  va apporter une erreur entre 10 et 20%) [72].

### III. Caractérisations initiales des composants

#### III.1. Caractéristiques électro-optiques

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 2, les caractérisations électro-optiques sont réalisées à partir de trois mesures, et un certain nombre de paramètres sont extraits, caractéristiques du comportement de la diode laser dans son environnement d'utilisation. Les composants caractérisés se présentent sous la forme de puces nues (lasers InGaAsP/InP à ruban et montés P-up) reportées sur embase AlN par une brasure AuSn, ou de têtes optiques. Ces dernières intègrent le laser reporté sur son refroidisseur (module Peltier), et les éléments optiques de couplage (lentilles de collimation et de focalisation), le tout encapsulé dans un boîtier de type Butterfly.

##### III.1.a. Puissance optique et courant de seuil

Les paramètres extraits de la caractéristique  $P_{opt}(I)$  sont : la puissance optique mesurée à un courant donné (50 mA dans notre cas), le rendement optique et le courant de seuil.

- Puissance optique à 50 mA

L'étude de ce paramètre nous permet d'observer plus directement qu'avec les paramètres  $\alpha$  ou  $I_{th}$ , le comportement de la diode laser d'un point de vue système. De plus, ce paramètre renseigne également sur le courant opérationnel  $I_{op}$  du laser. En nous plaçant autour de la valeur moyenne de modulation du laser, nous observons en fait  $P_{opt}(I_{op})$ , ( $I_{op}$  est aussi appelé  $I_{forward}$  ou  $I_{bias}$  par les anglo-saxons) qui sera le sujet d'une étude spécifique dans le chapitre 3.

- Rendement optique

Le rendement optique d'une puce laser peut être défini par l'expression suivante [53] :

$$\alpha = \alpha_i \frac{\alpha_m}{\alpha_m + \alpha_p} \frac{h\nu}{q} \quad \text{E II-11}$$

$\alpha_m$  : pertes intrinsèques à la structure de la diode laser

$\alpha_p$  : pertes parasites provenant des porteurs libres, des contacts électriques, de la diffusion sur des rugosités

$\alpha_i$  : rendement quantique interne

$\alpha_m$  correspond à la perte de photons par les miroirs correspondant à la sortie laser du dispositif et décrit par l'équation E II-12. Le paramètre  $\alpha_i$ , quant à lui, est représentatif du nombre de paires électron-trou utiles servant à créer des photons lors de leurs recombinaisons, et est défini dans l'équation E II-13.

$$\alpha_m = \frac{1}{2L} \ln \frac{1}{R_{m1} R_{m2}} \quad \text{E II-12}$$

$R_{m1}$  et  $R_{m2}$  : coefficients de réflexion globaux des miroirs  $M_1$  et  $M_2$

$L$  : la longueur de la cavité

$$\alpha_i = \frac{\tau_{\text{nrad}}}{\tau_{\text{tot}}} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_{\text{rad}}}{\tau_{\text{nrad}}}} \quad \text{E II-13}$$

Le paramètre  $\alpha$  correspond à la pente de la caractéristique  $P_{opt}(I)$ , dans sa partie linéaire (dans notre technologie, entre le courant de seuil et 70 mA environ). L'analyse de ses variations apporte une indication sur l'état de la cavité laser au travers de  $\alpha_i$ , qui nous renseigne sur la proportion de recombinaisons non-radiatives par rapport aux recombinaisons radiatives, et sur l'état des miroirs au travers de  $\alpha_m$ .

Il est assez commun d'utiliser la terminologie  $\alpha$  pour désigner le rendement optique d'une tête optique, de la même façon que cela est fait pour une puce nue. Or dans une étude comme la nôtre, qui s'attache à analyser les variations d'un laser (puce et tête optique) au cours du temps, consécutivement à l'application de contraintes conduisant à un vieillissement accéléré, il faut distinguer les variations de  $\alpha$  relatives à une puce de celles d'une tête optique. Les variations sur une tête optique peuvent être liées à des phénomènes de contraintes thermomécaniques ou relaxations mécaniques de certaines parties de l'encapsulation provoquant un désalignement de l'axe optique. En effet, nous avons :



$$\alpha \Big|_{\text{Module}} = K \alpha \Big|_{\text{Puce}} \quad \text{E II-14}$$

K : coefficient de qualité de l'alignement ( $0 < K < 1$ )

$K \approx 1$  correspond à un couplage optimal entre la fibre et la sortie de la puce.

Pour cette raison, nous distinguerons le rendement optique des puces ( $\alpha$ ), de celui des modules noté  $\alpha_{\text{Mod}}$ .

Compte tenu de la technique d'extraction de ce paramètre, il est à noter que des variations inférieures à 1% ne seront pas considérées comme significatives d'un vieillissement.

- Courant de seuil

Le courant de seuil est un paramètre très fréquemment analysé en fiabilité, car sa variation au delà de certaines limites est révélatrice de la présence d'une dégradation [73]. Il est traditionnellement extrait de la courbe  $P_{\text{opt}}(I)$  puisqu'il correspond à l'ordonnée à l'origine de la partie linéaire de la courbe. Ce paramètre est défini par la formule suivante [74] :

$$I_{\text{th}} \cong \frac{BN_{\text{tr}}^2 qV}{\alpha_i} \quad \text{E II-15}$$

B : Coefficient de recombinaison bi-moléculaire  
 $N_{\text{tr}}$  : Densité de porteurs à la transparence

L'intérêt est de considérer une double définition : physique et système. Ainsi de la même façon que  $\alpha$ , ses variations dans le temps renseignent sur l'intégrité de la zone active du laser en considérant une dérive des paramètres  $N_{\text{th}}$ ,  $\alpha_i$  et B. Cependant, comme  $P_{70}$ , il renseigne également sur le niveau minimal de modulation du laser autour du courant moyen  $I_{\text{op}}$  pour éviter l'extinction du laser en conditions opérationnelles.

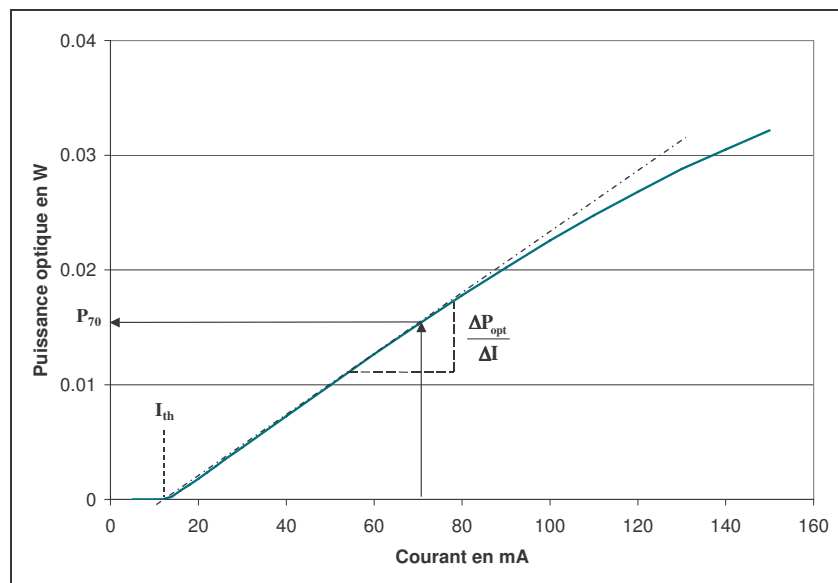


Figure II-14 : Exploitation de la caractéristique  $P(I)$  d'une diode laser DFB  $1,55 \mu\text{m}$  – extraction des paramètres  $P_{70}$ ,  $\alpha$  et  $I_{\text{th}}$ .

De la même façon que pour le paramètre  $\alpha$ , les variations inférieures à 2% sur  $I_{th}$  ne seront pas considérées comme significatives d'un vieillissement.

### III.1.b. Caractéristique courant tension

La caractéristique courant-tension  $I(V)$  est une mesure complémentaire mais indissociable de la caractéristique  $P_{opt}(I)$ . Les paramètres étudiés ici, donnent des indications aussi bien sur l'état des contacts, et donc la qualité du report de la puce sur son boîtier (résistance série  $R_s$ ), que sur la nature du transport électrique dans la zone active (facteur d'idéalité). Ces paramètres et leurs caractéristiques sont présentés dans le tableau ci-dessous, ainsi que leur valeurs moyennes extraites en s'appuyant sur la *Figure II-6*, à 300K.

Paramètre observé	Caractéristique physique liée au paramètre	Méthode d'extraction	Gammes de valeurs
Résistance de shunt $R_{sh}$	Fuite de courant à très bas niveaux d'injection – Dégradation du confinement électrique	Inverse du coefficient directeur de la zone linéaire à très bas niveaux d'injection de la caractéristique $I(V)$ (Zone I)	Autour de la centaine de $K\Omega$ sur puces nues Plusieurs $M\Omega$ sur têtes optiques
Facteur d'idéalité $\eta$	Nature des recombinaisons des porteurs électriques (transport)	Partie "exponentielle" de la caractéristique à forts niveaux d'injection (Zone III) $\eta$ est défini par : $I = I_s e^{\frac{qV}{nKT}}$ avec $I_s$ courant de saturation inverse de la diode d'hétérojonction	Autour de 1,25
Résistances séries $R_s$	Etat de la prise de contact	Inverse du coefficient directeur de la partie linéaire de la caractéristique au-delà du courant de seuil (Zone IV)	Inférieur à une dizaine de $\Omega$

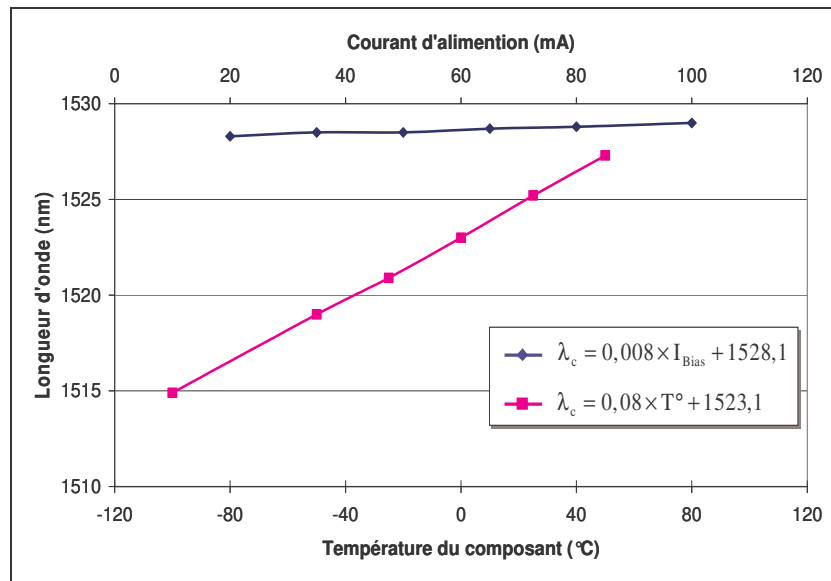
Tableau II-2 : Exploitation de la caractéristique  $I(V)$  – nature des paramètres extraits, relation avec le composant, technique d'extraction et valeur moyenne à 300K

### III.1.c. Spectre optique

- Longueur d'onde centrale d'émission laser ( $\lambda_c$ )

La longueur d'onde étant directement liée au niveau d'énergie séparant les niveaux accepteurs et des niveaux donneurs, les défauts tels que les dislocations ou les centres recombinants non-radiatifs, qui créent des niveaux d'énergie intermédiaires, sont en théorie directement observables par dérive de

$\lambda_c$ . Cependant, les phénomènes de tracking<sup>1</sup> peuvent perturber cette détection. En effet, les défauts provoquant des échauffements peuvent faire varier la valeur de  $\lambda_c$  par tracking, lors d'une élévation de la température de jonction moyenne, autour de 50 pm/°C (Cf. *Figure II-15*). Par contre, les centres de recombinaisons non-radiatives ont tendance, dans le cadre d'un fonctionnement à puissance optique constante, à nécessiter une augmentation du courant utile dans la jonction permettant de conserver le rendement de lasage et de compenser la perte du bilan de liaison. Cette augmentation de courant entraîne également un phénomène de tracking conduisant à une dérive de  $\lambda_c$  vers les longueurs d'ondes plus élevées avec une dérive moyenne de 5 pm/mA (Cf. *Figure II-15*).



**Figure II-15 : Mise en évidence des phénomènes de tracking en température (carrés) et en courant (losanges) sur deux diodes laser DFB 1,55 µm**

La mesure du spectre optique est un des paramètres les plus importants d'une diode laser puisque de nombreuses applications requièrent sa parfaite connaissance. De plus, c'est un outil fondamental pour la caractérisation des dispositifs optoélectroniques. En effet, il permet d'obtenir des informations sur la constitution technologique du composant (homojonction, hétérojonction, puits quantiques, nombre de modes de la cavité, ...) alors que la puissance optique et le rendement total traduisent l'efficacité optique de l'émetteur. De plus, l'analyse des variations de ce paramètre est cruciale dans le cadre de l'étude comportementale de la diode laser au sein d'une liaison de communication à haut débit, et plus particulièrement dans le cadre de liaisons WDM et DWDM multi-canaux et bande passante limitée (inférieure à 100 GHz). Ceci fera l'objet d'une étude conjointe dans les chapitres III et IV.

<sup>1</sup> Modification de la longueur d'onde liée à la variation de l'indice de réfraction du matériau constituant la zone active, en fonction de la température

## III.2. Caractéristiques de bruit

### III.2.a. Mesures de bruit relatif en intensité

- Comparaison mesures – théorie

Dans le paragraphe 2, nous avons présenté la dépendance théorique du bruit relatif en intensité vis à vis de la puissance optique sous la forme suivante :

$$\text{rin} \propto \frac{1}{P_{\text{opt}}^3}$$

E II-16

rin : bruit relatif d'intensité en 1/Hz

Après conversion de nos mesures, effectuées par le HP 71400 en dB/Hz, en 1/Hz, nous avons pu confronter ces valeurs à la théorie. La *Figure II-16* montre que les courbes de rin sont en parfait accord avec la théorie. Cette corrélation indique qu'il n'y a pas de phénomène physique supplémentaire entrant en jeu dans l'origine et la nature du bruit optique de nos diodes laser DFB. Nous pourrions donc baser notre argumentation sur les phénomènes physiques développés par I. Joindot pour justifier les dérives observées en vieillissement.

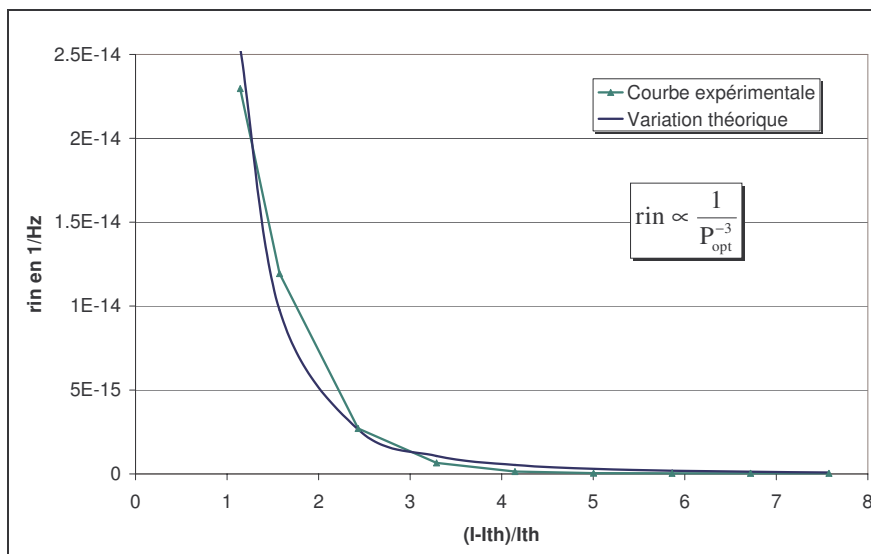


Figure II-16 : Comparaison entre la mesure expérimentale du rin en fonction du courant (au-dessus du seuil) à température ambiante et de sa variation théorique en  $P^{-3}$

- Choix du paramètre étudié

La difficulté majeure réside dans la non-observabilité du comportement de toutes les courbes d'évolution du spectre de RIN, à chaque reprise de vieillissement. Aussi, avons nous dû sélectionner un paramètre pertinent à étudier. Le premier choix s'est porté sur le RIN à 70 mA relevé à une fréquence de 7 GHz pour deux raisons :

- la fréquence de 7 GHz est une fréquence proche de la fréquence de résonance fournie par le constructeur,

- la seconde réside dans le fait que la valeur de 70 mA correspond au courant auquel on peut observer les plus fortes variations en fonction du temps, valeur en accord avec l'étude réalisée sur des composants de technologie comparable, par P. Resneau dans SPIE Europhotonics 2004 [75].

Cependant, la puissance optique trop élevée, fournie par certaines têtes optiques, nous a contraint à réaliser ces mesures à une valeur plus basse en courant (50 mA), afin de ne pas saturer l'appareil de mesure, que cela soit dans le cas des puces ou des têtes optiques, pour des raisons d'homogénéité.

### III.2.b. Mesures de largeur de raie

- Comparaison mesures – théorie

De manière identique à la mesure de bruit en amplitude, nous comparons ici les mesures de largeur de raie réalisées sur le banc d'AVANEX-France, à la formule théorique reliant  $\Delta\lambda$  à la puissance optique, à savoir la relation de Schallow-Townes explicitée en E II-9. Cette comparaison présentée en *Figure II-17* souligne également la validité de nos mesures par rapport à la théorie.

Une seconde étude a été réalisée sur la forme de la raie laser émise. Les mesures ont été réalisées pour trois puissances d'entrée différentes : -3 dB, -6 dB et -10 dB, dans le but de vérifier la forme lorentzienne de la raie laser (*Figure II-18*).

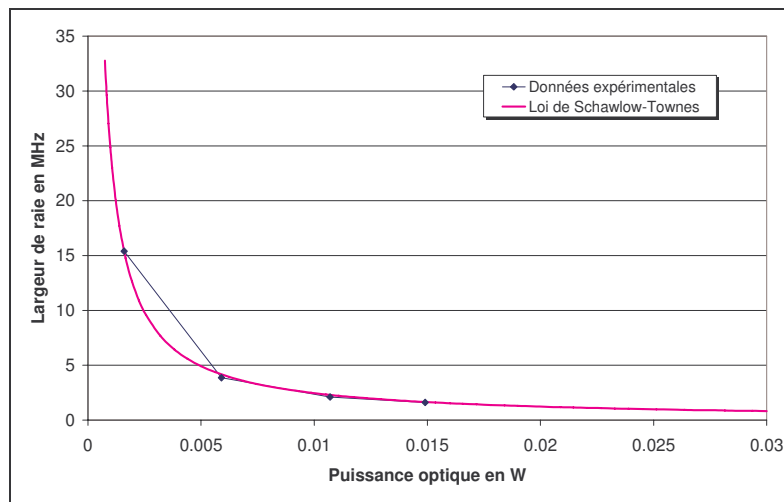
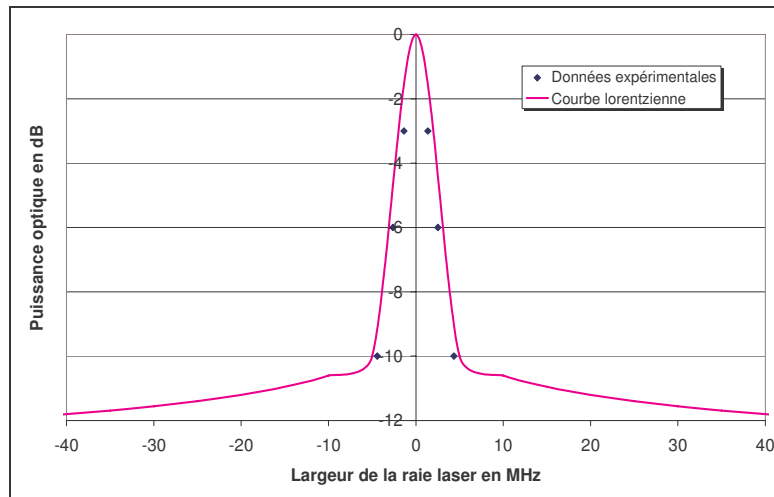


Figure II-17 : Comparaison entre la mesure expérimentale du  $\Delta\lambda$  en fonction du courant et de sa variation théorique en  $P^{-1}$



**Figure II-18 : Comparaison entre la forme de la raie laser DFB obtenue par mesure expérimentale du  $\Delta\lambda$  et de sa forme théorique lorentzienne**

Cette étude a permis de valider la méthodologie de mesure du bruit de phase sur les têtes optiques DFB 1,55  $\mu\text{m}$ . Cependant, les mesures de largeur de raie ( $\Delta\lambda$ ) n'ont pas pu être réalisées sur puce consécutivement à un manque de reproductibilité et de résolution du couplage optique en particulier pour de faibles variations par rapport à la valeur initiale. *Rappelons que la reproductibilité représente l'étroitesse de l'accord entre les résultats des mesurages du même mesurande, dans le cas où des mesurages individuels sont effectués en faisant varier les conditions dans lesquelles s'effectue la mesure (méthode, opérateur, instrument de mesure, lieu, conditions d'utilisation, temps).*

#### IV. Analyse des vieillissements

L'étude des mécanismes de dégradation d'un composant s'articule autour de deux grandes étapes :

- la première est la caractérisation du composant à l'origine de l'étude, réalisée à l'aide des dispositifs de mesure présentés précédemment.
- la seconde étape adresse le vieillissement du composant, au travers de tests accélérés ponctués par un ensemble de caractérisations réalisées à des intervalles de temps réguliers (reprises de mesure), correspondant à l'application de contraintes de fonctionnement sur le composant ; ces contraintes sont généralement supérieures à celles appliquées en conditions opérationnelles.

Cette étape de vieillissement est cruciale, principalement par le choix du niveau des contraintes, car d'elle va dépendre la validité de notre étude. Le choix des contraintes doit donc être basé sur un profil de mission établi en relation avec le fabricant et l'équipementier, et sur la nature même du composant. Par exemple dans notre cas, le même type de vieillissement n'aura pas le même effet sur la diminution de la puissance optique d'une puce ou d'une tête optique, qui constitue un assemblage beaucoup plus complexe soumis à un ensemble de contraintes générées par la phase d'assemblage et d'interconnexion souvent d'origine thermomécanique, négligeables sur une puce nue.

Ce paragraphe est donc dédié à la présentation des différents types de vieillissements appliqués aux composants étudiés, ainsi qu'à la nature des tests appliqués aux deux types de composants étudiés, à savoir des diodes laser puces nues reportées sur embase et têtes optiques dans lesquelles les puces constituent l'élément luminescent.

Il est à noter que ces vieillissements ont été réalisés en collaboration avec ALCATEL-Optronics.

#### IV.1. Profil de mission des composants

Lors d'un test de fiabilité, il est important que la contrainte appliquée à un dispositif semiconducteur reflète ses conditions de fonctionnement opérationnel. Le vieillissement accéléré doit permettre l'étude des mécanismes de dégradation limitant sa durée de vie réelle. Le profil de mission a été apporté par ALCATEL Optronics et se synthétise comme suit [76] :

<b>Tête optique 1915 LMI – 1550 nm à modulation directe</b>	
Puissance optique opérationnelle	2 à 20 mW
Faible courant d'alimentation	< 80 mA, typique : 60 mA
Tension d'alimentation max.	2,5 Volts
Courant direct max.	150mA
Température d'utilisation	-5°C à 70°C
Température de l'embase	20°C à 35°C
<b>Températures limites</b>	
Température en fonctionnement	-10°C à 70°C
Température de stockage	-40°C à 85°C

#### IV.2. Description des vieillissements sur puces et modules

##### *IV.2.a. Puces nues reportées sur embase : stockage actif*

Le test sous contraintes thermique et électrique a été réalisé dans les conditions suivantes :

- Le choix de la température s'est porté sur 100°C de sorte que celle-ci soit suffisante pour induire un facteur d'accélération en tenant compte que la puce est reportée sur une embase AlN avec une brasure AuSn (point de fusion à 280°C). De plus, le choix de cette température a également été motivé par le fait qu'une étude sur des têtes optiques, intégrant ces mêmes puces, allait être effectuée assurant ainsi la possibilité de comparaison.

- Un courant d'alimentation de 150 mA a été retenu puisqu'il correspond au courant maximum acceptable par le composant, conduisant à un test de type ACC. [76].

Il est à noter qu'aucune variation notable n'ayant été relevée pendant la première partie des vieillissements, nous avons dû augmenter le courant d'alimentation des puces dans un premier temps jusqu'à 200 mA puis 250 mA dans le but de confirmer les faibles variations observées.

## ***IV.2.b. Têtes optiques : vieillissement multi-contraintes***

### *$\alpha$ - Stockage actif sous contraintes échelonnées*

Le stockage actif des têtes optiques s'est déroulé de manière identique au stockage des puces, mise à part la température diminuée de 100°C à 80°C, du fait de l'utilisation d'une colle permettant de fixer la fibre optique dénudée dans la férule, stabilisant ainsi le couplage optique et augmentant l'herméticité de l'assemblage. Cette colle possède un point de fusion à une température inférieure à 100°C. Malgré tout, un lot de composant a été vieilli sous 100°C, générant ainsi un lot éclairé dont les résultats seront rapidement exposés dans le paragraphe 4.

### *$\beta$ - Cycles thermiques*

→ non-alimentés en courant

Le deuxième type de vieillissement accéléré appliqué aux têtes optiques consiste en la réalisation de cycles thermiques. Ces cycles ont pour but de créer artificiellement des contraintes mécaniques sur l'assemblage par modification "extrême" de la température, induisant des modifications dans les propriétés mécaniques des matériaux, et cela afin de tester la robustesse de l'assemblage dans le temps. Les températures limites de stockage sont fixées à -40°C et +85°C, avec des paliers haut et bas de 15 minutes et des pentes de 5°C/minute constituant des cycles de type « VLT ».

→ alimentés en courant

Lors de ces tests en cycles thermiques, deux lots de 5 têtes optiques ont été soumis à des contraintes de température identiques, mais chacun d'eux a subi des contraintes en courant différentes.

Classiquement, ce type de tests est réalisé sans alimentation en courant des composants testés. Comme nous l'avons expliqué précédemment, les cycles thermiques ont pour but d'analyser le comportement dans le temps de l'assemblage, tandis que le stockage actif, s'attache à analyser le comportement de la zone active du composant. L'association de ces deux tests entraîne une grande difficulté à décorréliser les mécanismes de vieillissements liés à la puce de ceux liés à l'assemblage. De ce fait, ce test est très rarement appliqué.

Nous avons cependant souhaité, dans cette étude, réaliser ce test dans un but de comparaison. Compte tenu du fait que les puces encapsulées dans les têtes optiques étudiées sont identiques aux puces étudiées sur embase, ce test effectue le lien permettant de démontrer l'origine d'un mécanisme soit lié à l'assemblage (par exemple thermomécanique) soit lié à la puce (dégradation de la cavité).

Une synthèse de l'ensemble des vieillissements est présentée dans le *Tableau II-3*. Il est à noter que les tests peuvent apparaître de courte durée, mais lorsque l'on combine les mesures de reprise ex-situ relatives à chaque condition de contraintes pour chaque lot de composant, ceci implique un protocole expérimental rigoureux à respecter (gestion des moyens de vieillissement, de mesures, des composants...). De telles démarches en milieu industriel ont un coût non négligeable, justifiant la volonté de réduire les durées de ces tests, en particulier par la mise en lumière de signatures (à associer à des indicateurs) précoces de défaillance.



Lot	Nature des tests	Chronologie des reprises	Courant	Température
Lot P1 (5 puces)	Stockage actif	0h → 1000h	150 mA	100 °C
		1000h → 2000h	200 mA	
		2000h → 4000h	250 mA	
Lot P2 (5 puces)	Stockage actif	0h → 1000h	150 mA	100 °C
		1000h → 2000h	200 mA	
		2000h → 5000h	250 mA	
Lot M1 (5 têtes)	Stockage actif	0 → 1008h	150 mA	100 °C
Lot M2 (5 têtes)	Cycles thermiques	150 mA		-40°C / +85°C (5°C/min pendant 500 cycles)
Lot M3 (5 têtes)	Cycles thermiques	Non-alimentés		-40°C / +85°C (5°C/min pendant 500 cycles)
Lot M4 (5 têtes)	Stockage actif	0h → 1344h	150 mA	80°C
		1344h → 2000h	200 mA	

**Tableau II-3 : Synthèse des vieillissements réalisés lors de notre étude**

### IV.3. Synthèse des résultats de vieillissement – Discussion

Les technologies des composants d'émission tels que les diodes électroluminescentes, les diodes lasers ainsi que les lasers à semiconducteur pour l'amplification optique sans régénération optique du signal sont, pour certaines, arrivées à maturité commerciale. La majorité des défauts de jeunesse (dégradation graduelle des contacts, des miroirs...) sont, à présent, maîtrisés. Cependant il existe toujours un besoin important de poursuivre leur évaluation par rapport à des technologies concurrentes (nouvelles architectures) et réactualiser les données de fiabilité, notamment vis à vis des contraintes apportées par de nouveaux profils de mission de plus en plus sévères, afin d'isoler les mécanismes de dégradation génériques actuels conduisant à leur défaillance. Ce travail s'appuie sur les nombreuses investigations en particulier menées par M. Fukuda, SP SIM, O. Ueda dans les années 80 et 90 mais se poursuit au travers d'études rapportées récemment dans la bibliographie [27,67,77]. A ce titre, on peut noter les études sur la fiabilité d'une technologie DFB SCMOW 1,55  $\mu\text{m}$  utilisée pour des applications micro-ondes analogiques présentée à la Conférence SPIE Europhotonics 2004 [75].

La difficulté réside alors dans l'observation de dérives paramétriques significatives sur des durées de test non prohibitives et nous allons montrer que le choix des conditions de contraintes imposées a conduit à l'obtention d'un certain nombre de signatures prématurées de défaillance. Dans une première partie, nous présenterons l'effet du vieillissement accéléré sur l'ensemble des lots étudiés par le biais de l'évolution des distributions paramétriques du courant de seuil et de l'efficacité optique à la fois pour les puces et les têtes optiques. Puis nous discuterons les hypothèses de dégradations à l'origine de telles signatures.

#### IV.3.a. Résultats de vieillissements des puces

##### *$\alpha$ – Impact du vieillissement accéléré sur les distributions paramétriques*

**Les résultats des vieillissements en stockage actif**, à 100°C et pour un courant allant de 150 mA à 250 mA (conditions dites "step-stress"), appliquées aux puces nues, sont présentés, en terme de nombre de composants défaillants dans le *Tableau II-4*, indiquant un pourcentage de dégradation de 30% après 4000 heures de vieillissement. Il est à noter qu'un lot a subi 1000 heures de test supplémentaires afin de confirmer les dégradations observées.

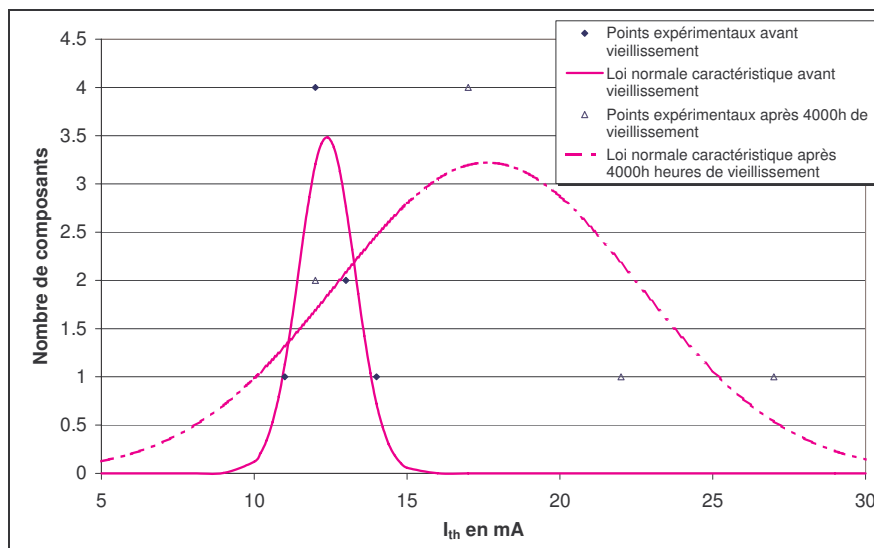
Nombre de composants testés	Nombre de composants	Pourcentage final de composants
	défaillants au bout de 4000 heures de test	dégradés
10	3	30%

**Tableau II-4 : Résultat de vieillissement (en stockage actif) appliqué aux puces nues**

La *Figure II-19* présente les distributions, lissées par une loi normale, du courant de seuil ( $I_{th}$ ) relative à l'ensemble des composants puces nues, avant vieillissement et après 4000 heures de test. Le coefficient de dispersion de 0,08 associé à la distribution initiale est représentatif d'une excellente

stabilité technologique, puisque inférieur à 1,33. Il est cependant à noter que la faible valeur de ce coefficient est aussi à lier avec le faible nombre de composants testés.

L'évolution de cette distribution paramétrique, dans le temps, se caractérise par un décalage de la moyenne vers des valeurs supérieures (plus de 40% d'augmentation) et un écart-type qui est multiplié par 5 après 4000 heures de vieillissement. Ces variations sont donc caractéristiques d'un début de vieillissement prématuré du composant du point de vue du courant de seuil.



**Figure II-19 : Comparaison des distributions du paramètre  $I_{th}$  avant et après vieillissement, réalisées pour l'ensemble des puces**

Concernant l'efficacité optique ( $\alpha$ ), la *Figure II-20* met en évidence une augmentation de la moyenne de la distribution gaussienne caractérisant ce paramètre de plus de 10%, ainsi qu'une augmentation de l'écart-type, qui double au bout de 4000 heures de vieillissement.

Or ces deux variations sont contradictoires. En effet, lorsque l'élargissement de la gaussienne aurait tendance à indiquer un vieillissement de l'ensemble des composants, l'augmentation de l'efficacité optique correspond à une amélioration de l'émission à courant constant. Cette amélioration peut-être observée, entre autres, lors de la présence de deux phénomènes :

- un défaut de la reproductibilité du couplage optique lors de la mesure de la puissance lumineuse en sortie du laser. Cependant, la configuration du système de mesure de puissance optique permet d'affirmer que ce défaut n'est pas présent dans notre cas.
- Un phénomène d'amélioration technologique correspondant à la stabilisation des variations d'un paramètre dans le temps à une valeur supérieure à celle qu'il avait au départ. L'origine correspond à des phénomènes de recuit engendrés par le vieillissement accéléré. Ce type de phénomène a déjà été observé par P. Resneau [75].

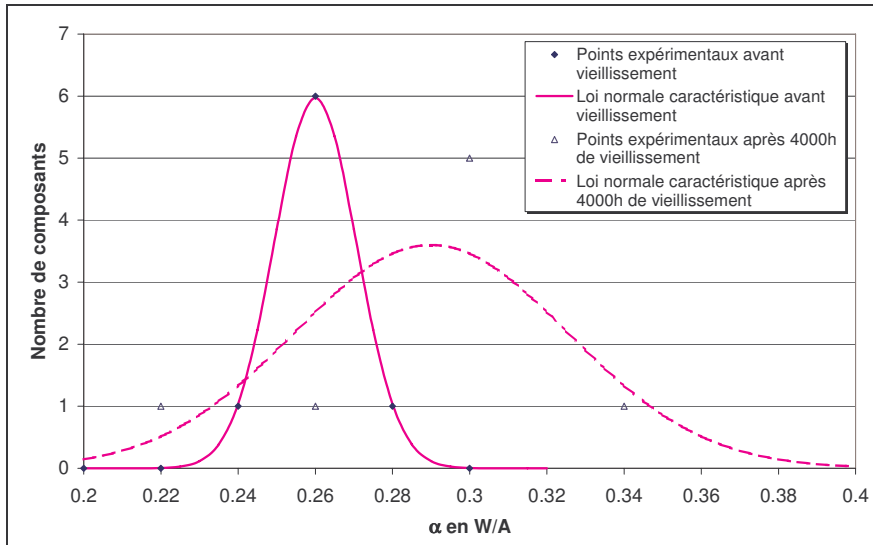


Figure II-20 : Comparaison des distributions du paramètre  $\alpha$  avant et après vieillissement, tracées pour l'ensemble des puces

*$\beta$  – Signature 1 : dégradation graduelle*

Cette première signature, relevée sur un composant du lot P2 (puce n°9), présente, comme le montre la Figure II-21, une augmentation du courant de seuil  $I_{th}$  de plus de 45% après 5000 heures de stockage actif, mais accompagnée d'une augmentation de  $\alpha$  bien moindre (environ 5% après 5000 heures).

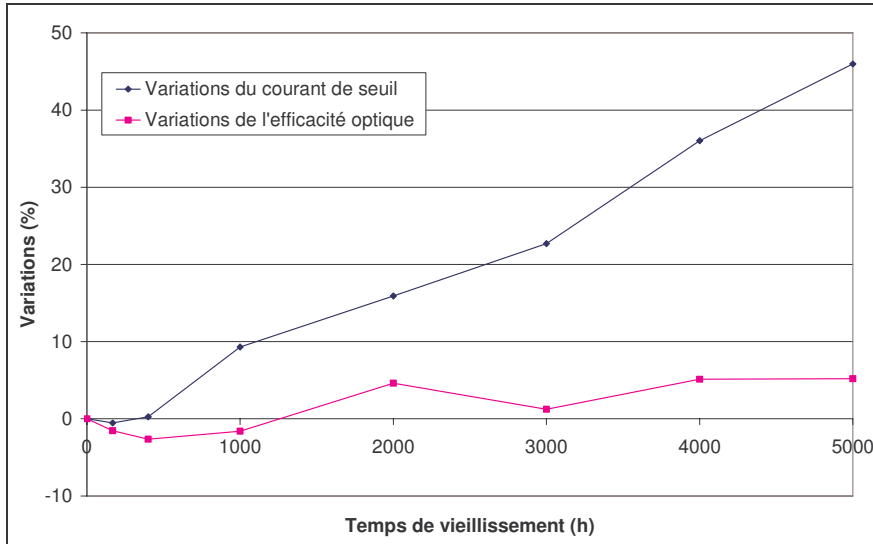


Figure II-21 : Variations des paramètres  $I_{th}$  et  $\alpha$  de la puce n° 9 en fonction de la durée du vieillissement à 25°C

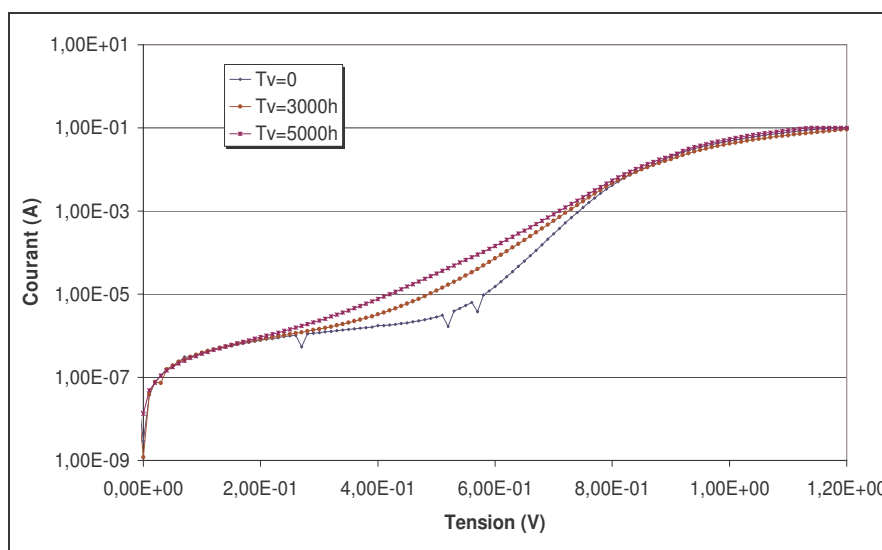
L'observation de la caractéristique  $I(V)$ , présentée en Figure II-22, montre un dédoublement significatif de la caractéristique  $I(V)$  de la puce 9, menant à l'augmentation du courant dans les zones II et III de l' $I(V)$  classique d'une diode laser, comme présenté dans le paragraphe II-1-a, à savoir les zones correspondant aux diodes d'homojonction et d'hétérojonction. Le paramètre  $\eta$ , caractéristique des recombinaisons radiatives (voir paragraphe IV-1-a- $\beta$ ), a subi une augmentation de près de 70% au

bout de 5000 heures de test et parallèlement, le courant de saturation inverse ( $I_S$ ) de la diode d'hétérojonction (zone III) a augmenté de plus de 4 décades passant de  $10^{-13}$  A à  $10^{-9}$  A.

En observant l'évolution du courant en fonction du temps à deux tensions fixes :

- $V = 0,65$  volts, correspondant à la conduction dans la diode d'hétérojonction,
- $V = 0,4$  volts, représentatif de la conduction dans la diode d'homojonction,

On constate que, lorsque la variation du courant dans la diode d'hétérojonction en fonction du temps est relativement constante dans le temps, la dégradation du courant dans l'homojonction se fait de façon plus tardive. La diode d'homojonction, faiblement impactée au départ, semble donc avoir subi une dégradation du fait de la dégradation de la diode d'hétérojonction.



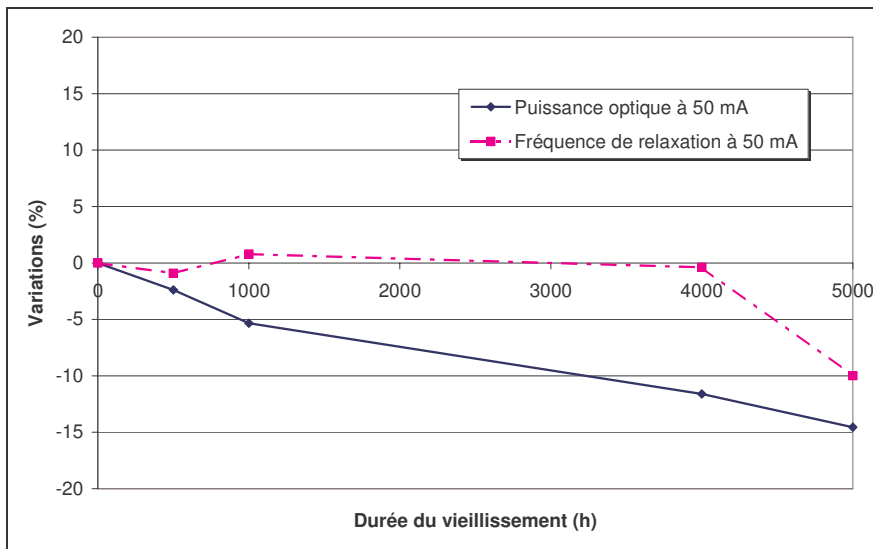
$R_{sh}$			$\eta$			$R_s$		
0 h	5000 h	$\Delta$ (%)	0 h	5000 h	$\Delta$ (%)	0 h	5000 h	$\Delta$ (%)
290 K $\Omega$	~300 K $\Omega$	3%	1,27	1,65	70%	3,4 $\Omega$	3,5 $\Omega$	3%

**Figure II-22 : Evolution de la caractéristique I(V) à 25°C de la puce n° 9 en fonction de la durée du vieillissement – variations paramétriques associées**

Dans le but de vérifier cette hypothèse, nous nous sommes intéressés à la fréquence de relaxation. La variation de cette mesure, par sa relation avec le courant d'alimentation et le courant de seuil, mais surtout avec les durées de vie des porteurs et des photons, renseigne sur la nature de la dégradation. En observant la variation de ces durées de vie, nous pourrions ainsi vérifier l'augmentation, ou non, du taux de recombinaisons non radiatives.

L'évolution de la fréquence de relaxation, présentée en *Figure II-23*, a été mesurée pour un courant d'alimentation de 50 mA, en comparaison à la variation de la puissance optique. On observe une corrélation entre les deux puisque la fréquence de relaxation diminue, de façon plus irrégulière, que la puissance optique, pour atteindre -10% de variation après 5000 heures de vieillissement. L'aspect irrégulier de la variation de  $F_R$  est justifiable par le fait que la fréquence de relaxation est dépendante des phénomènes physiques liés à la cavité, mais aussi à la puissance optique ; ces deux effets pouvant

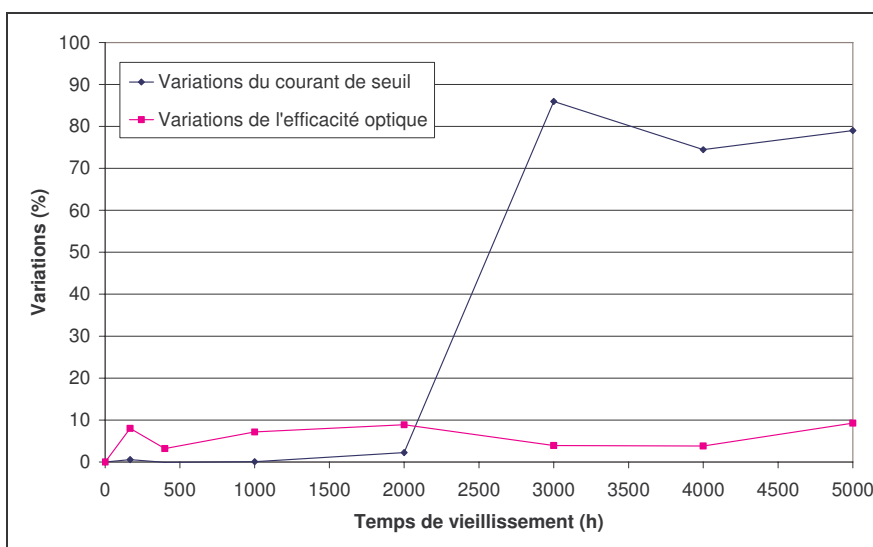
alors se compenser. Nous reviendrons ultérieurement sur l'interprétation des phénomènes physiques à l'origine des signatures de dégradation.



**Figure II-23 : Variations de la fréquence de relaxation mesurée à 50 mA et à 25°C et variations de la puissance optique mesurée au même courant**

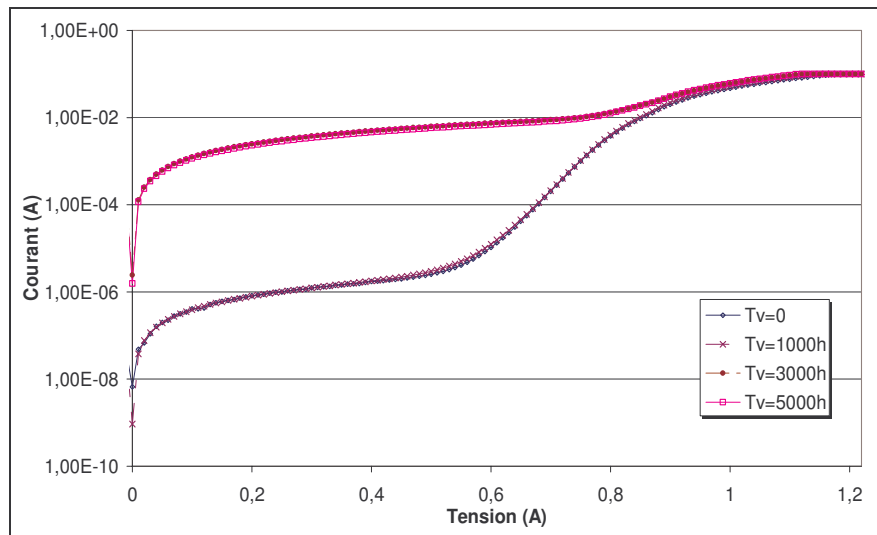
*$\gamma$  – Signature 2 : dégradation catastrophique*

La seconde signature de dégradation présentée est qualifiée de catastrophique du fait de la rapidité d'apparition et de l'amplitude des variations associées. Entre 2000 h et 3000 h, le courant de seuil de la puce n°14, passe d'une variation du courant de seuil inférieure à 2% pendant 2000 h à une variation de 85% par rapport à la valeur initiale. L'efficacité optique de ce composant augmente fortement après la première reprise de mesures (+8%), puis se stabilise jusqu'à la fin du test. Il est à noter que cette variation présente un fort bruit, dont l'amplitude est de 5% autour d'une moyenne stable de 6%. Les variations des paramètres  $I_{th}$  et  $\alpha$  de ce composant sont reportées en *Figure II-24*.



**Figure II-24 : Evolutions des paramètres  $I_{th}$  et  $\alpha$  de la puce n° 14 en fonction de la durée du vieillissement à 25°C**

La *Figure II-25*, qui représente la comparaison des caractéristiques I(V) de la puce n° 14 avant et après vieillissement pour différentes reprises de mesure, indique une forte augmentation du courant dans la zone I de la caractéristique. Nous avons montré que cette zone représente les courants de fuite, modélisable par la résistance de shunt notée  $R_{sh}$  dans le schéma équivalent de la diode laser. La résistance  $R_{sh}$  chute de 260 K $\Omega$  avant vieillissement à 90  $\Omega$  après 5000 heures de test, ce qui a pour effet de d'augmenter le courant qui la traverse à bas et moyen niveaux d'injection et ce jusqu'à ce que celui-ci devienne prépondérant sur les courants de recombinaisons non-radiatives et radiatives.



$R_{sh}$			$\eta$			$R_s$		
0 h	5000 h	$\Delta$ (%)	0 h	5000 h	$\Delta$ (%)	0 h	5000 h	$\Delta$ (%)
260 K $\Omega$	90 $\Omega$	-99,96%	1,19	###	###	3,57 $\Omega$	3 $\Omega$	-16%

**Figure II-25 : Evolution de la caractéristique I(V) à 25°C de la puce n° 14 en fonction de la durée du vieillissement – variations paramétriques associées**

L'évolution de la fréquence de relaxation, mesurée à 50 mA, est présentée en *Figure II-26*, et comparée avec la variation de la puissance optique mesurée au même courant. Bien que sa variation après 5000 heures de vieillissement ne soit pas significative, il reste à noter que son comportement en vieillissement est atypique, puisque l'on peut observer une augmentation de près de 30% dans les premières heures de vieillissement, suivie d'une diminution du paramètre jusqu'à l'annulation des variations après 4000 heures de vieillissement. Une étude parallèle avec l'évolution de la puissance optique montre la similitude en vieillissement, et connaissant la dépendance de la fréquence de relaxation vis à vis de la puissance optique, il est probable que ces deux comportements sont liés. L'origine de cette défaillance sera également discutée dans le paragraphe suivant.

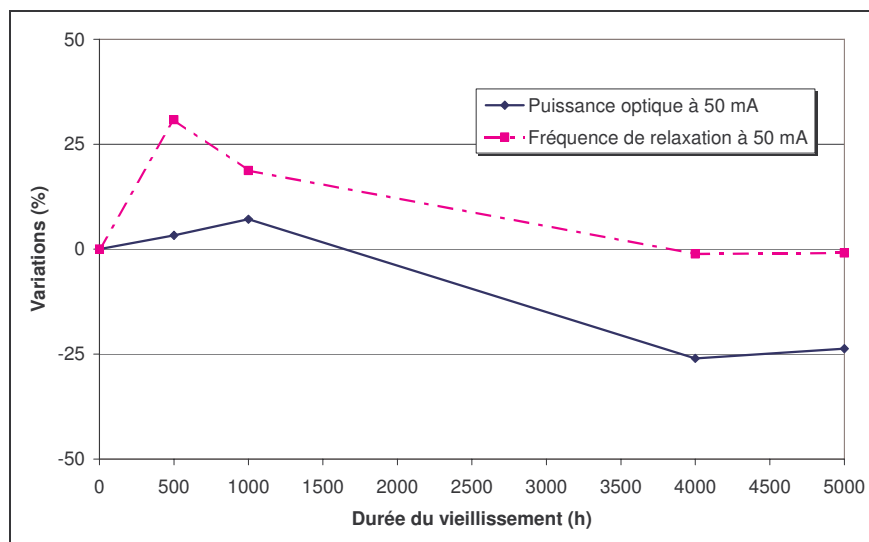


Figure II-26 : Variations de la fréquence de relaxation mesurée à 50 mA et à 25°C mise en parallèle avec la variation de la puissance optique mesurée au même courant

### IV.3.b. Résultats de vieillissement des têtes optiques

#### $\alpha$ – Impact du vieillissement accéléré sur les distributions paramétriques

Les résultats des vieillissements subits par les têtes optiques, tous tests confondus, sont présentés, en terme de nombre de composants défaillants dans le *Tableau II-5*, nous indiquant ainsi un pourcentage de dégradation de 30% au bout de 4000 heures de vieillissement.

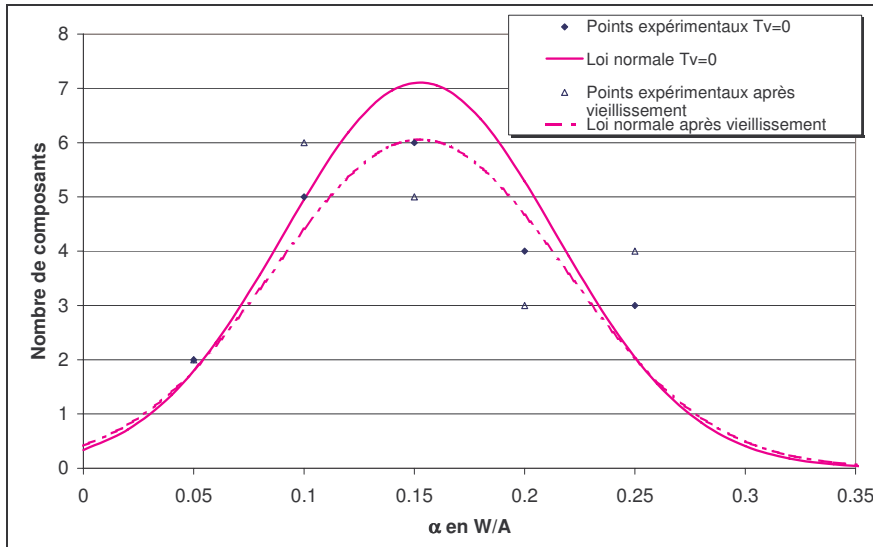
Nombre de composants testés	Nombre de composants défaillants en fin de test	Pourcentage final de composants dégradés
20	4	20%

Tableau II-5 : Résultat des vieillissements sur les têtes optiques

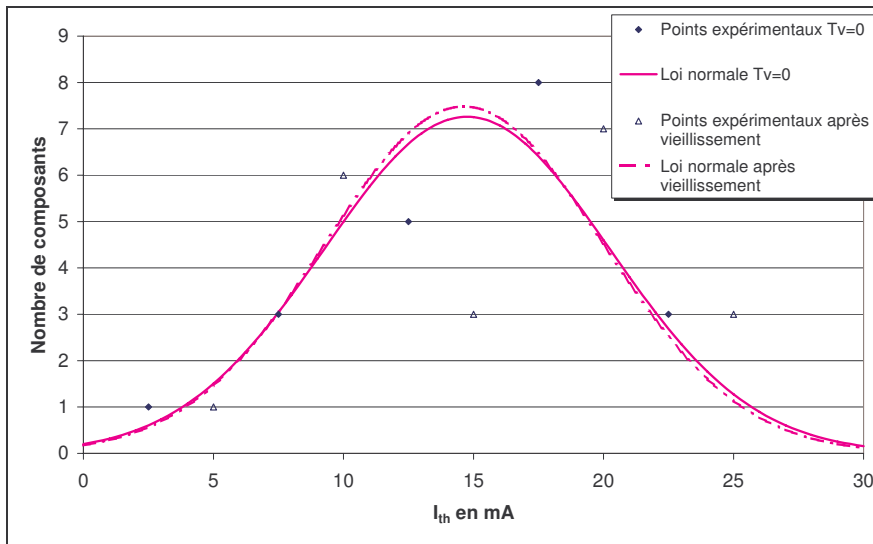
Contrairement aux amplitudes des variations observées pour les puces nues, les évolutions des paramètres  $\alpha$  et  $I_{th}$ , présentées respectivement en *Figure II-27* et *Figure II-28*, sont moins élevées. En effet, lorsque l'efficacité optique moyenne ne présente pas d'évolution réellement significative (avec cependant une augmentation de l'écart-type de 6%), la moyenne du courant de seuil ne varie que de -0,8% et son écart type de -3,6%. Nous noterons, de plus, des facteurs de dispersion de 0,4 pour les deux distributions ( $I_{th}$  et  $\alpha$ ) avant vieillissement, témoignant d'une très bonne stabilité technologique, expliquant la faible amplitude de ces variations.

Cependant, ces distributions concernent la totalité des têtes optiques. Or il serait hasardeux de conclure sur de telles distributions car les mêmes conditions de vieillissement n'ont pas été appliquées sur toutes les têtes optiques. La même étude a également été réalisée sur chaque lot de têtes optiques correspondant à un type de vieillissement, en tenant compte du fait que la faible population de chaque lot puisse fausser la conclusion de l'étude par manque de réalité statistique.





**Figure II-27 : Comparaison des distributions du paramètre  $\alpha$  avant et après vieillissement des têtes optiques (toutes contraintes confondues)**



**Figure II-28 : Comparaison des distributions du paramètre  $I_{th}$  avant et après vieillissement des têtes optiques (toutes contraintes confondues)**

Les figures II-29 à II-32 synthétisent les évolutions des distributions des paramètres  $\alpha$  et  $I_{th}$  par lot de composants ; ces lots présentant chacun un type de vieillissement différent. Cependant, on peut remarquer des évolutions communes aux lots ayant subi les mêmes types de vieillissement, notamment en analysant les variations sur l'efficacité optique. En effet, le sens de variation de la moyenne de l'efficacité optique semble être dépendant du type de vieillissement, puisqu'elle augmente dans le cas des stockages alimentés et diminue après l'application de cycles thermiques. Aussi compte tenu de ce que nous avons montré pour les puces, les stockages actifs n'ont entraîné qu'un phénomène de stabilisation technologique sur l'efficacité optique alors que les cycles thermiques (alimentés ou non) amorcent une véritable dégradation de ce paramètre.

Cependant, contrairement aux puces pour lesquelles une telle dégradation de l'efficacité optique est associable aux pertes internes ou à l'augmentation du taux de recombinaisons non-radiatives, dans le

cas des têtes optiques, un autre paramètre doit être pris en compte. En effet, l'assemblage des divers éléments de la tête optique prend une part importante dans la qualité d'émission du composant. Or le couplage optique entre le miroir de sortie et l'entrée de la fibre optique, a un effet direct sur le rendement optique (ou efficacité optique) du laser, comme nous l'avons évoqué au paragraphe IV-1, (équation E II-14). Il en découle qu'aux hypothèses de dégradation déjà présentées, s'ajoute celle d'un désalignement de la fibre optique qui peut être reliée à la relaxation de contraintes d'assemblage (imposées par le processus de soudures par un laser YAG), ou au vieillissement prématuré de la colle utilisée pour l'assemblage de la fibre dénudée au sein de la fêrle.

Dans le cas des évolutions du paramètre  $I_{th}$ , la dépendance au type de vieillissement est beaucoup moins marquée, puisque quel que soit le type de vieillissement, les têtes optiques présentent une amélioration du courant de seuil, caractérisée par une diminution de la moyenne de la gaussienne et de l'écart type, ou simplement une absence de dérive. Compte tenu du fait que la partie inférieure de la gaussienne ne subit pas de variation, cette amélioration touche plus particulièrement les composants présentant un courant de seuil élevé avant vieillissement.

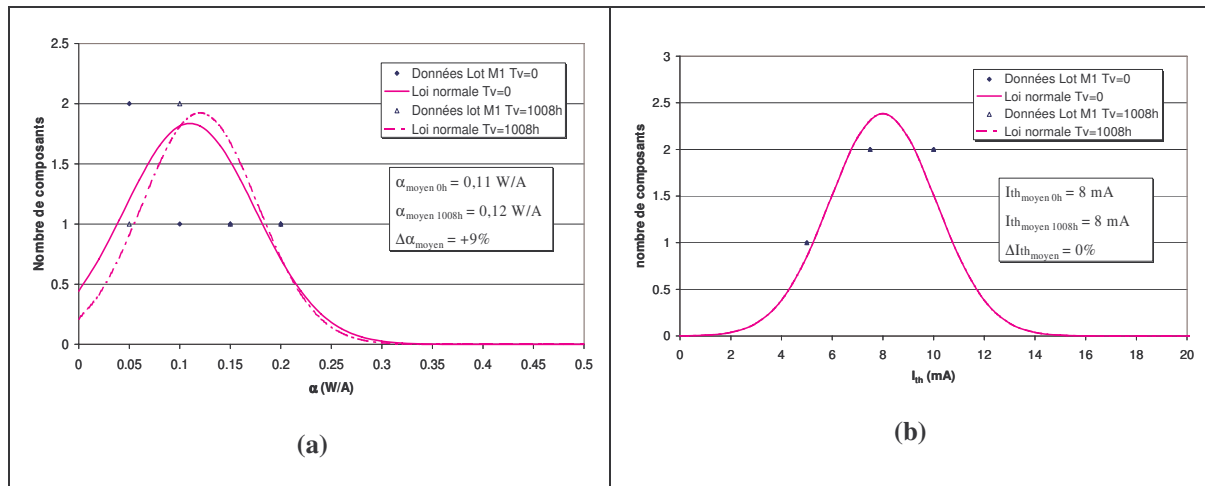


Figure II-29 : Comparaison des distributions des paramètres  $\alpha$  (1) et  $I_{th}$  (2) du lot M1 avant et après vieillissement (stockage actif 100°C – 150 mA)

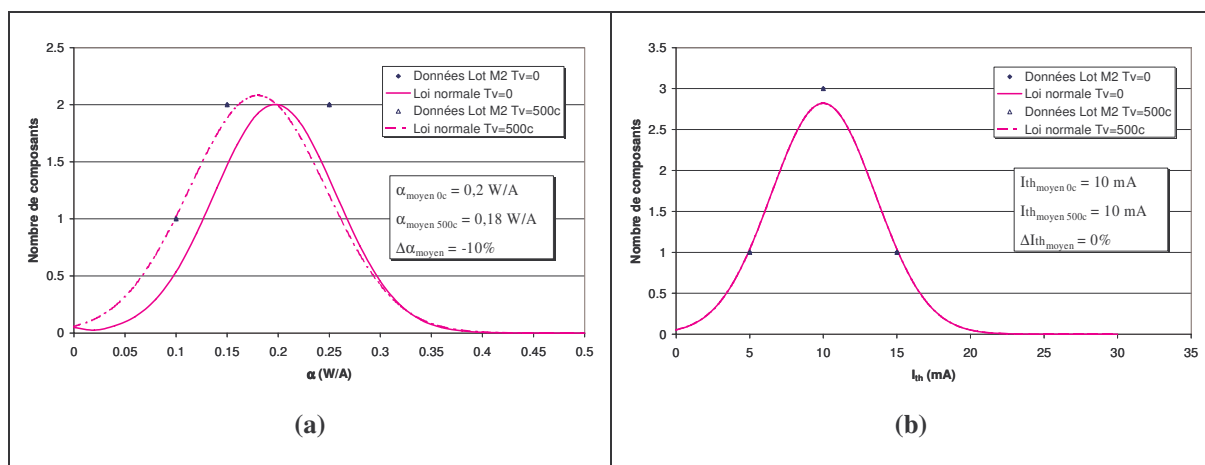


Figure II-30 : Comparaison des distributions des paramètres  $\alpha$  (1) et  $I_{th}$  (2) du lot M2 avant et après vieillissement (cycles thermiques non alimentés -40°C/+85°C)

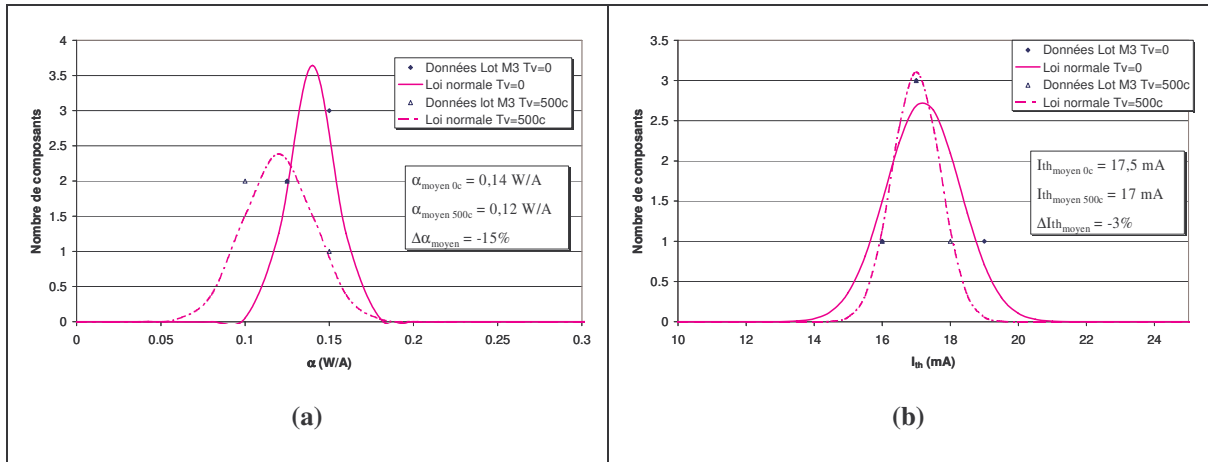


Figure II-31 : Comparaison des distributions des paramètres  $\alpha$  (1) et  $I_{th}$  (2) du lot M3 avant et après vieillissement (cycles thermiques alimentés  $-40^{\circ}C/+85^{\circ}C$ )

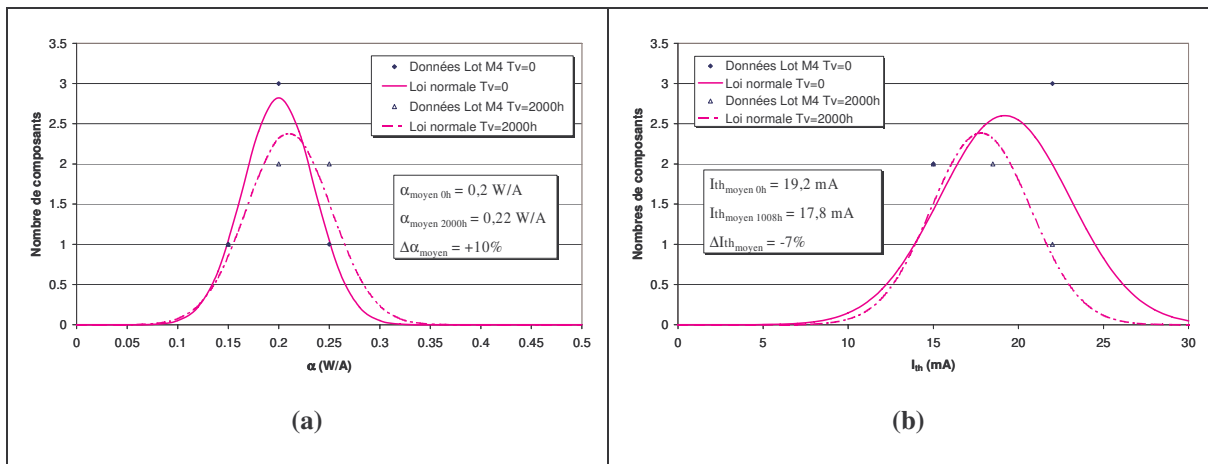


Figure II-32 : Comparaison des distributions des paramètres  $\alpha$  (1) et  $I_{th}$  (2) du lot M4 avant et après vieillissement (stockage actif  $80^{\circ}C - 150$  mA)

*$\beta$  – Signature A : dégradation induite par stockage actif*

Cette première signature de défaillance a été particulièrement observée sur le module n° 9, issu du lot M1 dont les conditions de vieillissements en stockage thermique actif sont  $100^{\circ}C$  pour un courant de 150 mA, durant 1000 heures. Les variations des paramètres  $I_{th}$  et  $\alpha$ , relevées au cours de ce vieillissement, sont présentées en Figure II-33. La signature de défaillance correspond donc à une augmentation de  $I_{th}$  relativement faible (environ 2,5%), associée à une augmentation de  $\alpha$  beaucoup plus conséquente (7,5%).

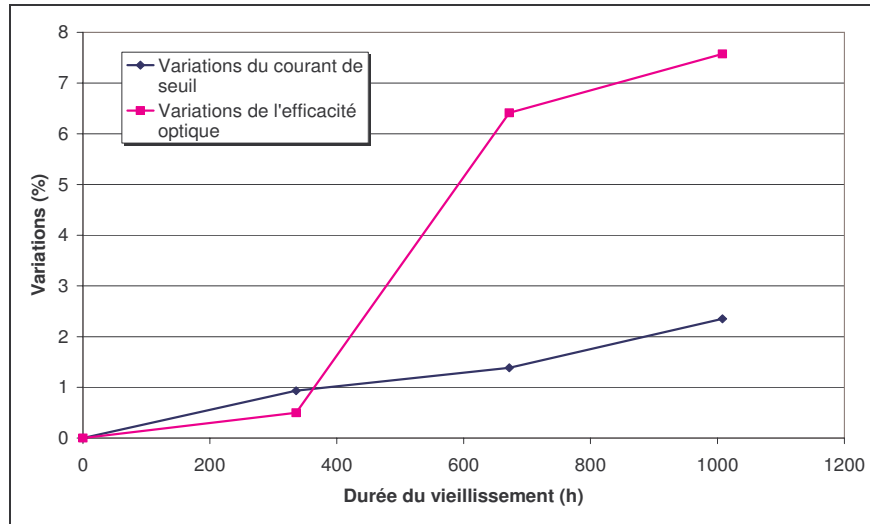
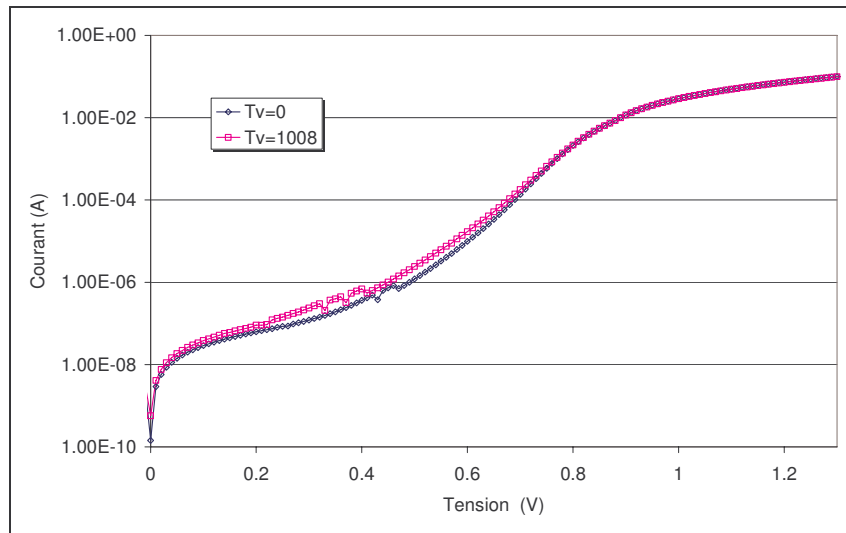


Figure II-33 : Evolutions des paramètres  $I_{th}$  et  $\alpha$  à 25°C du module n°9 en fonction de la durée du vieillissement

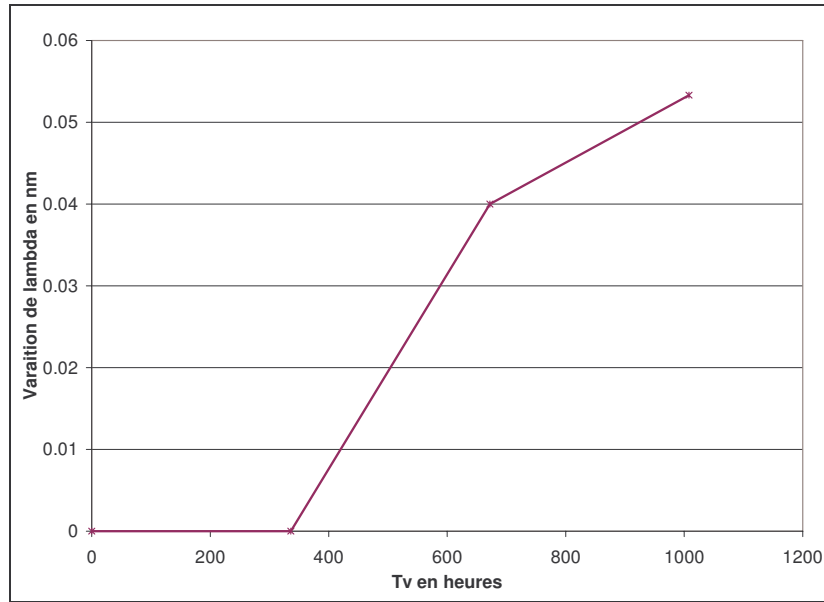


$R_{sh}$			$\eta$			$R_s$		
0 h	5000 h	$\Delta$ (%)	0 h	5000 h	$\Delta$ (%)	0 h	5000 h	$\Delta$ (%)
3,6 M $\Omega$	2,8 M $\Omega$	-21,6%	1,34	1,5	12%	5,17 $\Omega$	5,09 $\Omega$	-1,52%

Figure II-34 : Evolution de la caractéristique I(V) à 25°C du module n°9 en fonction de la durée du vieillissement

La caractéristique I(V) (Cf. Figure II-34) présente une variation de courant dans la zone II de la caractéristique, zone régie par le courant non-radiatif. Ce courant double après 1000 heures de vieillissement. Les autres paramètres exploités à partir de cette caractéristique, quant à eux, ne varient que de façon peu significative, ainsi que le montre le tableau associé à la Figure II-34.

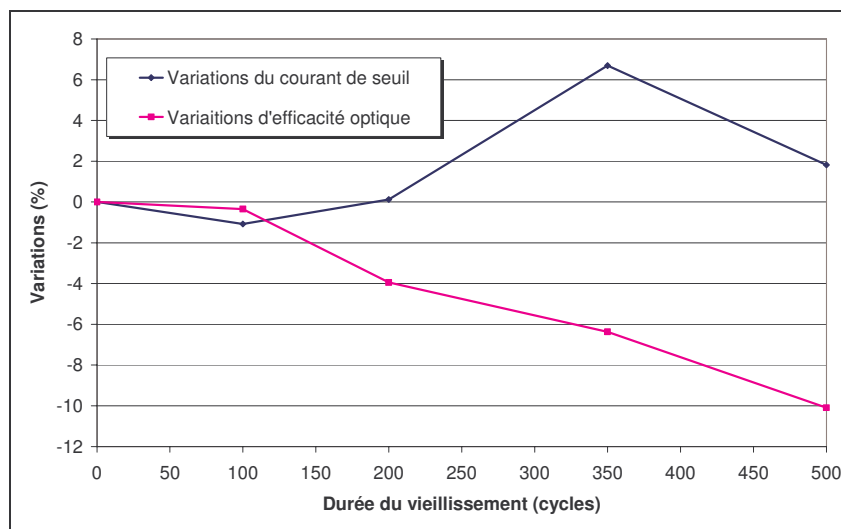
La longueur d'onde  $\lambda_c$  est un paramètre supplémentaire, étudié dans le cas des têtes optiques. Ses variations, relevées pour un courant constant de 75 mA, sont présentées en Figure II-35, montrant une augmentation de ce paramètre de plus de 50 pm au bout de 1000 heures de vieillissement, soit la moitié du critère de défaillance défini par la norme TELCORDIA.



**Figure II-35 : Evolution de la longueur d'onde centrale à 75 mA et à 25°C du module n°9 en fonction de la durée du vieillissement**

*$\gamma$  – Signature B : dégradation induite par cycles thermiques*

Une signature de dégradation liée au vieillissement accéléré par cycles thermiques est présentée ici, par suite de l'observation du module n° 13 (lot M2). Les variations mesurées à chaque reprise sont présentées en *Figure II-36* pour les paramètres  $\alpha$  et  $I_{th}$ . Sur cette figure, on identifie une signature de dégradation plus classique que celle évoquée précédemment puisqu'il s'agit d'une signature déjà mise en évidence lors de l'étude des puces : augmentation du courant de seuil et diminution de l'efficacité optique respectivement +2% et -10 % après 500 cycles.

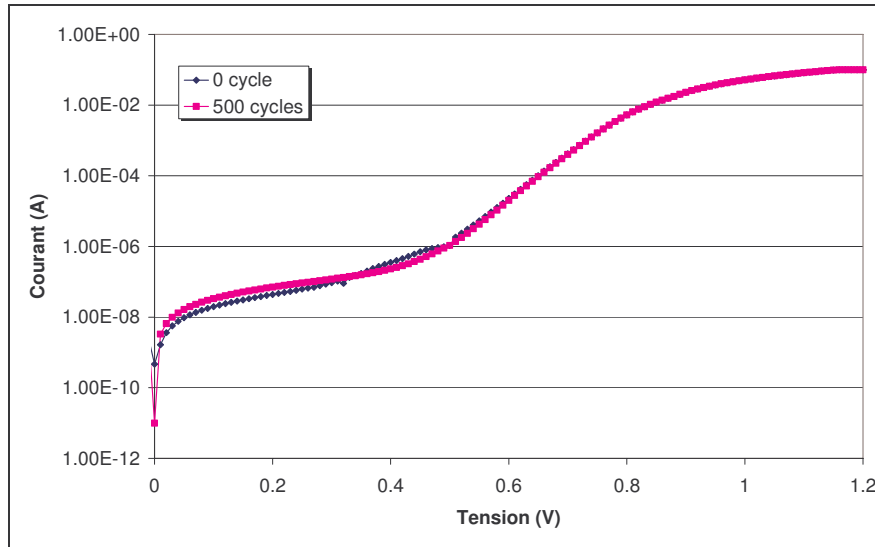


**Figure II-36 : Evolutions des paramètres  $I_{th}$  et  $\alpha$  à 25°C du module n°13 en fonction de la durée du vieillissement**

La *Figure II-37* présente l'évolution de la signature de défaillance avec une augmentation du courant dans la zone I (zone régie par la résistance de shunt  $R_{sh}$ ) qui correspond au courant de fuite dans les parties latérales du composant. Le modèle électrique statique, décrit précédemment, conduit à

une résistance  $R_{sh}$  présentant une diminution significative de  $8,5 \text{ M}\Omega$  avant le vieillissement à  $3 \text{ M}\Omega$  après 500 cycles.

Les cycles thermiques impactant plus particulièrement l'assemblage, il est à noter ici que la résistance  $R_s$  ne présente pas de variations significatives. Ceci souligne le fait que la brasure joignant la puce à son embase, n'a probablement pas été affectée par les vieillissements.



$R_{sh}$			$\eta$			$R_s$		
0 h	5000 h	$\Delta$ (%)	0 h	5000 h	$\Delta$ (%)	0 h	5000 h	$\Delta$ (%)
$8,4 \text{ M}\Omega$	$3 \text{ M}\Omega$	-64%	1,3	1,24	-4,5%	$3,27 \Omega$	$3,28 \Omega$	0,3%

**Figure II-37 : Evolution de la caractéristique I(V) à 25°C du module n°13 en fonction de la durée du vieillissement**

Les variations de la longueur d'onde du DFB sont présentées en *Figure II-38*. On constate un décalage de  $\lambda_c$  vers des valeurs plus faibles d'une amplitude d'environ 0,1 nm. Cependant, afin d'augmenter le nombre d'informations sur le spectre de ce composant, la variation de la largeur de raie, en fonction du temps et à un courant constant de 75 mA, a pu être étudiée sur ce composant. Ces résultats sont présentés eux aussi en *Figure II-38*. Ainsi on peut observer une augmentation de la largeur de raie supérieure à 10% après 500 cycles, soit une largeur de raie mesurée à 3,8 MHz après vieillissement, au lieu de 3,4 MHz en initial.

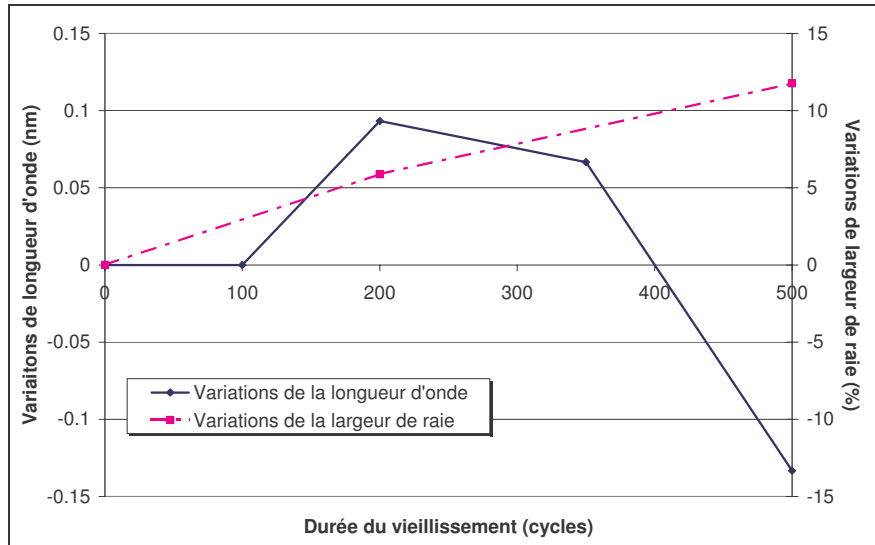


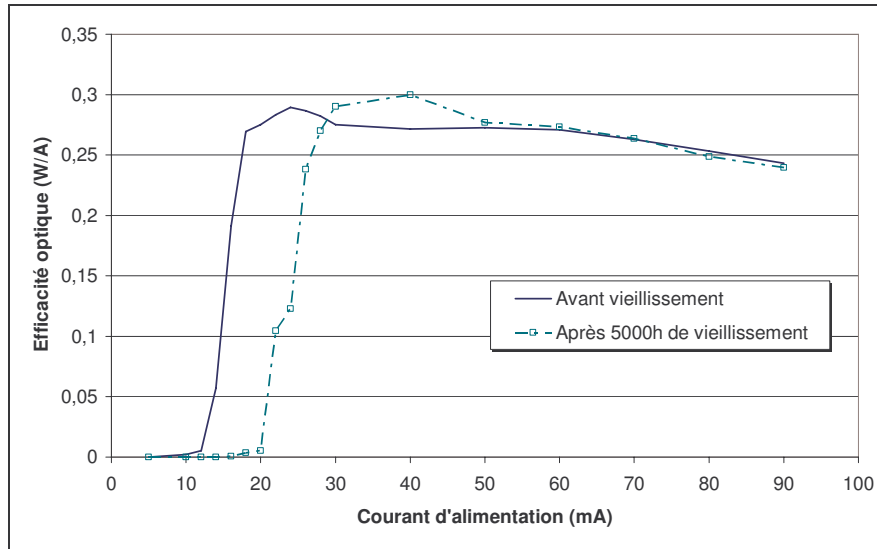
Figure II-38 : Evolution de la longueur d'onde centrale à 75 mA (ligne continue) et du  $\Delta\lambda$  (ligne pointillée) mesurés à 25°C, du module n°13 en fonction de la durée du vieillissement

#### IV.3.c. Synthèse - Indicateurs de défaillance

Après avoir présenté les différentes signatures de défaillances observées sur les puces nues et les têtes optiques, nous allons nous attacher dans ce paragraphe à proposer des hypothèses, à partir d'une étude paramétrique appuyée par des références bibliographiques, sur l'origine des mécanismes de dégradation.

##### *$\alpha$ – Hypothèses de mécanismes de dégradation des puces*

- La **signature 1** (*dégradation graduelle*) présente une augmentation du courant de seuil laser  $I_{th}$  et de l'efficacité optique  $\alpha$ . Une étude similaire, réalisée par M. Fukuda [36,67,78] sur des lasers InGaAsP/InP à double hétérostructure enterrée, a mis en lumière des cinétiques de dégradation similaires et classifiées en mécanisme de dégradation de catégorie A. Cette classification s'attache en particulier à analyser l'évolution du rendement externe pendant le vieillissement. La *Figure II-39* présente la modification du rendement externe en fonction du courant au cours du vieillissement, mise en évidence sur les diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  testées. Cette dégradation, apparentée au type A, montre une évolution du courant de seuil mais le rendement externe reste constant pour un courant d'alimentation donné. Dans ce cadre, l'augmentation du courant de seuil correspond à une diminution de la durée de vie des porteurs injectés ( $\tau_c$ ) dans la zone active malgré une densité de porteurs constante au seuil laser. Ceci signifie que la dégradation n'a pas de relation directe avec les pertes optiques au seuil mais elle est uniquement affectée par la diminution du nombre de porteurs injectés reliée à la présence de centres de recombinaisons non-radiatives localisés près de la zone active [27].



**Figure II-39 : Efficacité optique de la puce 9 en fonction du courant avant vieillissement et après 5000 heures de test à T = 25°C - Courbe dP/dI = f(I)**

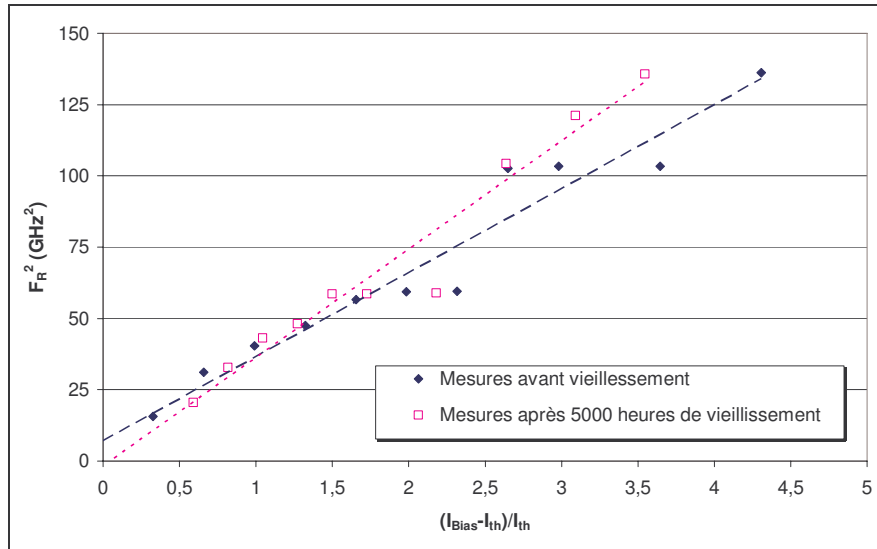
Cette hypothèse est confirmée par le dédoublement de la courbe I(V) entre 0,3 et 0,8 V présentée sur la *Figure II-22*, et notamment par l'augmentation de  $\eta$ . Ce paramètre étant lié à l'aspect radiatif des recombinaisons, l'augmentation de sa valeur dans le temps corrobore la baisse du taux de recombinaisons radiatives [67].

Une autre méthode de vérification de cette hypothèse réside dans l'étude de la variation de la fréquence de relaxation ( $F_R$ ), en tenant compte, bien entendu, des variations de courant de seuil susceptibles de parasiter l'observation de  $F_R$  en fonction du temps de vieillissement. Ainsi, la dépendance de  $F_R$  par rapport au courant de seuil est exprimée par l'équation E II-3, rappelée ici :

$$F_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\tau_c \tau_p} \frac{I_{\text{Bias}} - I_{\text{th}}}{I_{\text{th}}}} \quad \text{E II-3}$$

La *Figure II-40* démontre l'évolution linéaire expérimentale du carré de la fréquence de relaxation en fonction de la variable  $\frac{I_{\text{Bias}} - I_{\text{th}}}{I_{\text{th}}}$ , permettant de nous affranchir des aspects parasites liés à la dégradation de la caractéristique  $P_{\text{opt}}(I_{\text{Bias}})$  [36]. Le lissage des courbes expérimentales, à partir de l'équation E II-3, permet d'obtenir une information sur la variation du produit des durées de vie des porteurs électriques et des photons ( $\tau_c \tau_p$ ) après vieillissement, accessible à partir des coefficients directeurs des droites.



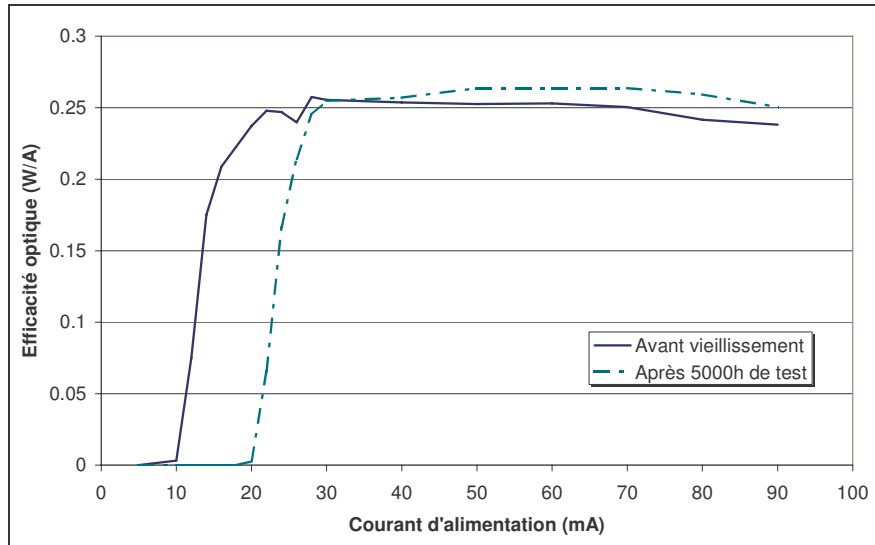


**Figure II-40 : Evolution de la fréquence de relaxation expérimentale en fonction de  $(I_{\text{Bias}}/I_{\text{th}}-1)$  après vieillissement**

Dans notre cas, la *Figure II-40* montre clairement une augmentation de ce coefficient directeur après vieillissement, correspondant à une diminution de plus de 20% du produit des durées de vie  $\tau_c\tau_p$  –menant à un produit  $\tau_c\tau_p$  de  $6,8.10^{-22} \text{ s}^2$  après 5000 heures de test, à comparer avec à la valeur avant vieillissement de  $8,6.10^{-22} \text{ s}^2$ . Ces valeurs sont tout à fait comparables aux valeurs reportées par R. Sobiestianskas sur des technologies DFB InGaAsP/InP MQW BH  $1,55 \mu\text{m}$  [79]. Or dans ce type de dégradation, M. Fukuda indique que les pertes totales dans la cavité ne varient pas avec le vieillissement. L'hypothèse principale repose sur le fait que la durée de vie des photons n'est pas impactée par les tests, et donc seul le paramètre  $\tau_c$  varie.

- La *signature 2* est qualifiée de *dégradation catastrophique* du fait de la rapidité et de l'amplitude de ces variations. L'augmentation du courant de seuil de près de 80% au bout de 3000 heures de vieillissement est accompagnée d'une diminution importante de la résistance de shunt  $R_{\text{sh}}$  (près de 100%).

La représentation du rendement externe en fonction du courant est présentée en *Figure II-41*. Ce graphique montre clairement la dégradation de  $I_{\text{th}}$ , ainsi que l'évolution de  $a$  entre 0h et 3000 heures de vieillissement. Ce type de dégradation a déjà été identifié par M. Fukuda et classifié comme mécanisme de dégradation de type C. Il le relie aux conductions parasites sur les zones latérales du composant [64]. De plus, une conduction par effet tunnel a été rejetée à cause de l'indépendance de la pente des caractéristiques I-V de la diode laser DFB vis-à-vis de la température pour les très faibles niveaux de polarisation. Enfin, l'aspect radical de l'évolution de la résistance de shunt tend à faire penser que ce défaut n'affecte pas la zone active mais plutôt les zones latérales, et qu'il résulterait de micro-décharges ESDs.



**Figure II-41 : Efficacité optique de la puce 14 en fonction du courant avant vieillissement et après 5000 heures de test à T = 25°C - Courbe  $dP/dI = f(I)$**

Ainsi, ce phénomène drainant la majeure partie du courant à l'extérieur de la zone active, le courant à fournir pour atteindre le seuil laser devient d'autant plus élevé en considérant que le gain du matériau n'est pas affecté, justifiant l'augmentation du paramètre  $I_{th}$ .

Il est à noter que l'étude de la fréquence de relaxation, comme nous l'avons vu pour le cas de la signature 1, n'est pas réalisable dans ce cas. En effet, le courant  $I_{th}$  mesuré ici ne correspond pas au courant de seuil réel du composant mais à la somme du courant de seuil et du courant supplémentaire à fournir pour compenser les conceptions parasites sur les zones latérales du composant. Or nous ne pouvons pas avoir accès au courant  $I_{th}$ , intrinsèque à la cavité laser au travers de la caractéristique P-I. Le tracé de  $F_R^2$  en fonction de  $\frac{I_{Bias} - I_{th}}{I_{th}}$  ne pourrait qu'introduire un biais supplémentaire, non représentatif de la dégradation. Aussi, nous ne concluons pas sur la fréquence de relaxation, mais émettons l'hypothèse que sa variation est principalement reliée à la variation du courant dans la cavité lors du vieillissement, et ce, à un courant d'alimentation  $I_{Bias}$  fixé.

#### *$\beta$ – Hypothèses de mécanismes de dégradation des têtes optiques*

Comme nous l'avons vu dans la présentation des résultats de vieillissement des têtes optiques, deux types de signatures de dégradation, que nous nommerons **signatures A et B**, ont été identifiées. Elles sont liées au type de test de vieillissement accéléré, respectivement en stockage actif (*signature A*) et des cycles thermiques non alimentés (*signature B*) dont les niveaux de contrainte ont été explicités précédemment.

- La **signature A** peut être rapprochée de la signature 1 déjà observée et analysée en détail sur les puces nues vieilles également en stockage actif. Le principal mécanisme de dégradation identifié est lié à l'augmentation du courant de seuil laser  $I_{th}$  corrélée à une augmentation du coefficient d'idéalité  $\eta$  de la caractéristique  $I(V)$  du composant. L'augmentation du taux de recombinaisons non radiatives induit par une diminution de la durée de vie différentielle des porteurs au seuil laser affecte alors la fonctionnalité de la zone active. De manière générale, une corrélation entre les longues durées de vie

des porteurs et grande stabilité de la caractéristique  $dP/dI$  a été observée. Cependant, il n'est pas possible de confirmer catégoriquement une telle corrélation puisqu'il faudrait déterminer indépendamment la durée de vie des photons pour chaque composant avant et après les tests accélérés [80].

Une information supplémentaire est apportée par la mesure des paramètres optiques (longueur d'onde centrale et largeur de raie) du fait de la reproductibilité du couplage puisque ces têtes optiques sont fibrées. L'augmentation significative de la longueur d'onde  $\lambda_c$  confirme cette hypothèse. En effet, H. Mawatari justifie, dans le cas du laser DBR similaire à une technologie ruban-DFB, le fait que la longueur d'onde  $\lambda_c$  est liée à l'indice de réfraction  $n_{\text{eff}}$ . Ce dernier dépend directement de la densité de porteurs  $N$  [17]. Ainsi, pour une température donnée, une diminution de la densité de porteurs va engendrer une augmentation de  $n_{\text{eff}}$ , et contribuer à une augmentation de la longueur d'onde. Or la densité de porteurs est attachée respectivement à la densité de courant  $J$  et à la durée de vie des porteurs  $\tau_c$ , comme l'indique l'équation E II-18.

$$J = \frac{edN}{\tau_c} \quad \text{E II-17}$$

$e$  : charge de l'électron  
 $d$  : épaisseur de la zone active

Dans notre cas, l'injection de courant étant constante, et l'augmentation du taux de recombinaisons non radiatives diminuant la durée de vie des porteurs, la densité de porteurs, peuplant la bande de conduction et fixée par la condition de Bernard-Durrafourg, diminue contribuant à augmenter la longueur d'onde centrale.

Cette hypothèse est de plus confirmée par l'étude de la fréquence de relaxation (Cf. *Figure II-42*) sur laquelle on observe une augmentation du coefficient directeur de la droite correspondant aux mesures réalisées après 1000 heures de vieillissement. Comme nous l'avons vu précédemment, ce coefficient directeur correspond à l'inverse du produit des durées de vies des porteurs et des photons. On observe ainsi une variation du produit  $\tau_c \tau_p$  de près de -8% (passant de  $2.10^{-21} \text{ s}^2$  avant vieillissement à  $1,9.10^{-21} \text{ s}^2$  après 1000 heures de test), confirmant ainsi l'augmentation du taux de recombinaisons non radiatives dans la cavité. En suivant le même raisonnement sur les pertes totales internes, que pour la signature 1 vue précédemment, on peut donc affirmer à partir de ce produit que la durée de vie des porteurs a diminué de 8%.

La présence d'une ordonnée à l'origine dans le cas de la mesure après 1000 heures de vieillissement ne peut s'expliquer que par la présence de phénomènes parasites à l'émission lumineuse de type pertes dues à l'alignement ou encore pertes d'insertion (-3dB). Ce phénomène a été justifié par une phase de relaxation, aléatoire dans le temps et dans l'espace, de contraintes thermomécaniques résiduelles accumulées et induites par les phases d'assemblage notamment les soudures par faisceau laser YAG des différents sous-ensembles [81].

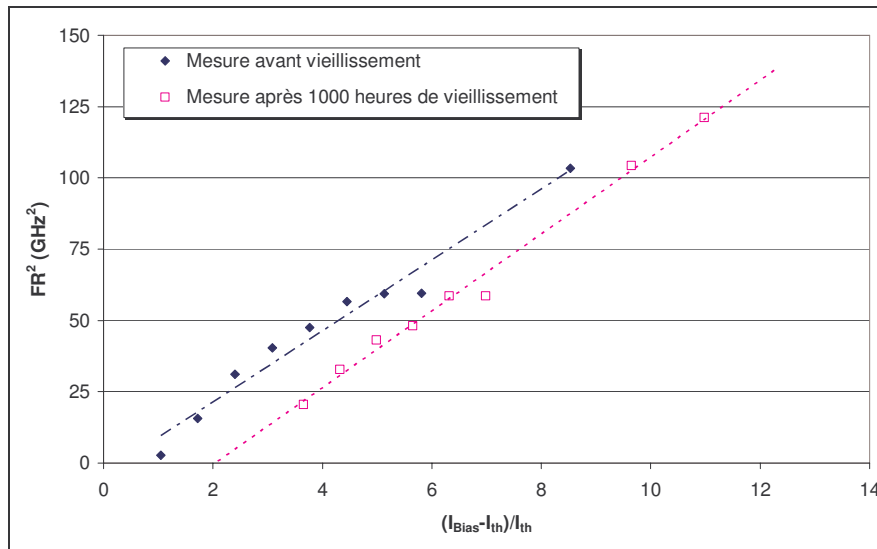


Figure II-42 : Tracé du carré de la fréquence de relaxation en fonction de  $(I_{\text{Bias}}/I_{\text{th}}-1)$

Enfin, une augmentation de l'efficacité optique  $\alpha$  est observée (environ 7,5%). Comme précédemment, cette augmentation de l'efficacité peut être justifiée par un phénomène de stabilisation technologique. Mais dans le cas de la tête optique, cette amélioration de  $\alpha$  peut aussi s'expliquer par un phénomène de désalignement (ou réalignement dans ce cas) entre l'entrée de la fibre et la sortie optique de la diode laser, ou encore une relaxation de contraintes résiduelles accumulées conduisant à une possible amélioration.

- La diminution de  $R_{\text{sh}}$  (de plus de 50%) caractérise la *signature B* accompagnée d'une faible augmentation de  $I_{\text{th}}$ . Comme nous l'avons vu pour la signature 2, cette diminution de la résistance de shunt entraîne une diminution de la contribution du courant injecté utile à l'effet laser, augmentant de façon indirecte le courant de seuil et expliquant de la même façon la diminution de la longueur d'onde, puisque celle-ci varie dans le même sens que l'amplitude du courant dans la cavité.

De même, l'augmentation de la largeur de raie peut s'expliquer par la diminution du courant dans la cavité, comme l'indique la relation de Schallow-Townes. Cependant le tracé de la largeur de raie en fonction de la variable  $(I_{\text{Bias}} - I_{\text{th}})^{-1}$  présentée en Figure II-43, peut conduire à la possibilité d'un autre type de dégradation [82]. En effet, l'évolution de la pente de la droite en fonction du vieillissement peut être interprété comme le signe de l'augmentation des pertes optiques du fait de la corrélation entre la largeur de raie et les pertes optiques [83].

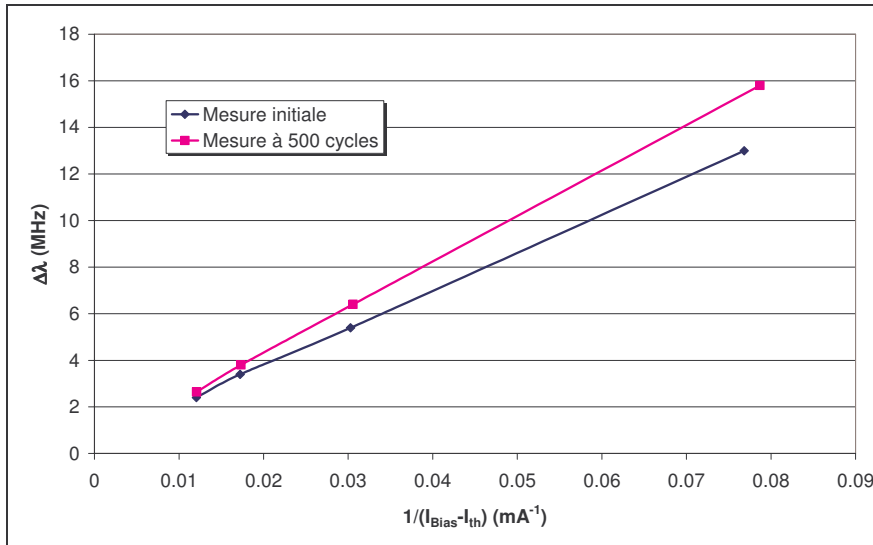


Figure II-43 : Comparaison des largeurs de raie du module n° 13 en fonction de  $(I_{\text{Bias}} - I_{\text{th}})^{-1}$  avant et après vieillissement

Compte tenu de la baisse de 10% de l'efficacité optique, il serait aisé de confirmer la précédente hypothèse par cette évolution. Cependant, une telle affirmation est dangereuse dans le cas de tests en vieillissement pratiqués sur des têtes optiques complètes, et non sur des puces nues, du fait de l'assemblage et plus précisément de l'alignement optique. En effet, comme nous l'avons vu plus tôt dans le cas d'un réalignement, les contraintes produites par les cycles thermiques peuvent être à l'origine d'un désalignement entre fibre optique et puce, provoquant cette diminution de  $\alpha$ .

A travers cet exemple, on remarque donc la difficulté à identifier des signatures de défaillance sur des têtes optiques à partir de caractérisations électro-optiques. La suite de l'étude s'attache à privilégier les signatures de défaillance extraites sur les puces nues en vue de l'extrapolation de cinétiques de dégradation dans le but d'une future démonstration de fiabilité par une approche statistique proposée dans le chapitre 3.

### *$\gamma$ - Conclusion*

Cette dernière partie a pour objectif de montrer si les paramètres électro-optiques majeurs d'une diode laser DFB constitués par  $I_{\text{th}}$  et  $\alpha$ , peuvent constituer des indicateurs précoces de défaillance. Pour cela, nous comparons, pour les quatre types de dégradations étudiés, les valeurs initiales des paramètres  $I_{\text{th}}$  et  $\alpha$ , aux distributions de ces mêmes paramètres avant vieillissement présentés dans le *Tableau II-6*.

	Hypothèses de dégradation	
	Diminution de la durée de vie des porteurs	Augmentation des courants de fuite dans les zones latérales
Puces	$I_{th}$ hors distribution	-
Têtes optiques	-	-

**Tableau II-6 : Localisation des paramètres  $I_{th}$  et  $\alpha$  des composants dégradés étudiés dans les distributions paramétriques avant vieillissement, en fonction de leurs mécanismes de dégradation (seuls les paramètres hors spécifications sont signalés)**

Le fait que les valeurs des paramètres  $I_{th}$  et  $\alpha$  soient pratiquement toutes comprises dans les distributions initiales indique que, appliqués à cette technologie, ces paramètres restent des indicateurs de dérive pertinents à surveiller et que peu de composants sont intrinsèquement affectés par des défauts technologiques latents provoqués par un processus de fabrication (gravures ou reprises d'épitaxie par exemple) mal maîtrisé et peu stabilisé. Ceci est confirmé par le caractère multi-défaillances de cette propriété, mais cela implique que ces deux paramètres doivent être observés de façon complémentaire, voire même confrontés à d'autres paramètres issus d'autres types de mesures, dans le but de déterminer l'origine principale du mécanisme de dégradation impliqué.

Enfin, dans le cas de la puce 9, composant dégradé par un mécanisme qui pourrait s'apparenter à un mécanisme d'usure, mais dont la cinétique est beaucoup trop rapide, le fait que la valeur de son courant de seuil avant vieillissement soit hors de la distribution initiale confirme que  $I_{th}$  reste un indicateur précoce de défaillance, pour une dégradation reliée à une augmentation du taux de recombinaisons non-radiatives pour cette technologie DFB.

#### **IV.4. Application des résultats de vieillissement à la fiabilité : extrapolation des cinétiques de dégradation**

Les essais en vieillissement mis en oeuvre tout au long de ce chapitre présentent deux principaux avantages. Le premier, que nous venons de voir, est la possibilité d'accéder à l'origine des mécanismes de dégradations auxquels les composants étudiés sont particulièrement sensibles. Le second, que nous allons introduire ici et développer dans les chapitres suivants, réside dans l'extrapolation des variations paramétriques pour réaliser une prévision de fiabilité à long terme en conditions désaccélérées.

La démarche d'extrapolation à partir des variations d'un paramètre constitue une approche classique, mais demande de poser des hypothèses qui peuvent entraîner un certain nombre d'erreurs, notamment lors du choix de la loi d'ajustement. En effet, une fois les données de vieillissement collectées, les points de mesure sont ajustés :

- soit en considérant une loi basée sur la physique de dégradation, et dans ce cas l'étude des signatures précoces de dégradation prend tout son sens puisqu'il s'agira par la suite d'extrapoler une variation extrêmement faible qui n'est pas encore réellement significative de la présence d'une dégradation,

- soit à partir d'une relation purement empirique, et pour laquelle il faut supposer que l'on travaille à énergie d'activation constante.

Dans le domaine de l'optoélectronique, le choix s'est depuis longtemps porté sur la deuxième solution, en tenant compte d'une variation en puissance (type  $at^m$ ), où  $a$  et  $m$  sont les paramètres d'ajustement et  $t$  le temps. Cette loi présente des avantages puisque de nombreux tableaux proposent des fonctionnalités permettant de déterminer rapidement les paramètres  $a$  et  $m$ .

Il est généralement observé que des valeurs de  $m$ , comprises entre 0,5 et 1, tendent à rapprocher cette loi de celles régissant la diffusion de défauts dans les composants semiconducteurs. Cependant, le fait qu'elle soit empirique rend son utilisation hasardeuse si elle n'est pas associée à une bonne connaissance des phénomènes physiques associés aux dégradations.

Le *Tableau II-7* présente un exemple d'ajustement, par cette loi, appliqué aux puces étudiées dans ce chapitre, et plus précisément au courant de seuil. Le paramètre  $t_{eol}$ , qui leur est associé, correspond à la durée de vie du composant et il est calculé à partir d'un critère de défaillance estimé à 20%, comme spécifié par les normes TELCORDIA GR468 et en relation avec le profil de mission, comme le montre l'équation E II-18. Le fait que les données proviennent d'un vieillissement accéléré a été pris en compte par application dans notre calcul d'un facteur d'accélération  $A_F$  (E II-19) calculé à partir de la loi d'Arrhénius et estimé à 245 pour une énergie d'activation moyenne égale 0,7eV et une valeur moyenne de  $m$  proche de 1. La valeur de l'énergie d'activation est liée au mécanisme de dégradation mis en évidence dans cette étude : l'apparition de défauts dans la zone active contribuant à l'augmentation de recombinaisons non-radiatives.

N° du composant	Paramètre a (accélééré)	Paramètre a (désaccélééré)	Paramètre m	Durée de vie ou $t_{eol}$ (années)
Puce 13	$2 \cdot 10^{-9}$	$8,5 \cdot 10^{-12}$	2,6	6,5
Puce 17	0,41	0,0017	0,24	$10^{13}$
Puce 19	0,29	0,0012	0,29	$4,5 \cdot 10^{10}$
Puce 5	0,01	$4,1 \cdot 10^{-5}$	0,75	4500
Puce 9	0,003	$1,15 \cdot 10^{-5}$	1,14	35
Puce 10	0,00015	$6,1 \cdot 10^{-7}$	1,16	350
Puce 14	0,002	$8,15 \cdot 10^{-6}$	1,25	15
Puce 20	0,06	0,00025	0,63	7200

**Tableau II-7 : Paramètres (a,m) de la loi d'extrapolation des Ith des puces étudiées dans ce chapitre et calcul de leurs durées de vie**

$$t_{eol} = \sqrt[m]{\frac{\delta}{a}} \quad \text{E II-18}$$

$$A_F = e^{-\frac{E_a}{mk} \left( \frac{1}{T_{j1}} - \frac{1}{T_{j2}} \right)} \quad \text{E II-19}$$

Une correspondance entre les tendances de dérives –rapides avec un  $m$  élevé ou bien lentes pour un  $m$  plus faible, avec des types de dégradations a pu être identifiée. Ceci corrèle les travaux de S.P. Sim reportant, dans le cas d'une diode laser à hétérostructure enterrée, qu'une valeur de  $m$  comprise entre 0,5 et 1 correspond à une augmentation, conduisant à une augmentation des recombinaisons non-radiatives [77]. L'étude de H. Mawatari, sur des lasers à semiconducteur de type SIBH, aborde également le cas où  $m$  est proche de 0,5, impliquant une augmentation des défauts par un mécanisme de diffusion activée thermiquement, et le cas où  $m$  est proche de 1, correspondant à des défauts latents et dépendant du processus d'épitaxie dans la zone active [84].

Il est à noter que cette loi d'ajustement en  $I^m$  n'est pas simplement limitée au courant de seuil d'une diode laser. Les variations d'autres paramètres peuvent également être lissées par cette loi [58] adressant le courant d'alimentation  $I_{Bias}$ , l'efficacité optique  $\alpha$ , la longueur d'onde du DFB  $\lambda_c$ , paramètre extrêmement surveillé depuis l'avènement de la technique DWDM imposant une dérive de la longueur d'onde centrale extrêmement faible du fait du rapprochement des porteuses de transmission autorisés dans une même fibre optique. L'analyse de l'impact des variations de ces paramètres sur l'intégrité d'une liaison optique, à simple ou à multiples canaux, sera traitée au cours du chapitre 4.

## V. Conclusion

Nous avons décrit dans la première partie de ce chapitre, le protocole expérimental utilisé et les performances des moyens de caractérisation permettant de suivre au cours des vieillissements les différentes caractéristiques électriques et optiques des diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$ . Ces outils de caractérisation sont regroupés autour de deux bancs dédiés :

- un banc de caractérisation de paramètres électriques et optiques statiques regroupant (IXL) :
  - la mesure de la puissance optique en fonction du courant d'alimentation,
  - la mesure de la caractéristique courant – tension,
  - la mesure du spectre optique de l'émission laser à courant d'alimentation constant
- un banc de caractérisation du bruit optique de la diode laser, permettant la mesure (ALCATEL Optronics) :
  - du bruit d'intensité relative sur une gamme de fréquence s'étendant de 500 MHz à 15 GHz,
  - de la largeur de raie (ou bruit de phase)

Compte tenu de la technique d'extraction de l'efficacité optique ( $\alpha$ ) et du courant de seuil ( $I_{th}$ ), à partir des mesures obtenues grâce à ces bancs, il a été estimé que des variations inférieures à 1% sur  $\alpha$  et à 2% sur  $I_{th}$ , ne peuvent pas être considérées comme significatives d'un vieillissement.

Dans une deuxième partie, nous avons détaillé les tests accélérés de vieillissement mis en œuvre afin de révéler les mécanismes de dégradation des composants étudiés. Ces tests ont été basés sur :



- une campagne de stockage en température et activé en courant (150 mA - 100°C), appliqué à la fois sur les puces nues et sur les têtes optiques,
- une campagne de cycles thermiques (-40°C/+85°C) alimentés ou non, appliqués aux têtes optiques dans le but d'analyser la susceptibilité thermomécanique et sa conséquence sur les dérives électro-optiques.

Les contraintes imposées au cours de ces tests ont été fixées en tenant compte du profil de mission établi par le fabricant (ALCATEL Optronics). Les vieillissements ont également été réalisés avec leur collaboration.

Les résultats, observés à partir de 4 grands types de signature de défaillance (2 puces et 2 têtes optiques), ont été synthétisés dans la dernière partie, mettant en lumière la présence de trois principaux mécanismes de dégradation :

- Le premier se traduit par une augmentation du courant de seuil ( $I_{th}$ ), de près de 45% dans le cas des puces et 2,5% pour les têtes optiques, accompagnée d'un dédoublement de la caractéristique I(V) localisé au niveau des zones liées aux phénomènes de recombinaison (zone II). L'analyse de la variation de la fréquence de relaxation de la diode avant et après vieillissement, tracée en fonction du courant d'alimentation, a permis de montrer que ce mécanisme est relié à une diminution de la durée de vie des porteurs ( $\tau_c$ ) dans la zone active en considérant que la durée de vie des photons ( $\tau_p$ ) n'est pas impactée. Une variation, de plus de 20% pour les puces et 8% pour les têtes sur le produit ( $\tau_c \cdot \tau_p$ ), confortant la présence de centres recombinants non radiatifs. Ces pièges sont liés à la reprise d'épitaxie induits par une faible qualité d'interface liée au procédé de gravure RIE et conduisant à la migration de dislocations vers la zone active.
- Le second est également caractérisé par une augmentation du courant de seuil (puces : 80%, têtes : 2,5%), mais accompagné d'une augmentation du courant dans la zone de la caractéristique I(V) modélisée par une résistance de shunt (zone I). La diminution de cette résistance  $R_{sh}$ , très importante dans le cas de puces nues (99,96%) et restant significative sur les têtes optiques (65%), est liée à une augmentation des courants de fuites dans les zones latérales de la diode laser. Une origine probable de ce type de dégradation pourrait être imputée à des micro-décharges ESDs dans les zones latérales du composant (zones protonées ou bords extérieurs à la zone active).
- Enfin, le troisième est caractérisé par une diminution importante de  $\alpha$  (plus de 10%) sur tête optique. Un désalignement optique par une susceptibilité thermomécanique semble être à l'origine de ce mécanisme de dégradation, du fait qu'il soit activé par un vieillissement accéléré sous cycles thermiques.

Parallèlement à l'origine des mécanismes de dégradation susceptibles d'apparaître dans ce type de composants, ces résultats ont permis de montrer que le paramètre  $I_{th}$  reste un paramètre pertinent à analyser pour cette technologie stabilisée dans le but de suivre l'avancement de mécanismes d'usure,

mais ne permet pas la détermination de la nature du mécanisme. En effet, nous venons de montrer que plusieurs types de dégradation peuvent être à l'origine d'une augmentation de ce paramètre. Pour éviter cela, nous avons démontré l'intérêt de le comparer à d'autres types de grandeurs intrinsèques à la diode laser (réponse spectrale, fréquence de relaxation, taux d'amortissement, RIN...).

Cependant, les dégradations atypiques obtenues ont montré, en tenant compte des distributions paramétriques initiales, que  $I_{th}$  reste un indicateur de défaillance permettant de discriminer, de manière précoce, les composants présentant des défauts latents.

Enfin, une dernière partie s'est attachée à extrapoler les variations paramétriques pour réaliser une estimation de la fiabilité en conditions opérationnelles. Cette extrapolation est réalisée à partir d'une loi empirique ajustée aux variations expérimentales, en tenant compte du facteur d'accélération lié aux contraintes des tests. Cependant cette technique, appliquée à une technologie stabilisée comme celle étudiée ici, pose le problème à la fois :

- de la faible population des lots,
- des durées de tests de plus en plus réduites (tests tronqués, contraintes échelonnées).

Ces deux inconvénients peuvent alors conduire à une faible représentativité statistique des résultats dans le cadre d'une prévision de fiabilité à long terme. Ce dernier point constitue donc l'axe central du chapitre 3 qui présentera une approche palliative basée sur les tirages statistiques de Monte-Carlo.

**Chapitre III**  
**Méthodologie statistique de reconstruction des**  
**durées de vie**

---

## I. Introduction

La complexité toujours croissante des systèmes électroniques, associée aux profils de mission toujours plus sévères, imposent de modifier en profondeur les approches classiques d'estimation de la fiabilité des composants électroniques et optoélectroniques. Parallèlement, les très longues durées de vie, et inversement les très faibles taux de défaillance, atteintes par ces composants rendent très difficile, voire impossible, l'évaluation expérimentale des caractéristiques usuellement proposées pour caractériser la fiabilité : durée de vie moyenne, médiane, MTTF,  $t_{50\%}$  ....

Les tests classiques de vieillissement accéléré sous contraintes, souvent mixtes, trouvent leurs limites dans le compromis entre la durée du test, le nombre de pièces sous test, et un facteur d'accélération prudent. Il devient alors quasiment impossible d'obtenir une distribution complète des instants de défaillance, à des coûts non prohibitifs pour des technologies matures. Prenons l'exemple d'un émetteur à semiconducteur utilisé dans les applications de transmissions sous-marines : les taux de défaillance exigés pour cette diode laser doivent être inférieurs à 100 FITs pour une durée de vie de 25 ans [58], soit 2% de pannes sur 25 ans. Sa démonstration impose un facteur d'accélération élevé compris entre 300 et 400 (non envisageable sur des modules) pour une durée de 1000 heures et plusieurs centaines de composants sont nécessaires à la composition d'un échantillon de test ; ce qui, économiquement, est difficilement concevable [59].

**Une solution consiste en la mise à profit d'outils statistiques** pour estimer les paramètres pertinents, en tenant compte d'informations expérimentales minimales, couramment issues de tests tronqués en durée, à partir d'une faible population. Ces outils interviennent à plusieurs niveaux dans une démarche générale de « simulation » de fiabilité :

- estimation optimale des paramètres fondamentaux issus d'expérience,
- extrapolation fiable dans le temps grâce à une loi analytique,
- reconstitution artificielle d'une distribution des durées de vie.

La puissance actuelle des calculateurs numériques permet la mise en œuvre de « simulateurs », dans le domaine de la fiabilité comme dans d'autres domaines, lorsque la prévision purement analytique est impossible, soit par la complexité propre des lois d'extrapolation, soit par le nombre de variables envisagées et la définition des distributions paramétriques associées. **En particulier, la méthode des tirages de Monte-Carlo**, permet la génération empirique de la distribution d'une variable aléatoire, par balayage numérique de la variable à caractériser lorsque les paramètres décrivent leur propre distribution. Sous réserve d'un nombre suffisant de points simulés, on peut alors construire une fonction de répartition fiable de cette variable aléatoire.

**L'objectif majeur de ce chapitre réside donc dans la démonstration de la pertinence de cette approche pour répondre aux exigences requises par la fiabilité actuelle.** Cette méthode est appliquée sur des diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$ , en particulier en tenant compte des variations d'un

paramètre macroscopique (le courant de polarisation) mais également de la nature des mécanismes de dégradation propres à cette technologie.

Ainsi, après avoir décrit les principales étapes de la méthode (utilisable sous la forme d'un logiciel élaboré en environnement Maple), nous procéderons à une validation par une étude analytique basée sur la théorie des nombres aléatoires. Une étude de robustesse sera ensuite réalisée en tenant compte de trois grands types de variation sur la loi de corrélation initiale. Nous nous attacherons à décrire, sur un lot expérimental, l'apport de cette méthodologie pour discriminer des mécanismes de dégradation intrinsèques au composant en soulignant l'intérêt d'une vision multi-paramétrique plutôt que mono-paramétrique. Enfin, nous dresserons des perspectives de notre travail en se rapprochant de modèles, issus de la bibliographie, plus orientés vers la physique de défaillance de ces composants, permettant d'effectuer par exemple la relation entre la variation du courant de seuil ( $I_{th}$ ) et le taux de défauts intrinsèques à la structure.

## **II. Présentation du logiciel – tirage de Monte-Carlo**

### **II.1. Description de la méthode utilisée**

#### *II.1.a. Contexte d'application*

La méthode présentée dans ce paragraphe se décompose en une association des techniques d'estimation et de prédiction de la durée de vie, dans le sens où l'étude statistique réalisée s'appuie sur des données expérimentales obtenues par vieillissement accéléré d'un lot de composants. Ces vieillissements accélérés peuvent être de nature diverse :

- stockage passif (température uniquement),
- stockage actif (avec alimentation du composant...).

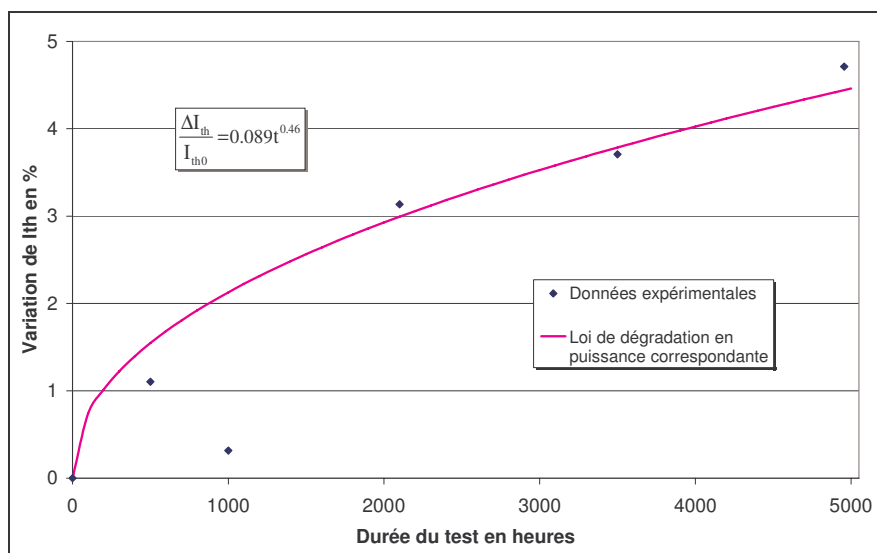
Cependant, le but de ces tests n'est plus l'observation du temps mis par un paramètre pour dépasser un critère de défaillance choisi, mais l'amplitude et la cinétique de variation de ce même paramètre durant un temps donné, généralement inférieur à 5000 heures.

Les résultats de ces tests sont alors exploités en ajustant les courbes de variations paramétriques à l'aide d'une loi mathématique de dégradation. Cette dérive peut être empirique lorsqu'elles n'ont de lien qu'avec la forme des courbes de variations obtenues, ou bien physique lorsqu'elles sont basées sur la modélisation d'un mécanisme physique lié au composant. Un exemple de loi empirique est illustré au travers de la loi en puissance.

Cette dernière a été largement utilisée pour la modélisation de la cinétique de dégradation d'un grand nombre de composants, que cela soit des transistors nMOS avec l'observation de la tension de seuil ( $V_{th}$ ) en fonction du temps [85], de capacités MIM dans lesquelles la durée de vie et le champ électrique sont liés [86], ou encore de composants optoélectroniques comme des photodiodes (courant d'obscurité) [58,87]. Cette loi est aussi couramment utilisée pour modéliser la cinétique de dégradation du courant opérationnel des émetteurs pour des transmissions optiques [77,84]. Un

exemple de cet ajustement est présenté en *Figure III-1*, dans le cas de l'évolution du courant de seuil ( $I_{th}$ ) d'une diode laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$ .

Une fois l'ajustement à l'aide d'une loi de dégradation réalisé pour tous les composants de l'échantillon de test, on obtient un nombre  $N$  de couples  $(a,m)$ , avec  $N$  généralement très inférieur à 100. Ces  $N$  couples représentent alors l'ensemble des composants de notre étude, du point de vue de la cinétique de dégradation. Cependant, ce nombre  $N$  de composants étant trop faible pour être statistiquement représentatif, **de nouveaux couples  $(a,m)$**  vont alors être créés afin de renforcer la crédibilité statistique nécessaire dans le cadre de ces approches. Ces couples, que l'on nommera « **couples virtuels** », seront créés par tirage aléatoire suivant la méthode de Monte-Carlo que nous détaillerons dans le paragraphe suivant. Le nombre  $N'$  d'éléments constituant l'échantillon est laissé au choix de l'utilisateur qui doit cependant tenir compte du compromis nombre d'éléments – temps de calcul ; ce dernier n'étant pas négligeable lorsque le nombre de tirages devient élevé.



**Figure III-1 : Exemple d'ajustement par une loi de type puissance  $at^m$**

L'étape suivante réside dans le calcul, à partir des couples  $(a,m)$  précédemment obtenus, des durées de vies correspondantes à chacun d'eux. Pour cela, une hypothèse doit être faite, selon laquelle l'extrapolation des courbes de variation paramétrique jusqu'au dépassement du critère de défaillance est possible à partir de la même loi de dégradation ; autrement dit, le mécanisme de dégradation subit par le composant étudié, n'est décrit que par une seule loi de dégradation durant toute la durée de son vieillissement, extraite des données expérimentales. En effet, il est tout à fait envisageable qu'un mécanisme de dégradation, durant son développement, entraîne de nouvelles dégradations avec leur cinétique propre. Cette hypothèse établie, les durées de vie ( $t_{col}$ ) correspondantes à chaque couple sont calculées à partir d'un critère de défaillance  $\delta$ , défini comme suit :

$$t_{col} = \sqrt[m]{\frac{\delta}{a}} \quad \text{E III-1}$$

Enfin, à partir de la distribution de durées de vies ainsi obtenue, on peut alors en déduire le taux de défaillance  $\lambda$  associé.

### *II.1.b. Tirage de Monte Carlo [88]*

Les méthodes de Monte-Carlo dérivent des applications des mathématiques expérimentales focalisées sur les nombres aléatoires. Les applications sont variées et abordent :

- le domaine de la physique nucléaire,
- la chimie,
- la biologie,
- la médecine.

Les problèmes traités sont de deux types : probabiliste ou déterministes suivant qu'ils concernent directement ou non le comportement et le résultat de processus aléatoires.

Dans le cas d'un problème probabiliste, l'approche de Monte-Carlo dans sa forme la plus simple consiste à observer directement des nombres aléatoires choisis de telle façon qu'ils simulent le processus physique aléatoire à étudier, et de déduire la solution désirée du comportement de ces nombres aléatoires. Un exemple connu et développé par J. M. Hammersley correspond à l'étude de la croissance d'une population d'insectes en s'appuyant sur des données démographiques de survie et de reproduction. On peut ainsi attribuer à chacun des individus, des nombres aléatoires représentatifs de leur âge à la naissance de ses descendants puis à sa mort, puis par la suite traiter ses descendants et les suivants de la même façon. Faisant de sorte que ces nombres soient en accord avec les statistiques démographiques, on obtient un échantillon aléatoire de la population que l'on peut utiliser comme s'il s'agissait de données recueillies par l'entomologiste en laboratoire ou sur le terrain. Mais ces données artificielles peuvent aussi présenter l'avantage d'être plus faciles à collecter ou de laisser aux statistiques démographiques une latitude de variation proscrite par la nature. Dans ce cas de figure, on parle alors de simulation de Monte-Carlo directe.

Maintenant, supposons que l'on soit en présence d'un problème déterministe que l'on sache formuler en langage théorique mais non pas résoudre par des moyens théoriques. Etant déterministe, ce problème n'a pas de rapport direct avec des processus aléatoires, mais une fois que la théorie a exposé sa structure sous-jacente, on peut à priori reconnaître que cette structure ou cette expression formelle décrivent également quelque processus aléatoire, apparemment sans relation. On peut ainsi résoudre numériquement le problème déterministe par une simulation de Monte-Carlo du problème probabiliste correspondant. Par exemple, un problème d'électromagnétisme théorique peut nécessiter la résolution d'une équation de Laplace assujettie à des conditions aux limites qui mettent en échec la théorie de l'analyse classique. Or, cette équation peut intervenir, entre autres, dans l'étude de particules diffusant de façon aléatoire dans un domaine limité par des barrières absorbantes. On peut ainsi résoudre le problème électromagnétique en réalisant une expérience où on guiderait les particules au moyen de nombres aléatoires, définissant les paramètres du guide et/ou des particules jusqu'à ce

qu'elles soient absorbées sur des barrières choisies spécialement pour représenter les-dites conditions aux limites.

Cette technique, de résolution d'un problème donné par une simulation de Monte-Carlo d'un problème différent peut s'appeler méthode de Monte-Carlo élaborée, pour la distinguer de la simulation directe du problème initial.

Dans notre cas particulier, la simulation effectuée consistera en un tirage de deux variables aléatoires indépendantes distribuées, correspondant à la méthode de Monte-Carlo directe. Cependant avant d'entrer dans le détail de cette méthode, nous devons procéder à un bref rappel sur des éléments centraux représentés par les nombres aléatoires.

### ***II.1.c. Rappels sur les nombres aléatoires et pseudo-aléatoires [89]***

Les nombres aléatoires sont, comme leur nom l'indique, des nombres tirés au sort. Pour les obtenir de façon pratique, deux solutions existent :

- la première est l'utilisation de tables de nombres pseudo-aléatoire,
- la seconde utilise un calculateur.

Or l'utilisation d'un calculateur entraîne la construction de nombres pseudo-aléatoires. Ces nombres diffèrent des nombres aléatoires par le fait que lorsque le ou les premiers éléments d'une série de nombre pseudo-aléatoires sont choisis arbitrairement, toute la suite est complètement déterminée : la séquence est alors reproductible, ce qui permet de vérifier les programmes dans lesquels ils sont utilisés. De plus, le fait que leurs propriétés soient identiques à celles des nombres aléatoires permet la substitution d'une série de nombres pseudo-aléatoires à une série obtenue aléatoirement, et ce dans la plupart des calculs.

Une relation mathématique courante pour engendrer une suite de nombres pseudo-aléatoires à distribution uniforme correspond à :

$$x_i = a x_{i-1} + c \text{ (modulo } m) \quad \text{E III-2}$$

Elle signifie que le nombre  $x_i$  est égal au reste de la division par  $m$  du deuxième membre de l'équation. Les grandeurs  $m$ ,  $a$  et  $c$  sont des constantes.

Les nombres obtenus ont une distribution uniforme (dite aussi rectangulaire). La plupart de calculateurs donnent des séquences de nombres pseudo aléatoires à distribution rectangulaire sur  $[0,1]$ . Ces nombres, nommés  $r_i$ , sont obtenus à partir des valeurs  $x_i$  données par E III-3 en remarquant que le reste d'une division est inférieur au diviseur. Par suite, on obtient :

$$r_i = \frac{x_i}{m-1} \quad \text{E III-3}$$

De même, lorsque l'on a besoin de générer des nombres à distribution uniforme dans l'intervalle  $[a,b]$ , on associe à toute valeur  $r$  aléatoire uniformément distribué sur  $[0,1]$ , et  $\xi$  est défini par :



$$\xi = a + (b - a) r \quad \text{E III-4}$$

### II.1.d. Méthode de Monte-Carlo directe : distribution non rectangulaire

La détermination de fonctions de distribution nécessite de générer des nombres aléatoires ( $\xi$ ) dont la distribution n'est pas uniforme sur  $[a, b]$ , et prend pour valeurs  $f(x)$ . Cela signifie que si on génère cet ensemble de nombres aléatoires  $\xi$ , la proportion de ces nombres tels que  $x \leq \xi \leq x + dx$  est alors équivalente à  $f(x)dx$ . Une manière équivalente d'exprimer cette dernière est de dire que la probabilité que  $\xi$  soit comprise dans l'intervalle  $[x, x + dx]$  vaut  $f(x)dx$ . Soit  $F(x)$ , la fonction de répartition de  $f(x)$ , définie par :

$$F(x) = \int_a^x f(u) du \quad \text{E III-5}$$

pour  $a \leq x \leq b$ , on a  $0 \leq F(x) \leq 1$ . Etant donné un nombre aléatoire  $r$  à distribution uniforme sur  $[0, 1]$ , on lui associe  $\xi$  défini par :

$$r = F(\xi) = \int_a^{\xi} f(u) du \quad \text{E III-6}$$

La fonction de distribution de  $x$ , soit  $g(x)$ , est telle que :

$$dP = \text{Pr ob} \{ x \leq \xi \leq x + dx \} = g(x) dx \quad \text{E III-7}$$

Il est à noter que la probabilité  $dP$  que  $\xi$  soit dans l'intervalle  $dx$  correspond à celle pour que  $r$  soit dans l'intervalle  $dF$ , et on obtient :

$$dP = dF = \frac{dF}{dx} dx = f(x) dx \quad \text{E III-8}$$

En comparant les équations E III-7 et E III-8, on voit que  $f(x) = g(x)$ . Par conséquent, la variable aléatoire  $\xi$  est donc décrite par la distribution  $f(x)$ .

Cette technique constitue le moyen le plus direct de générer des variables aléatoires à partir d'une distribution. Elle peut être appliquée chaque fois que l'équation E III-6 possède une solution analytique ou peut être résolue par rapport à la variable aléatoire  $\xi$ .

Afin d'obtenir la distribution  $f(x)$ , il faut tout d'abord générer un grand nombre  $N$  de nombres aléatoires  $r$  et en déduire les nombres aléatoires associés  $\xi$ . Puis, en dénombrant les valeurs  $\Delta n(x)$  de  $x$  situées dans l'intervalle défini par  $\left[ x - \frac{\Delta x}{2}, x + \frac{\Delta x}{2} \right]$ , on obtient :

$$\frac{\Delta n(x)}{N} = f(x) \Delta x \quad \text{E III-9}$$

On peut ainsi construire l'histogramme de la distribution. La précision obtenue est alors corrélée au fait que N et  $\Delta x$  doivent être respectivement grand et petit.

## II.2. Description de la démarche expérimentale

### II.2.a. Choix de la loi de corrélation

La démarche expérimentale se présente sous la forme de feuilles de calcul développées spécifiquement en environnement Maple V. La méthode de Monte-Carlo est utilisée pour le tirage de couples (a,m), où a et m représentent les paramètres associés à la loi de dégradation d'un paramètre  $P_a$  tel que :

$$\frac{\Delta P_a}{P_a} \propto at^m \quad \text{E III-10}$$

La génération de lois de répartition à partir de couples virtuels (a,m) permet d'obtenir une loi de répartition conjointe notée  $F_{a,m}$ . Le choix de chacune des lois de répartition est laissé à l'utilisateur, et basé sur :

- loi normale,
- loi log-normale,
- loi de Weibull.

Le paramétrage de ces lois est réalisé à partir des lois de répartition des paramètres (a,m), obtenus à partir de données expérimentales.

Cependant, l'observation montre que les coordonnées des couples (a,m) ne sont pas indépendantes. La recherche d'une fonction de répartition conjointe  $F_{a,m}$  est dans ce cas, en général, sans solution unique. La détermination d'une loi tendance de corrélation entre a et m permet ici d'obtenir la répartition conjointe par détermination successive des lois marginales associées d'une part à une coordonnée déclarée arbitrairement « principale », et d'autre part, à l'écart de l'autre coordonnée par rapport à la loi tendance précédente.

Pour illustrer notre propos, prenons un exemple concret. On choisit une loi de corrélation entre a et m de type logarithmique telle que :

$$g(a) = A \ln(a) + B \quad \text{E III-11}$$

A et B : constantes

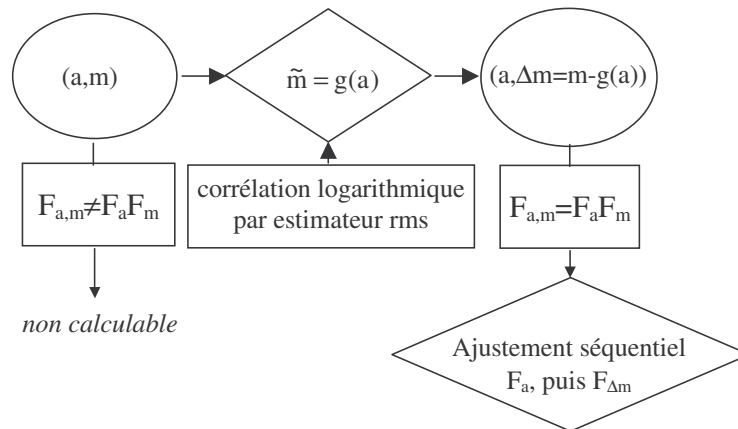
$\Delta m$  sera alors l'écart entre la coordonnée expérimentale m et la loi g appliquée au paramètre a :

$$\Delta m = m - A \ln(a) - B \quad \text{E III-12}$$

Si la loi de tendance est optimisée, cet écart est assimilable à un bruit de la deuxième coordonnée, et donc indépendant de la première. Un couple homogène au lot de départ peut alors être reconstitué

par tirage de la coordonnée principale, suivi du tirage d'un écart de la coordonnée secondaire, superposé à la valeur de tendance obtenue à partir de la première coordonnée.

Le choix de la corrélation logarithmique doit être pertinent. En effet, cette corrélation en prenant  $m$  comme variable secondaire semble la plus adaptée dans notre cas. La démarche de cette phase d'interpolation est représentée sur le schéma de la *Figure III-2*.



**Figure III-2 : Démarche proposée dans le cadre de l'interpolation**

### ***II.2.b. Calcul des instants de défaillance et du taux de défaillance***

Après avoir réalisé le tirage des  $N$  couples  $(a, \Delta m)$ , la construction des couples  $(a, m)$  est effectuée par une reconstruction des  $m$  en considérant de la loi E III-12. Puis, pour chaque couple, le temps de fin de vie  $t_{eol}$ , est calculé grâce à l'équation E II-18, et à partir d'un critère de défaillance prédéfini.

Ces  $N$  instants de défaillance seront ajustés à l'aide d'une loi de type log-normale ou Weibull, afin de calculer leur densité de probabilité  $f(t_{eol})$ . A partir de cette dernière, on calcule alors la loi de répartition des temps de fin de vie des composants  $F(t_{eol})$ , soit la fonction de répartition des défaillances dans le temps.

Connaissant cette répartition, on peut alors calculer  $\lambda(t)$ , le taux de défaillance instantané définie comme la dérivée par rapport au temps  $t$  de la répartition des composants défaillants, divisée par le nombre de composants ayant survécus à l'instant  $t$ . Soit :

$$\lambda(t) = \frac{dF(t)}{dt} \times \frac{1}{1 - F(t)} \quad \text{E III-13}$$

L'utilisateur peut alors, soit tracer le taux de défaillance dans le temps, soit calculer le nombre de FITs correspondant à un profil de mission imposé au composant. Cette démarche est schématisée en *Figure III-3*, montrant toutes les étapes proposées dans le cadre d'une extrapolation.

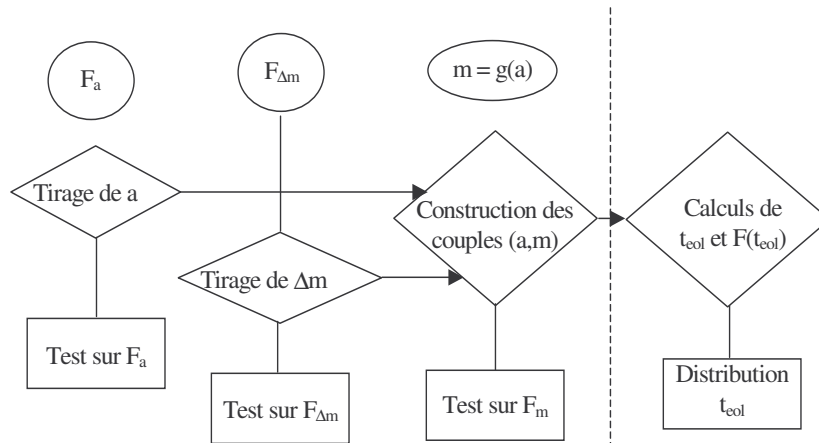


Figure III-3 : Démarche proposée dans le cadre de l'extrapolation

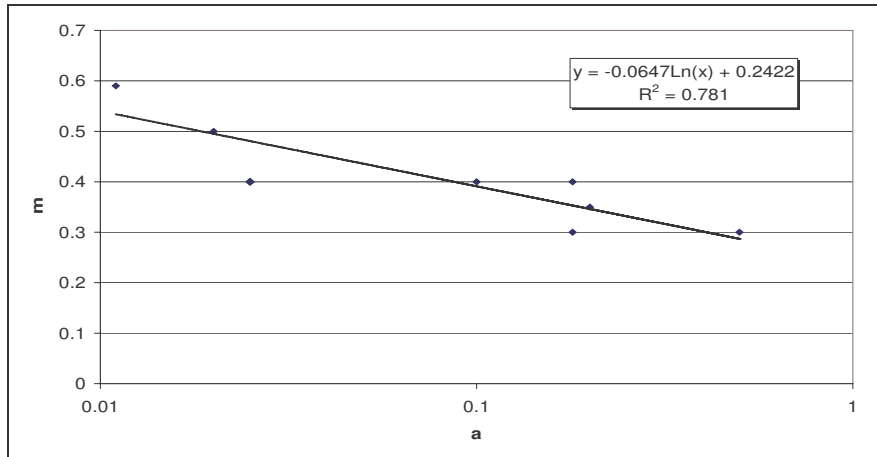
### II.3. Application à la technologie DFB

Dans cette partie, nous allons nous attacher à démontrer la faisabilité de la méthode, au travers d'un exemple, avec comme objectif de partir de l'extraction des couples (a,m) pour aboutir à l'estimation du taux de défaillance associé aux composants étudiés. Dans la partie suivante, les résultats de cette démonstration de faisabilité seront validés par une approche analytique en tenant compte des couples originaux (a,m). Cette démonstration a été réalisée à partir des dérives du courant d'alimentation  $I_{Bias}$  sur un lot de 30 diodes laser DFB  $1,55 \mu\text{m}$  de nouvelle génération (1953 LCV3), fournies par ALCATEL Optronics. Ces 30 diodes ont été réparties sur 3 véhicules de test (VT) différents, et ont subi un vieillissement basé sur des **conditions de stockage actif (53°C, 110 mA)** correspondantes à des conditions accélérées, pendant plus de 5000 heures. Parmi ces trois VT, **8 composants** ont été retenus de sorte que différents types de variation soient représentées. En effet, il a été observé une certaine cohérence entre les comportements des composants d'un même VT, qui serait susceptible de biaiser l'étude de faisabilité. Les couples (a,m) extraits, à partir d'un ajustement du courant d'alimentation à partir d'une fonction puissance, sont présentés dans le *Tableau III-1*.

Puce	VT d'origine	a	m
E11	1078	0,011	0,59
596-E16	1304	0,1	0,4
596-H18	1304	0,5	0,3
801-G17	1304	0,18	0,4
801-C9	1304	0,2	0,35
596-H8	1406	0,18	0,3
596-H8	1406	0,02	0,5
801-I7	1406	0,025	0,4

Tableau III-1 : Couples (a,m) expérimentaux retenus pour cette application

La répartition des couples et la loi de corrélation associées sont conjointement représentées en *Figure III-4*. La loi de corrélation logarithmique optimale a été obtenue par la méthode des moindres carrés.



**Figure III-4 : Corrélation des couples (a,m) expérimentaux obtenue à partir de la méthode des moindres carrés**

Après avoir obtenu cette loi de corrélation, le simulateur calcule une approximation des distributions de la variable principale **a** et de la variable secondaire **Δm**, résidu de la comparaison entre la valeur **m** expérimentale et celle obtenue à partir de la loi de corrélation. Pour la simulation, la loi de distribution de la variable principale a été choisie comme étant représentée par une loi log-normale (équation E III-14), tandis que la loi associée à la variable secondaire correspond à une loi normale (équation E III-15), plus représentative d'un bruit expérimental. Les paramètres de chacune de ces lois obtenues lors du calcul d'approximation sont résumés dans le *Tableau III-2*.

$$G(m_x, s_x) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{\ln x - m_x}{\sqrt{2}s_x} \right) \right] \quad \text{E III-14}$$

$$N(\mu_x, \sigma_x) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{x - \mu_x}{\sqrt{2}\sigma_x} \right) \right] \quad \text{E III-15}$$

Variable principale <b>a</b>	Loi log-normale	Médiane : $m_x = 0,061$ Ecart type des ln : $s_x = 1,679$
Variable secondaire <b>Δm</b>	Loi normale	Moyenne : $\mu_x = 0$ Ecart type : $\sigma_x = 0,045$

**Tableau III-2 : Paramètres associés aux lois de distribution des variables principale et secondaire**

Enfin, la *Figure III-5* présente les résultats obtenus pour un tirage de 1024 couples virtuels : la *Figure III-5a* présentant une comparaison des distributions conjointes  $F_{a,m}$  des couples (**a,m**) expérimentaux et simulés, et la *Figure III-5b*, la distribution de l'erreur entre ces deux distributions cumulées. Cette erreur, inférieure à 0,4%, assure la bonne corrélation entre les distributions issues de couples expérimentaux et simulés. La *Figure III-5c*, fournit la comparaison entre les répartitions des couples (**a,m**) expérimentaux et simulés.

Une fois les nouveaux couples (a,m) créés, l'équation E II-18 (rappelée ci-dessous) est appliquée pour chacun d'eux dans le but de construire la distribution des instants de défaillance présentée en *Figure III-6a*. Cette distribution est alors approchée par une loi log-normale (*Figure III-6b*) dans le but

de calculer le taux de défaillance instantané  $\lambda(t)$  (Figure III-6c). Enfin, ce taux de défaillance instantané est calculé pour la durée de vie fixée du composant, indiquant également le nombre de FITs associé.

$$t_{\text{col}} = \sqrt[m]{\frac{\delta}{a}} \quad \text{E II-18}$$

La coordonnée  $z$  de la Figure III-6b correspond au changement de variable suivant (Cf. équation E III-16), permettant de faire apparaître une droite dite « droite de Henry », estimant la validité d'une distribution à ajuster un comportement normal (ou comme ici log-normal).

$$z = \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{erf} \right)^{-1} (x) \quad \text{E III-16}$$

Dans notre cas, le taux de défaillance a été calculé à 20 ans. Cependant, le résultat obtenu étant dépendant de la répartition aléatoire des points le long de la loi de distribution choisie (Cf. paragraphe II-1-b), plusieurs tirages ont été nécessaires afin de borner cette erreur difficilement quantifiable analytiquement. Les résultats sont comparés dans le Tableau III-3, pour un nombre de couples tirés de 100, et de 1024, pour 5 tirages aléatoires successifs.

Nombre des points simulés	Taux de défaillance ajusté accéléré (et désaccélééré) en FITs à 20 ans						Moyenne	Ecart-type
	1 <sup>er</sup> tirage	2 <sup>ème</sup> tirage	3 <sup>ème</sup> tirage	4 <sup>ème</sup> tirage	5 <sup>ème</sup> tirage			
100 points	1051 (131)	1018 (127)	697 (87)	1107 (138)	1009 (126)	980 (122)	160 (20)	
1024 points	944 (118)	984 (123)	908 (113)	906 (113)	924 (115)	930 (120)	30 (8)	

**Tableau III-3 : Taux de défaillance obtenus pour le tirage de 100 et 1024 couples (a,m) virtuels avant et après désaccélération – facteur d'accélération AF = 8**

On constate l'impact du nombre de couples tirés sur le taux de défaillance se situant principalement au niveau de l'écart-type des différents tirages, plutôt qu'au niveau de la valeur moyenne des résultats des tirages successifs. Pour un tirage de 100 points, le taux de défaillance est en moyenne de 980 FITs, avec un écart type de 160, tandis que pour 1024 points la moyenne se situe à 930 FITs et l'écart type à 30.

En résumé, un compromis reste donc à déterminer entre la précision du résultat, dans le sens de la répétabilité, et le temps alloué par l'utilisateur à cette opération. Ceci en gardant à l'esprit que cette non-répétabilité du résultat est inévitable et inhérente à la méthode.

## II.4. Synthèse

Le problème de l'évaluation de la fiabilité que nous avons présenté en introduction à ce chapitre, n'est pas exclusivement un problème lié à l'optoélectronique, mais aussi à un grand nombre de composants microélectroniques actuels. Or, bien que nous présentions, dans ce chapitre, exclusivement des résultats appliqués aux diodes laser DFB utilisées pour des applications de

télécommunications optiques, la méthodologie présentée dans ce paragraphe est applicable à d'autres types de composants : assemblages BGA (Ball Grid Array) et CSP (Chip Scale Packaging). Cette étude a permis notamment de reconstruire la fonction de répartition des défaillances cumulées de ce type d'assemblage en tenant compte de la distribution de la hauteur des billes de brasure [90].

Cependant, la robustesse de cette méthode reste à démontrer dans le cadre des faibles dérives paramétriques observables notamment en optoélectronique. Nous allons donc développer par la suite une étude de robustesse spécifique, en débutant par une présentation de la méthode sur un exemple concret, suivi d'une vérification analytique et enfin une étude des phases et paramétrages critiques pour un déroulement optimal de la méthode.

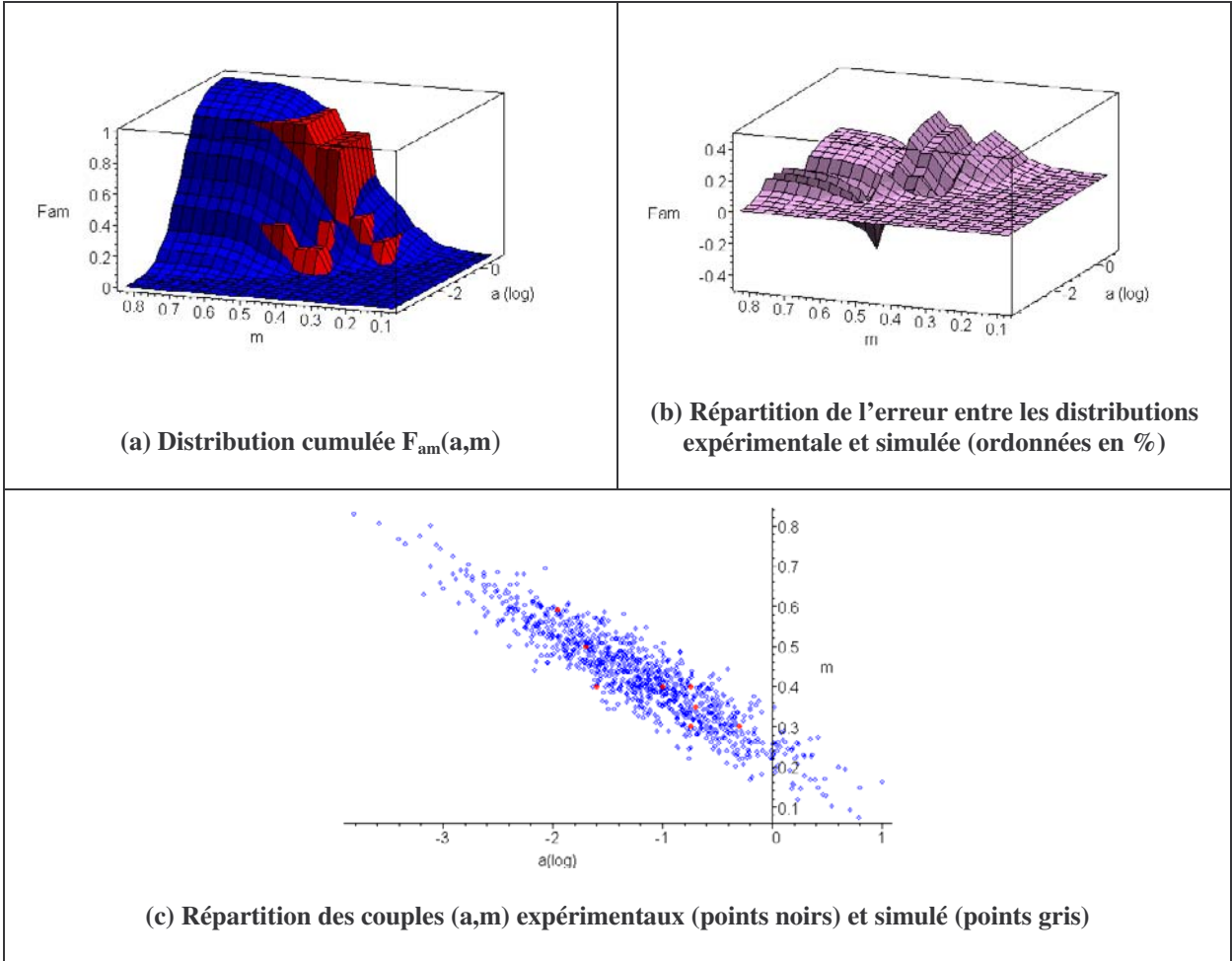


Figure III-5 : Résultat du tirage de 1024 couples  $(a,m)$  virtuels et comparaison avec les couples expérimentaux



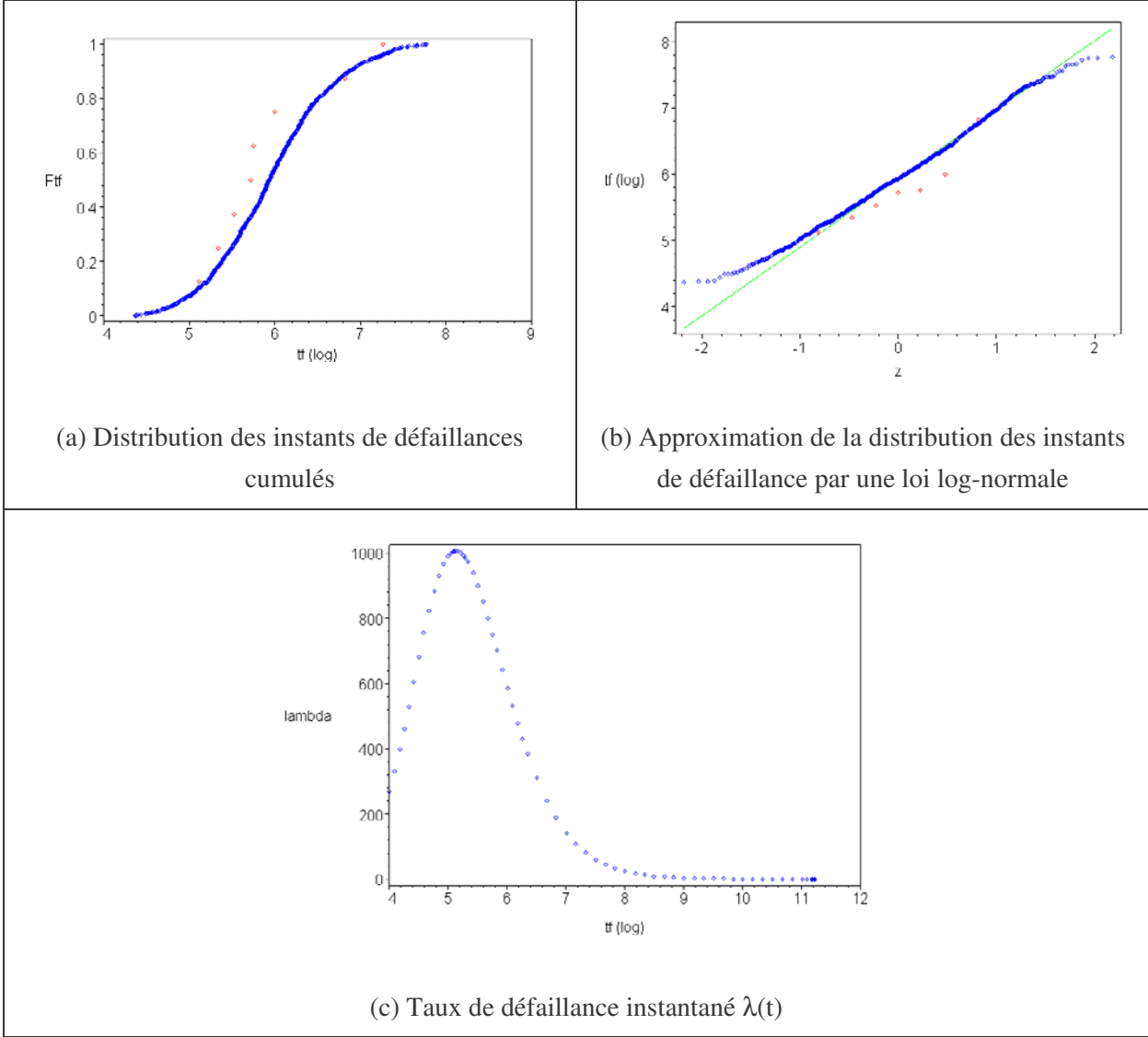


Figure III-6 : Distribution des instants de défaillance et du taux de défaillance instantané

### III. Etude de la robustesse de la méthode

#### III.1. Validation de la méthode : approche analytique

##### III.1.a. Bases théoriques

Cette partie a pour but de montrer l'influence du biais, s'il existe, pouvant être commis par l'utilisation de la méthode de Monte-Carlo dans notre méthodologie. Pour cela, on remplace la partie correspondant au tirage des variables aléatoires, notées ici A et  $\Delta M$ , et prenant pour valeurs respectivement a et  $\Delta m$ , par un calcul analytique basé sur les distributions, et déterminées expérimentalement.

Dans un premier temps, nous allons donc présenter les lois de distribution à choisir par l'utilisateur. Elles sont au nombre de trois : la loi normale, la loi log-normale et la loi de Weibull. Nous rappellerons, pour chacune d'elles, la densité de probabilité ainsi que la loi de répartition dans le *Tableau III-4*.

	Densité de probabilité	Loi de répartition
Loi normale	$n_X(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}}$	$N_X(x) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{x-x_0}{\sigma\sqrt{2}} \right) \right]$
Loi log-normale	$g_Y(y) = \frac{1}{s\sqrt{2\pi}} \frac{1}{y} e^{-\frac{(\ln y - \ln y_0)^2}{2s^2}}$	$G_Y(y) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{\ln y - \ln y_0}{s\sqrt{2}} \right) \right]$
Loi de Weibull	$w_Z(z) = \frac{\beta}{\alpha} \left( \frac{z}{\alpha} \right)^{\beta-1} e^{-\left( \frac{z}{\alpha} \right)^\beta}$	$W_Z(z) = 1 - e^{-\left( \frac{z}{\alpha} \right)^\beta}$

**Tableau III-4 : Densités de probabilité et lois de répartition associées aux trois lois utilisées dans le cadre de notre étude**

Dans notre cas, et dans un souci de cohérence, nous choisirons les lois de distribution paramétrique utilisées dans l'exemple précédent. Ainsi les paramètres a et  $\Delta m$ , définis par l'équation E III-17, et servant de postulat de départ à notre calcul, seront donc distribués respectivement en tenant compte des conditions suivantes :

une loi log-normale, de densité de probabilité  $g_A(a)$  avec pour paramètres  $l_a$  et s

et une loi normale, de densité de probabilité  $n_{\Delta M}(\Delta m)$  à valeur moyenne nulle et écart-type  $\sigma$ .

$$m = \alpha \ln(a) + \beta + \Delta m \quad \text{E III-17}$$

Comme A et  $\Delta M$  sont deux variables aléatoires indépendantes, on peut écrire la densité de probabilité conjointe des variables aléatoires A et  $\Delta M$  sous la forme :

$$f_{A,\Delta M}(a, \Delta m) = g_A(a) \times n_{\Delta M}(\Delta m) \quad \text{E III-18}$$

Nous allons déterminer la densité de probabilité conjointe des variables aléatoires A et M, que nous appellerons  $f_{A,M}(a,m)$ . Par définition, on a :

$$\begin{pmatrix} a \\ \Delta m \end{pmatrix} \mapsto \begin{cases} a = a \\ m = \alpha \ln(a) + \beta + \Delta m \end{cases} \quad \text{E III-19}$$

Or ce système peut être écrit comme :

$$\begin{cases} a = a \\ m = \alpha \ln(a) + \beta + \Delta m \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} a = a \\ \Delta m = m - \alpha \ln(a) - \beta \end{cases} \quad \text{E III-20}$$

Utilisons ce dernier système pour un changement de variable et en calculant l'opérateur Jacobien inverse, donné par :

$$J^{-1} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{\alpha}{a} & 1 \end{vmatrix} = 1 \quad \text{E III-21}$$

On peut alors écrire :

$$f_{A,M}(a, m) = g_A(a) \times n_M(m - \alpha \ln a - \beta) \quad \text{E III-22}$$

En remarquant que :

$$n_M(m - \alpha \ln(a) - \beta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(m - \alpha \ln(a) - \beta)^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln(a^\alpha) - m + \beta)^2}{2\sigma^2}} \quad \text{E III-23}$$

on peut reconnaître la forme d'une densité de probabilité log-normale qui prendrait comme variable aléatoire  $A^\alpha$ , et comme paramètres  $(\beta - m, \sigma)$ , et ce à  $1/a^\alpha$  près.

On obtient :

$$n_M(m - \alpha \ln a - \beta) = a^\alpha g_{A^\alpha}(a^\alpha) \quad \text{E III-24}$$

et on peut alors écrire la densité de probabilité conjointe  $f_{A,M}(a,m)$  uniquement en fonction de la variable aléatoire A sous la forme :

$$f_{A,M}(a, m) = a^\alpha \times g_A(a) \times g_{A^\alpha}(a^\alpha) \quad \text{E III-25}$$

Les probabilités marginales de chacune des 2 variables A et M s'écrivent alors respectivement :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_A(a) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{A,M}(a, m) dm \\ f_M(m) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{A,M}(a, m) da \end{array} \right. \quad \text{E III-26}$$

soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_A(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{e^{-\frac{(\ln(a)-\ln(l_a))}{2s^2}}}{as} = g_A(a) \\ f_M(m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{e^{-\frac{(m-\alpha\ln(l_a)-\beta)^2}{2(\sqrt{\sigma^2+\alpha^2s^2})^2}}}{\sqrt{\sigma^2+\alpha^2s^2}} = n_M(m) \end{array} \right. \quad \text{E III-27}$$

avec  $n_M(m)$  qui prend pour paramètres  $(\alpha\ln(l_a) + \beta, \sqrt{\sigma^2 + \alpha^2s^2})$ .

Il est important de noter que les paramètres relatifs aux densités de probabilité marginales, explicitées en E III-27, seront affectés d'un *tilde* contrairement aux paramètres des densités de probabilité  $g_A(a)$  et  $n_{\Delta M}(\Delta m)$  présentées précédemment. On a alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{l}_a = l_a, \tilde{s} = s \text{ sur } f_A(a) \\ \tilde{\mu}_m = \alpha\ln(l_a) + \beta, \tilde{\sigma}_m^2 = \sigma^2 + \alpha^2s^2 \text{ sur } f_M(m) \end{array} \right. \quad \text{E III-28}$$

On pose alors le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} l_a = \tilde{l}_a \\ s = \tilde{s} \\ \sigma^2 = \tilde{\sigma}_m^2 - \alpha^2\tilde{s}^2 \\ \alpha\ln(\tilde{l}_a) + \beta = \tilde{\mu}_m \end{array} \right. \quad \text{E III-29}$$

Or, les paramètres  $l_a$  et  $s$  sont fixés par la densité de probabilité de  $a$ , elle-même calculée à partir de données expérimentales. De la même façon, la densité de probabilité de  $\Delta m$  permet d'obtenir  $\sigma$ . Les paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  sont déduits de la loi de corrélation entre  $a$  et  $m$  donnée en E III-17 qui est calculée à partir des mêmes données expérimentales.

Ainsi, il ne reste plus qu'à déduire  $\tilde{\mu}_m$  et  $\tilde{\sigma}_m$  à partir de ces données. On peut remarquer que la valeur de  $\tilde{\mu}_m$  peut être également calculée directement en faisant la moyenne des  $m$ .

Rappelons que nous cherchons à calculer maintenant la loi de répartition des instants de défaillance ( $t_{eol}$ ). Pour cela, nous posons sa définition au travers de la relation E III-30 et la densité de probabilité conjointe de  $a$  et de  $m$ ,  $f_{A,M}(a, m)$ , donnée en E III-22 et E III-25 est rappelée dans la relation E III-31.

$$t_{\text{eol}} = \left( \frac{k}{a} \right)^{1/m} \quad \text{E III-30}$$

$$f_{A,M}(a, m) = g_A(a) \times n_M(m - \alpha \ln(a) - \beta) = a^\alpha \times g_A(a) \times g_{A^\alpha}(a^\alpha) \quad \text{E III-31}$$

L'approche menée ici est identique à celle utilisée pour le calcul de  $f_{A,M}(a,m)$ , à savoir l'application d'un changement de variable. On écrit alors le nouveau système de coordonnées comme suit :

$$\begin{pmatrix} a \\ m \end{pmatrix} \mapsto \begin{cases} t_{\text{eol}-\ln} = \frac{1}{m} \ln \left( \frac{k}{a} \right) \\ m = m \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} a = k e^{-mt_{\text{eol}-\ln}} \\ m = m \end{cases} \quad \text{E III-32}$$

et on calcule l'opérateur Jacobien inverse :

$$J^{-1} = \begin{vmatrix} -mke^{-mt_{\text{eol}-\ln}} & -t_{\text{eol}-\ln} ke^{-mt_{\text{eol}-\ln}} \\ 0 & 1 \end{vmatrix} = -mke^{-mt_{\text{eol}-\ln}} \quad \text{E III-33}$$

On peut alors écrire la distribution des instants de défaillance sous la forme suivante :

$$f_{T_{\text{eol}},M}(t_{\text{eol}}, m) = |m| ke^{-mt_{\text{eol}-\ln}} g_{T_{\text{eol}}}(ke^{-mt_{\text{eol}-\ln}}) n_M(m) \quad \text{E III-34}$$

avec :

$$\begin{cases} g_{T_{\text{eol}}}(ke^{-mt_{\text{eol}-\ln}}) \\ n_M(m) \end{cases} \text{ ayant respectivement comme paramètres : } \begin{cases} I_a, S \\ -\alpha \ln(ke^{-mt_{\text{eol}-\ln}}) + \beta, \sigma \end{cases} \quad \text{E III-35}$$

Ainsi, on peut obtenir la fonction de répartition des  $t_{\text{eol}}$ ,  $F(t_{\text{eol}})$  en intégrant l'équation E III-34 par rapport à la variable  $m$  sur l'ensemble de son domaine et par rapport à  $t_{\text{eol}}$  sur l'intervalle  $[0, t]$ , dans lequel  $t$  est le temps de fin de vie choisi.

### III.1.b. Application du calcul théorique

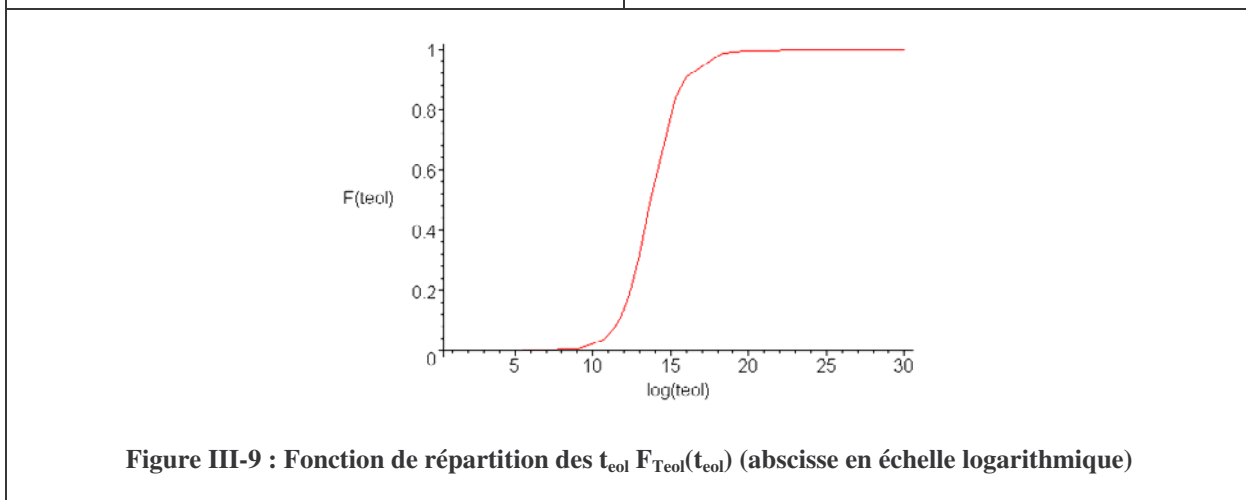
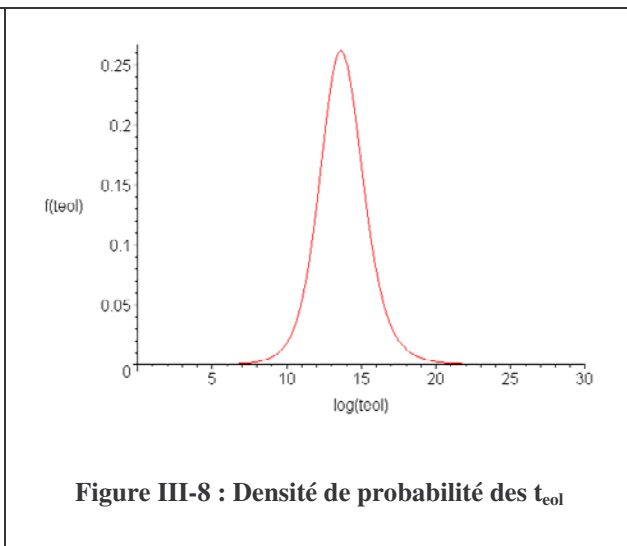
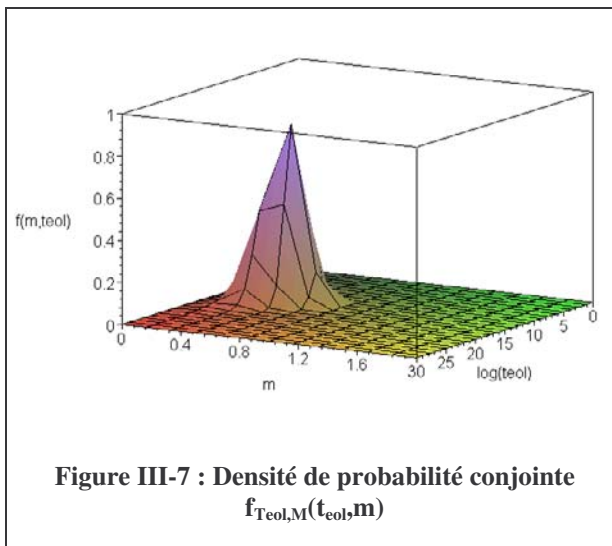
Ce calcul analytique a été appliqué aux 8 couples expérimentaux  $(a,m)$  déjà utilisés dans le paragraphe III-1 ; l'objectif de ce paragraphe étant de démontrer la validité de la méthode de Monte-Carlo utilisée dans notre méthodologie d'estimation de fiabilité.

Ayant déjà développé la démarche théorique dans le paragraphe précédent, nous ne présenterons ici que les principaux résultats liés à cette application sans en faire le détail. Dans un premier temps, nous allons rappeler les paramètres nécessaires à l'établissement de l'équation E III-17, ainsi que ceux définissant les distributions des paramètres  $\mathbf{a}$  et  $\Delta \mathbf{m}$  dans le tableau suivant.

Loi étudiée	Paramètres associés à cette loi
Loi de corrélation (a,m)	$\alpha = -0,0647$ $\beta = 0,2422$
Paramètres reliés à la distribution de 'a'	$I_a = 0,061$ $s = 1,679$
Paramètres reliés à la distribution de 'Δm'	$m_0 = 0$ $\sigma = 0,045$

**Tableau III-5 : Définition des paramètres nécessaires à l'analyse**

A partir de ces paramètres et suivant les étapes décrites dans le paragraphe précédent, on définit la densité de probabilité conjointe des variables aléatoires  $T_{\text{eol}}$  et  $M$ ,  $f_{T_{\text{eol}},M}(t_{\text{eol}},m)$ . Cette fonction est présentée en *Figure III-7*. Puis, la densité de probabilité des instants de défaillance ( $t_{\text{eol}}$ ) et leurs fonctions de répartition sont respectivement représentées en *Figure III-8* et *Figure III-9*.



Enfin, on calcule le taux de défaillance à 20 ans,  $\lambda_{20}$ , en considérant la relation suivante :

$$\lambda_{20} = \frac{F_{T_{\text{eol}}}(t = 20\text{ans})}{t(1 - F(t))} \times 10^9$$

**E III-36**

Méthode de calcul	Monte-Carlo	Calcul analytique
$\lambda_{20}$ en FITs	930	990
$\lambda_{20}$ désaccélééré en FITs (AF = 8)	<b>116</b>	<b>124</b>

**Tableau III-6 : Comparaison des résultats obtenus par calcul analytique à ceux obtenus précédemment par la méthode de Monte-Carlo considérant un tirage de 1024 points**

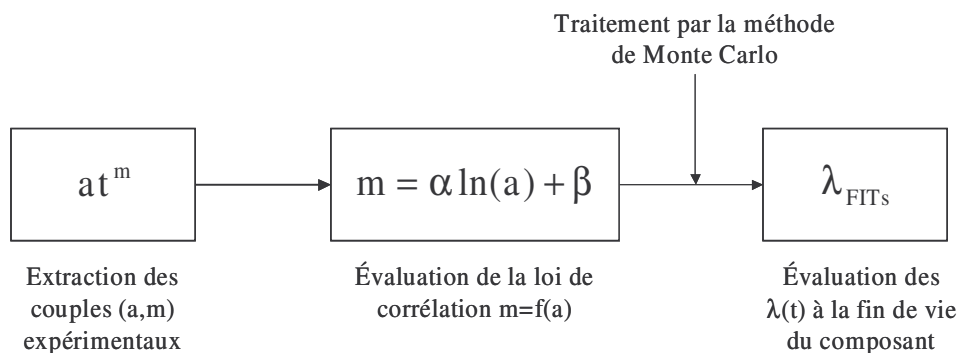
La valeur  $\lambda_{20}$  ainsi obtenue est comparée à celui obtenu précédemment par la méthode de Monte-Carlo dans le *Tableau III-6*. La différence entre les deux méthodes est d'environ 5% au maximum, sachant que la méthode analytique demande une implication de l'opérateur beaucoup plus importante, car les intégrations à réaliser ne sont pas triviales et nécessitent des simplifications et autres changements de variable, sans compter l'optimisation des domaines d'intégration.

Dans le cadre d'études plus systématiques voire à automatiser (implémentation dans le cadre d'un processus de qualification), la présence de Monte-Carlo dans la méthodologie sera donc fortement conseillée.

## III.2. Analyse de la robustesse des tirages statistiques

### III.2.a. Impact d'un biais sur la loi de corrélation

Le synoptique complet de la méthodologie peut se présenter, sous une forme très simplifiée, comme schématisé en *Figure III-10*. Or cette figure montre que les couples (a,m) expérimentaux représentent l'unique entrée de notre synoptique. Aussi, aucune des étapes fondamentales ne peut minimiser une erreur qui serait commise sur l'extraction des ces couples. Donc, une erreur sur le premier élément de la chaîne entraîne obligatoirement une cascade d'erreur sur les autres éléments. Le but de ce paragraphe est donc focalisé sur l'évaluation de l'impact de l'erreur commise sur ce premier élément de la chaîne par l'utilisateur. On va s'attacher à analyser l'ajustement des courbes expérimentales par les lois en  $at^m$ , sur le dernier, qui correspond au calcul de  $\lambda(t)$  pour un temps équivalent à la durée de vie estimée (ou souhaitée) du composant.



**Figure III-10 : Chaîne de traitement simplifiée**

Dans un premier temps, nous allons :

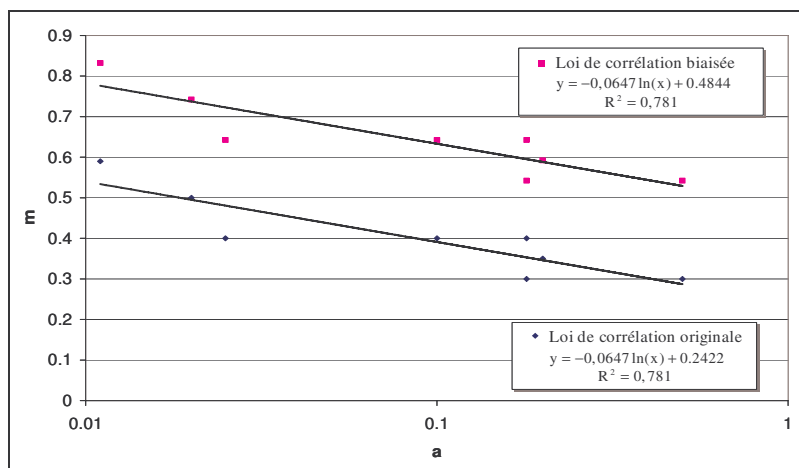
- (i) évaluer l'impact du biais sur la loi de corrélation par rapport au résultat de la simulation,
- (ii) quantifier l'erreur sur l'extraction des couples  $(\mathbf{a}, \mathbf{m})$  expérimentaux correspondant à ce même biais,
- (iii) faire le parallèle entre cette erreur et le résultat en FITs obtenu en fin de chaîne de traitement.

Pour la première étape, à savoir la prise en compte d'un biais sur la loi de corrélation  $m = f(a)$ , la modification de la fonction  $f$  a été réalisée au travers d'une modification des couples  $(a, m)$  expérimentaux. Trois types de modification ont été successivement réalisés :

- une modification directe sur la valeur de  $\mathbf{m}$  par l'ajout d'un biais représenté par une constante ( $\delta$ ), quelle que soit la valeur  $\mathbf{m}$ . Cette erreur induite, généralement peu probable, a pour avantage de ne faire varier que l'ordonnée à l'origine de la corrélation, entraînant une décorrélation entre les modifications de  $\alpha$  et celles de  $\beta$ .
- à nouveau, une modification directe de la valeur de  $\mathbf{m}$ , mais cette fois le biais  $P_m$  correspond à un pourcentage de  $\mathbf{m}$ . Cette modification de  $\mathbf{m}$  induit alors à la fois un changement du coefficient directeur  $\alpha$  de la corrélation et de son ordonnée à l'origine  $\beta$ .
- une modification de l'erreur  $\Delta \mathbf{m}$ , commise sur le calcul de la valeur de  $\mathbf{m}$  lorsque celle-ci est calculée à partir de la loi de corrélation et non obtenue expérimentalement. Cette modification se traduit par l'ajout d'une valeur  $\delta m$ , correspondant soit à un pourcentage de la valeur de  $\Delta \mathbf{m}$ , soit à une constante quelle que soit la valeur de  $\Delta \mathbf{m}$ .

*$\alpha$  - Première étude : introduction d'une erreur de type « constante »*

La première technique consiste à induire un biais sur la loi de corrélation en rajoutant une quantité  $\delta$  à cette loi, comme le montre l'équation E III-37. Or cette quantité  $\delta$  étant constante, l'équation E III-37 peut alors se ramener à l'équation E III-38 où cette quantité rajoutée est intégrée à l'ordonnée à l'origine  $\beta$ , exprimant ici le fait que ce biais va se présenter sous la forme d'une translation de la courbe de corrélation suivant l'axe des  $m$  (Figure III-11).



**Figure III-11 : Lois de corrélation originale et biaisée par introduction d'une erreur constante**



$$m = \alpha \ln(a) + \beta + \Delta m + \delta$$

E III-37

$$m = \alpha \ln(a) + \beta' + \Delta m$$

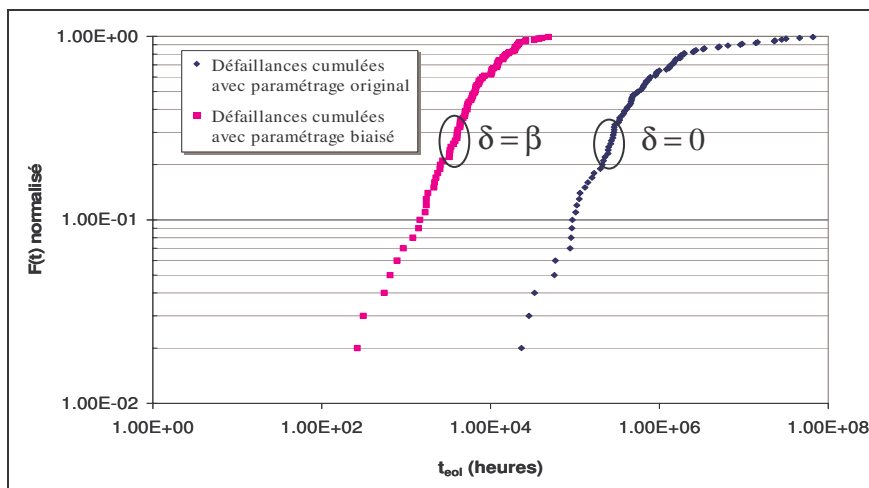
E III-38

Les résultats d'une telle modification sur la simulation sont résumés dans le *Tableau III-7*, permettant ainsi de comparer les taux de défaillance à 20 ans et les lois de distribution des variables **a** et **Δm**, pour le cas où  $\delta = 0$  et  $\delta = \beta$ . Le fait qu'aucune modification n'apparaisse sur ces lois de distribution était prévisible. En effet, on voit sur l'équation E III-38 que les variables subissant le tirage aléatoire ne sont pas impactées par la modification dans la loi de corrélation, et de ce fait, la chaîne de traitement ne devrait, à priori, en subir aucune conséquence.

Amplitude de l'erreur ajoutée	Paramètres de définition des lois de distribution des variables a et Δm	
	Loi a	Loi Δm
$\delta = 0$	m = 0,0607 s = 1,679	$\mu = 0$ $\sigma = 0,0455$
$\delta = \beta$	m = 0,0607 s = 1,679	$\mu = 0$ $\sigma = 0,0455$

**Tableau III-7 : Comparaison des résultats de simulation pour  $\delta = 0$  et  $\delta = \beta$**

Cependant, on constate que des variations apparaissent lorsqu'on construit la distribution conjointe  $F_{a,m}$  et le calcul des instants de défaillance. Cela se justifie par le fait qu'il est nécessaire de reconstruire la distribution des **m** à partir des couples (**a,Δm**) créés par le tirage, en les ré-introduisant dans la formule E III-38. On peut ainsi observer cet écart entre les premiers instants de défaillance entre les deux simulations sur la *Figure III-12*, représentant le taux de défaillances cumulées en fonction du temps.



Amplitude de l'erreur ajoutée	$\delta = 0$	$\delta = \beta$
Taux de défaillance à 20 ans en FITs (Facteur d'accélération AF = 8)	980 (122)	14900 (1860)

**Figure III-12 : Taux de défaillances cumulées en fonction du temps F(t) pour  $\delta = 0$  et  $\delta = \beta$**

L'effet d'une augmentation de l'ordonnée à l'origine  $\beta$ , dans la loi de corrélation, entraîne une apparition plus précoce des premiers instants de défaillance (deux décades par rapport aux  $t_{eol}$  de la loi de corrélation originale).

Cette première étude permet donc de quantifier l'impact d'une simple erreur sur le lissage de la loi de corrélation. Cependant, l'erreur présentée ici semblant peu naturelle, d'autres types de biais ont dû être étudiés, qui pourraient être interprétés comme des erreurs de lecture ou la prise en compte d'une erreur commise sur l'évaluation du couple (a,m) de l'un des composants du lot étudié, faussant ainsi la totalité du lot de test.

Par conséquent, nous avons introduit deux types de biais supplémentaires :

- un premier dépendant du paramètre m,
- et un second dépendant de l'erreur entre la corrélation et chaque point expérimental.

*$\beta$  – Deuxième étude : introduction d'une erreur dépendante de m*

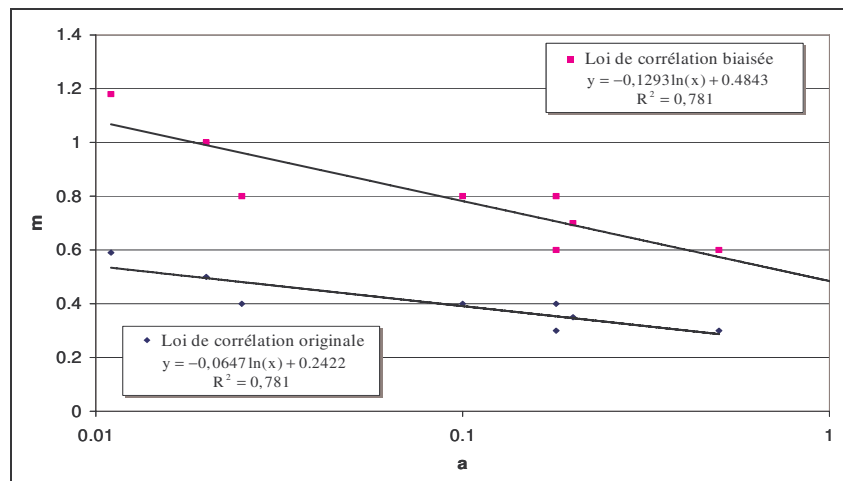
Cette seconde étude s'appuie sur une démarche identique à la précédente, à savoir l'addition d'une quantité  $\delta$  à la valeur des m expérimentaux. La différence, ici, est dans la nature de  $\delta$ . Dans l'étude précédente, nous avons considéré  $\delta$  comme une constante quelle que soit la valeur de m ; dans le cas présent, le biais sera représenté comme un pourcentage P de la valeur de m auquel il est ajouté (équation E III-39). On obtient alors :

$$m = \alpha \ln(a) + \beta + \Delta m + P_m$$

**E III-39**

$$\text{avec } P_m = P \times m$$

On considère que le pourcentage P est constant quelle que soit la valeur de m. En ajoutant la quantité  $P_m$  dans l'équation de corrélation, la loi de corrélation originale est alors pondérée par la quantité  $1/P_m$ . Ainsi de nouvelles valeurs, notées  $\alpha'$  et  $\beta'$ , vont apparaître dans l'équation E III-40, mais également une valeur  $\Delta m'$ , modifiant ainsi les paramètres des distributions calculées dans la chaîne de traitement, comme présenté en *Figure III-13*.



**Figure III-13 : Lois de corrélation originale et biaisée par introduction d'une erreur dépendante de m**

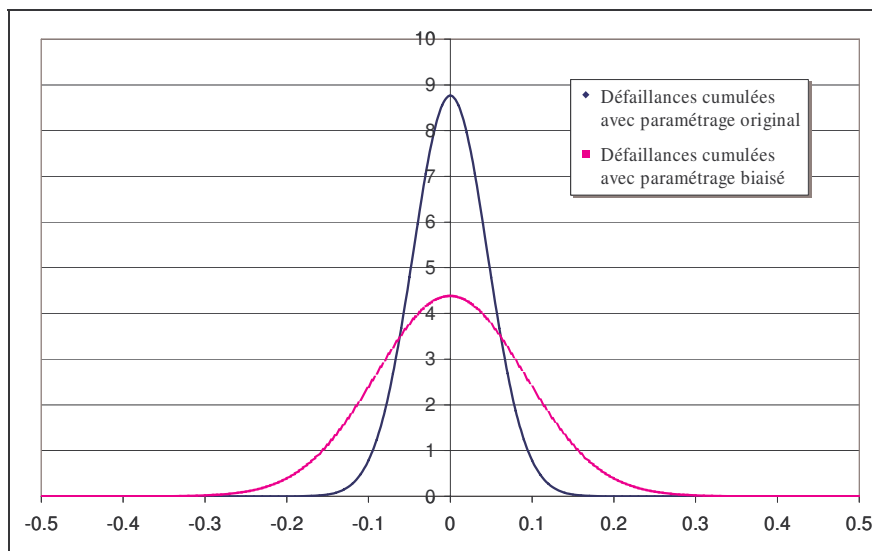
$$m = \alpha' \ln(a) + \beta' + \Delta m'$$

Les résultats de simulation liés à cette étude sont donnés dans le *Tableau III-8*, pour une valeur  $P_m$  de 100%. Ces résultats sont également comparés aux résultats de simulation obtenus pour les couples  $(a,m)$  originaux, c'est à dire non biaisés.

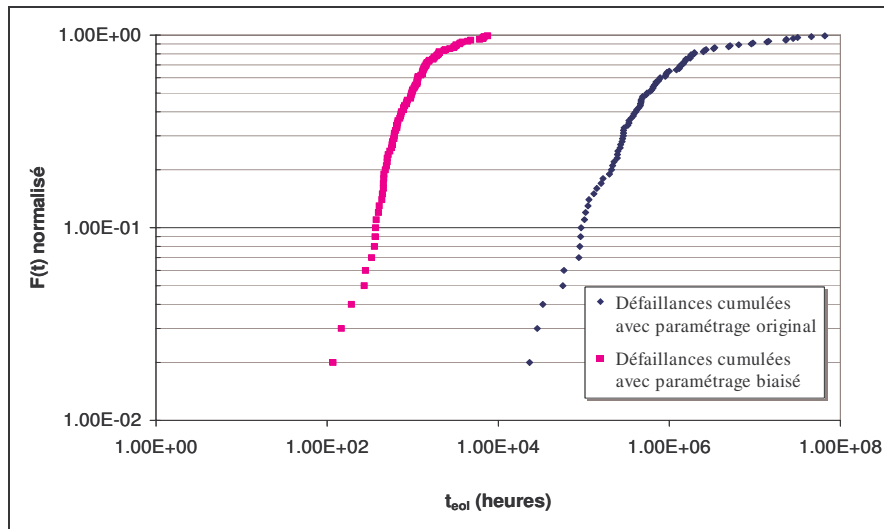
Amplitude de l'erreur ajoutée	Paramètres de définition des lois de distribution des variables a et $\Delta m$	
	Loi a	Loi $\Delta m$
P = 0	m = 0,0607 s = 1,679	$\mu = 0$ $\sigma = 0,0455$
P = 100 %	m = 0,0607 s = 1,679	$\mu = 0$ $\sigma = 0,0910$

**Tableau III-8 : Comparaison des résultats de simulation pour  $\delta m = 0$  et  $\delta m = m$**

Les taux de défaillance présentés dans ce tableau montrent une augmentation significative (une décade et demi), accompagnées d'une augmentation de l'écart type de l'erreur de corrélation, observable également sur la *Figure III-14*. Cette différence entre le taux de défaillance calculé à partir des couples  $(a,m)$  originaux et celui calculé à partir des couples biaisés et donc 5 fois supérieur à celle du cas précédent, où seul la valeur de  $\beta$  était modifiée. La *Figure III-15* met en lumière la distribution des taux de défaillances cumulées dans le cas des couples originaux et biaisés, et met en évidence une différence entre l'apparition des premiers instants de défaillance de plus de deux décades, résultat encore plus pessimistes que ceux mis en évidence lors de l'étude précédente.



**Figure III-14 : Lois de répartition des  $\Delta m$  pour les tirages des couples originaux et des couples biaisés**



Amplitude de l'erreur ajoutée	P = 0	P = 100 %
Taux de défaillance à 20 ans en FITs (Facteur d'accélération AF = 8)	980 (122)	56200 (7025)

Figure III-15 : Taux de défaillances cumulées en fonction du temps F(t)

Cette augmentation des écarts entre les simulations de couples biaisés et non-biaisés peut s'expliquer par la modification de paramètres supplémentaires dans l'équation de corrélation. Or dans ce cas précis, deux paramètres ont été modifiés en même temps. Une étude complémentaire est donc à présent nécessaire pour discriminer le paramètre le plus critique, responsable de cet écart.

*γ- Troisième étude : introduction d'une erreur dépendante de  $\Delta m$*

Dans cette partie, le biais introduit est directement en relation avec l'erreur sur la loi de corrélation entre a et m, et ce au travers d'une modification de  $\Delta m$ . L'équation E III-41 illustre cette modification, permettant ainsi d'isoler la variation de ce paramètre par rapport à l'étude précédente. Dans le cas que nous allons présenter ici, l'erreur  $\Delta m$  a été multipliée par 2. Comme le montre la *Figure III-16*, la loi de corrélation ainsi obtenue ne diffère de la loi initiale que par la valeur du coefficient de régression linéaire  $R^2$ .

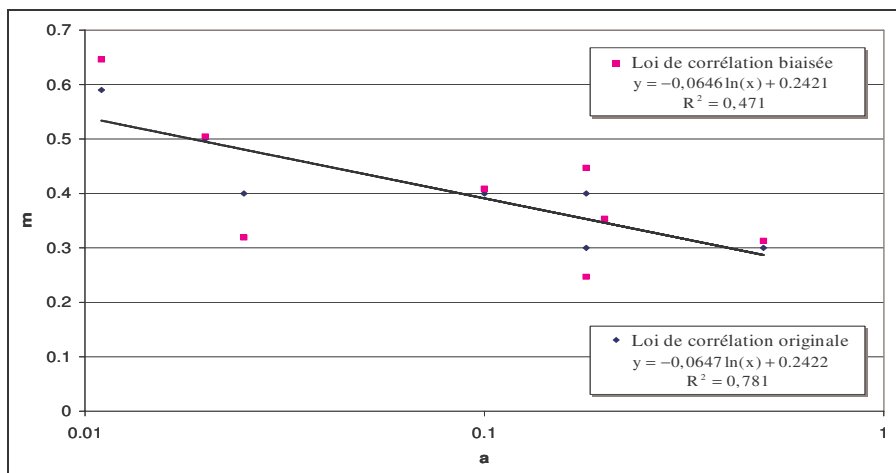


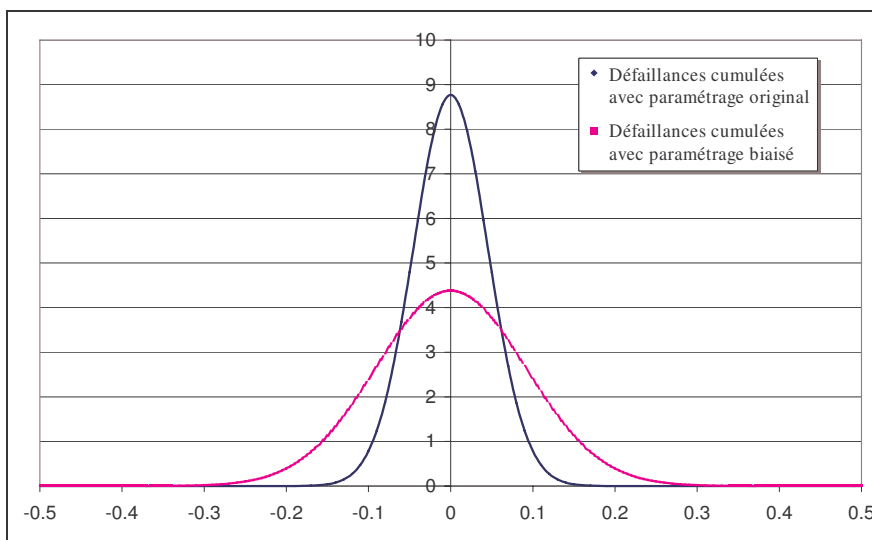
Figure III-16 : Lois de corrélation originale et biaisée par introduction d'une erreur constante :  $\Delta m' = 2 \times \Delta m$

$$m = \alpha \ln(a) + \beta + \Delta m'$$

Le *Tableau III-9* synthétise les résultats de simulation en terme de taux de défaillance ainsi que les paramètres de distribution des deux variables **a** et **Δm**. On remarque que les taux de défaillance, avec et sans biais sur l'erreur, sont du même ordre de grandeur malgré l'augmentation de l'écart type de l'erreur de corrélation, que l'on peut aussi observer sur la *Figure III-17*, représentant la densité de probabilité de présence des **Δm** dans l'intervalle [-0,5, +0,5].

Erreur ajoutée	Paramètres de définition des lois de distribution des variables a et Δm	
	Loi a	Loi Δm
$\Delta m' = \Delta m$	m = 0,0607 s = 1,679	$\mu = 0$ $\sigma = 0,0455$
$\Delta m' = 2 \times \Delta m$	m = 0,0607 s = 1,679	$\mu = 0$ $\sigma = 0,0911$

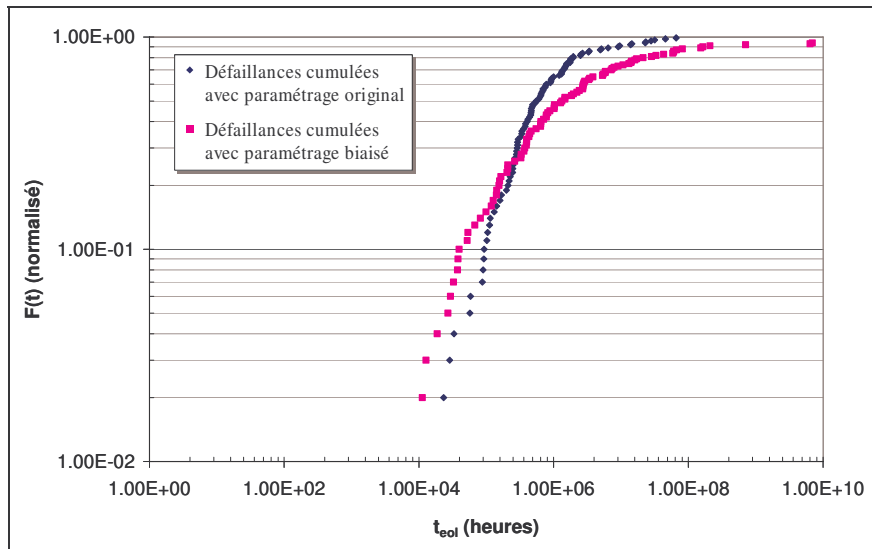
**Tableau III-9 : Comparaison des résultats de simulation pour  $\Delta m' = \Delta m$  et  $\Delta m' = 2 \times \Delta m$**



**Figure III-17 : Lois de répartition des  $\Delta m$  et  $\Delta m' = 2 \times \Delta m$**

De manière identique aux taux de défaillance, la *Figure III-18* donne une comparaison entre les taux de défaillances cumulées en fonction du temps, obtenue à partir des paramétrages original et biaisé, montrant que les premiers instants de défaillance sont du même ordre de grandeur.

Ainsi, on peut constater par cette étude qu'un biais, même important, sur l'erreur  $\Delta m$  de la loi de corrélation a peu d'influence sur les résultats de simulation. **Ce dernier résultat nous conforte dans le sens où nous venons de prouver que l'utilisation du paramètre  $\Delta m$  comme variable indépendante de a, pour réaliser un tirage double de Monte-Carlo, n'introduit pas d'erreur supplémentaire dans notre approche.**



Amplitude de l'erreur ajoutée	$\Delta m' = \Delta m$	$\Delta m' = 2 \times \Delta m$
Taux de défaillance à 20 ans en FITs (Facteur d'accélération $AF = 8$ )	980 (122)	920 (115)

Figure III-18 : Taux de défaillance cumulé en fonction du temps  $F(t)$  : comparaison des données expérimentales originales aux données ayant subi un biais sur la valeur de  $\Delta m$

### III.2.b. Synthèse

Par cette étude, nous avons cherché à déterminer l'impact d'un biais dans la loi de corrélation sur le déroulement de la simulation. Le but de cette démarche était de vérifier l'influence de l'erreur commise lors de la détermination de la loi de corrélation entre les deux paramètres  $a$  et  $m$ . Nous avons pu ainsi démontrer que :

- **un biais sur l'amplitude de l'erreur à la corrélation ( $\Delta m$ ) possède une influence négligeable sur les résultats de simulation.** Ce résultat nous conforte dans notre démarche. On peut donc remplacer la variable  $m$ , variable non-aléatoire car elle est corrélée à la variable  $a$ . Or nous ne pouvons pas appliquer, à cette variable, la méthode de Monte-Carlo dans le but de réaliser une distribution conjointe, par une variable aléatoire  $\Delta m$  issue de la dissociation de la partie de  $m$  entièrement corrélée à  $a$ , appelée  $\tilde{m}$ , et de l'erreur commise par rapport à la loi de corrélation.
- une erreur sur les paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  de la loi de corrélation lors de son établissement, a une influence significative sur le calcul du taux de défaillance  $\lambda(t)$  et sur les premiers instants d'apparition des défaillances. Une démarche optimisée et systématique de détermination de la loi de corrélation elle-même, ainsi qu'une démarche fiable d'extraction des couples  $(a,m)$  qui en sont à l'origine, restent donc indispensables à mettre en place.

Cette étude de robustesse n'est évidemment pas exhaustive. Elle ne prend en compte que les principaux biais d'une loi de corrélation donnée, mais pourrait être élargie notamment au choix d'un autre type de loi de corrélation (exponentielle ou autre). Cependant, elle permet de juger de la criticité des biais introduits dans l'étape initiale, étape fondamentale de notre chaîne de traitement.

### III.2.c. Optimisation de la loi de corrélation

Comme nous venons de le montrer, l'ajustement sur la loi de corrélation est une étape cruciale de cette méthodologie. Aussi, afin d'assurer un maximum de précision, nous allons évaluer la pertinence de différents estimateurs par rapport à la loi en puissance retenue pour déduire l'évolution de paramètres sur des faibles dérives de test. Trois estimateurs ont donc été étudiés :

- estimateur empirique,
- estimateur vrai des moindres carrés,
- estimateur du maximum de vraisemblance.

L'hypothèse principale pose que la cinétique des dégradations peut s'écrire sous la forme générale suivante :

$$d = at^m \quad \text{E III-42}$$

**d** : amplitude de la dégradation  
**t** : temps

Estimateur empirique :  $\ln d = \ln a + m \ln t$

Il s'agit ici de réaliser la régression linéaire, sur N points, de  $Y = \ln d$  en fonction de  $X = \ln t$ . On obtient alors le paramètre m à partir de la valeur de m estimé et noté  $\tilde{m}$  on considérant la démarche suivante :

$$\tilde{m} = \frac{\text{cov}_{XY}}{\text{var}_X} = \frac{\sum_1^N (\ln d_i - \bar{Y})(\ln t_i - \bar{X})}{\sum_1^N (\ln t_i - \bar{X})^2} \quad \text{E III-43}$$

$$\text{où } \bar{Y} = \frac{1}{N} \sum_1^N \ln d_i \text{ et } \bar{X} = \frac{1}{N} \sum_1^N \ln t_i$$

Le paramètre a s'obtient alors à partir de la relation :

$$\tilde{a} = e^{\bar{Y} - \tilde{m}\bar{X}} \quad \text{E III-44}$$

Les avantages de cet estimateur résident dans sa simplicité et sa facilité d'utilisation. Ces défauts résident dans le fait qu'il est biaisé par le changement de variable et qu'il peut être mis en défaut pour des valeurs négatives de d, soulignant une grande sensibilité au bruit.

Estimateur vrai des moindres carrés

Le but de cet estimateur est de minimiser la variance, exprimée par :

$$e = \sum (d_i - at_i^m)^2 \quad \text{E III-45}$$

On estime alors les valeurs  $\tilde{a}$  et  $\tilde{m}$  des variables  $a$  et  $m$ , à l'aide des équations E III-46 et E III-47 suivantes :

$$\tilde{a} = \frac{\sum_1^N d_i t_i^{\tilde{m}}}{\sum_1^N t_i^{2\tilde{m}}} \quad \text{E III-46}$$

$$\tilde{m} \left| \sum_1^N t_i^{2\tilde{m}} \sum d_i t_i^{\tilde{m}} \ln t_i - \sum d_i t_i^{\tilde{m}} \sum t_i^{2\tilde{m}} \ln t_i \right. = 0 \quad \text{E III-47}$$

Cette méthode a pour avantage notamment d'être très robuste vis à vis des valeurs négatives. Cependant, l'équation implicite pour  $m$  rend la méthode lente pour  $N$  grand et reste sensible à l'addition d'un fort bruit.

Estimateur du maximum de vraisemblance :

Cette méthode a pour propriété d'être insensible aux changements de variable, et d'avoir, pour estimateur de l'espérance mathématique de  $x$  ( $E\{x\}$ ), la valeur moyenne de  $x$  ( $\bar{x}$ ).

Dans ce cas, lorsqu'on pose  $X = \frac{d}{at_i^m}$ , on doit obtenir  $E\{X\}=1$ , soit :

$$\frac{1}{N} \sum_1^N \frac{d_i}{t_i^{\tilde{m}}} = \tilde{a} \quad \text{E III-48}$$

De même, en posant  $Y = \ln d - \ln a - m \ln t$ , cela entraîne que  $E\{Y\}=0$ , c'est à dire que la relation E III-49 correspond à une équation de vraisemblance permettant de déduire  $m$  connaissant  $a$ , à maximiser en résolvant E III-50.

$$\sum_1^N (\ln d_i - \tilde{m} \ln t_i) - N \ln \tilde{a} = \overline{\ln d_i} - \tilde{m} \overline{\ln t_i} - N \ln \left( \frac{1}{N} \sum_1^N \frac{d_i}{t_i^{\tilde{m}}} \right) \quad \text{E III-49}$$

$$\overline{\ln t_i} \sum_1^N \frac{d_i}{t_i^{\tilde{m}}} - \sum_1^N \frac{d_i \ln t_i}{t_i^{\tilde{m}}} = 0 \quad \text{E III-50}$$

Cette méthode présente l'avantage d'une grande robustesse vis à vis des valeurs négatives. Cependant plusieurs défauts essentiels apparaissent dans le fait qu'il s'agisse d'une équation implicite pour  $m$ , d'effectuer des hypothèses fortes sur la loi d'évolution et donc que l'estimateur considéré n'est pas un véritable estimateur au sens du maximum de vraisemblance.

Compte tenu du faible nombre de points  $N$  décrivant l'évolution expérimentale des paramètres étudiés sur nos composants et la simplicité d'utilisation de la méthode, **notre choix s'est donc finalement porté sur l'estimateur des moindres carrés.**



### III.2.d. Choix de la loi d'approximation des instants de défaillance

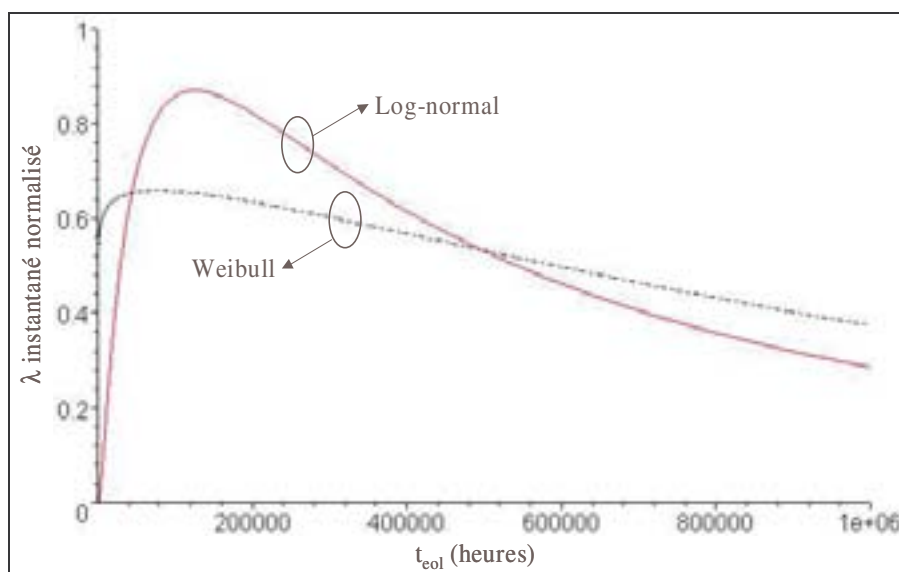
L'objectif ici est de reconstruire, de façon analytique, la distribution des taux de défaillance en fonction du temps. Le calcul réalisé à partir des  $t_{eol}$  obtenus grâce au tirage aléatoire et de la fonction de défaillances cumulées (Cf. équation E III-37) est ajusté à l'aide d'une fonction de répartition. Le choix de la nature de cette fonction (log-normale ou de Weibull), doit naturellement être utilisateur-dépendant. Cependant, la différence de comportement entre ces deux fonctions nécessite d'étudier l'impact de ce choix sur le résultat lors du calcul de taux de défaillance à un instant donné ; dans notre cas, à 20 ans.

Un test comparatif a donc été réalisé à partir des couples utilisés lors de la démonstration de la méthode par l'exemple proposé au paragraphe II-c. A plusieurs reprises, le taux de défaillance à 20 ans ( $\lambda_{20}$ ) a été calculé par les deux différentes fonctions, avec les couples virtuels (a,m) d'un seul et même tirage à chaque fois. Les résultats sont synthétisés dans le *Tableau III-10* au travers d'un exemple, ainsi que les paramètres associés aux lois de distributions choisies. La *Figure III-19* présente la comparaison de l'ajustement du taux de défaillance en considérant deux types de loi :

- la loi log-normale,
- la loi de Weibull.

Type de loi	Taux de défaillance accéléré (et désaccélééré) à 20 ans (en FITs)	Paramètres de définition des lois de distribution
Loi log-normale	965 FITs (120 FITs)	m = 866500 s = 1,39
Loi de Weibull	725 FITs (90 FITs)	$\alpha = 1307350$ $\beta = 1,053$

**Tableau III-10 : Choix de la loi d'ajustement de  $\lambda(t)$  : résultats de simulation et paramètres de définition des lois de distributions associés**



**Figure III-19 : Comparaison de l'ajustement de  $\lambda(t)$  par une loi log-normale et une loi de Weibull**

Concernant le résultat du calcul du taux de défaillance à 20 ans, le choix d'une loi de Weibull par rapport à une loi log-normale ne semble pas présenter une différence importante, puisque les résultats restent du même ordre de grandeur. Cependant, il est à noter que l'ajustement par une loi de Weibull sous-estime de manière systématique le  $\lambda_{20}$  par rapport à l'ajustement par une loi log-normale.

Dans un souci de cohérence, l'utilisateur devra choisir une loi d'ajustement et la conserver tout au long de la chaîne de traitement. **Notre choix se portera sur un ajustement en considérant la loi log-normale pour deux raisons principales :**

- le maximum de la loi est retardé par rapport à celui de Weibull. De ce fait, les premiers instants de défaillance ne sont pas rejetés à l'origine, comme dans le cas de la loi de Weibull, ce qui serait peu compatible avec la réalité physique dans notre cas.
- la majoration du résultat, par rapport à la loi de Weibull, entraîne un taux de défaillance, certes plus pessimiste à 20 ans, mais permettant d'assurer une borne supérieure utilisable en qualification.

## **IV. Applications - Etude de lois expérimentales de dégradation**

### **IV.1. Prévision mono-paramètre : variation du courant de polarisation**

Le paramètre  $I_{\text{Bias}}$  est l'un des paramètres le plus fréquemment utilisé, avec l'évolution de la puissance optique en fonction du courant, en terme de caractérisation du comportement d'une diode laser lors d'études de fiabilité [91]. L'intérêt porté à ce paramètre est lié au fait qu'il s'agisse d'un paramètre de premier ordre, puisque la polarisation directe d'un laser se fait en courant (parfaitement stabilisé), mais aussi à la technique de test en vieillissement employée. En effet, en vieillissement à puissance émise constante, dit APC (en opposition à ACC pour le test à courant constant), il présente l'avantage d'être facilement caractérisable au cours du test.

Partant de cette constatation, nous avons appliqué notre méthodologie à un lot spécifique de 20 diodes lasers DFB 1,55  $\mu\text{m}$ , issu des 30 composants utilisés précédemment, dans le but de reconstruire la distribution des instants de défaillance et d'effectuer une prévision du taux de défaillance à 15 ans (pour une application terrestre) en appliquant l'approche statistique proposée précédemment, notamment en tenant compte de deux contraintes majeures :

- la faible population de composants,
- les faibles dérives nécessitant obligatoirement une extrapolation.

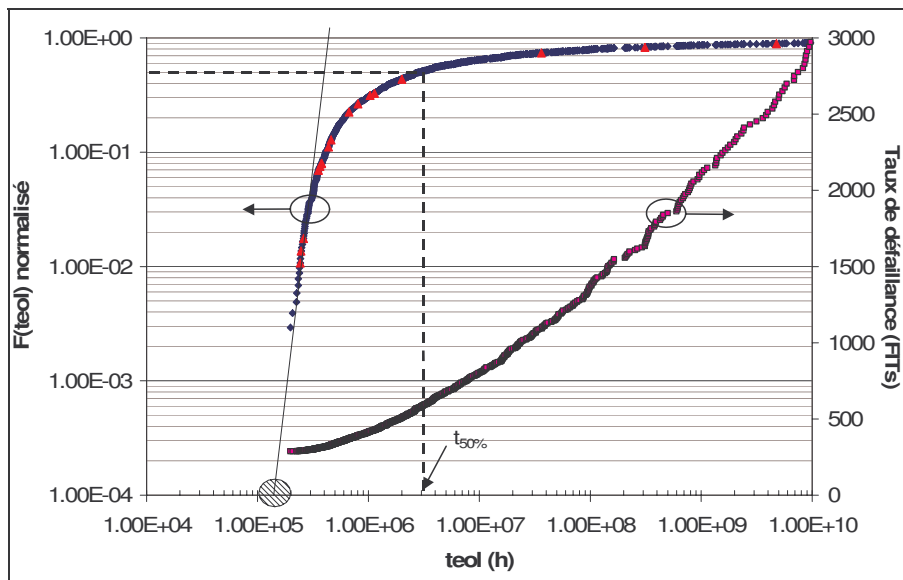
En effet, après 10000 heures de vieillissement sous 53°C – 110 mA (AF = 5) les résultats sont les suivants :

- 14 diodes lasers présentent des variations de courant d'alimentation inférieures à 2%

- 6 diodes lasers montrent des variations de  $I_{Bias}$  entre 2% et 10%.

Ces variations sont donc largement inférieures au critère de défaillance de 20% préconisé par les normes TELCORDIA GR-468 sur ce paramètre [92].

A partir des résultats de vieillissements ainsi obtenus, les variations sont modélisées par des courbes de tendance de type  $at^m$ . La détermination des couples  $(a,m)$  ainsi réalisée permet alors d'appliquer la méthodologie par tirage de Monte Carlo pour obtenir un renforcement statistique à partir de 1024 couples  $(a,m)$  virtuels dans un souci de diminution de l'erreur globale sur le taux de défaillance ainsi extrapolée en conditions opérationnelles. Le taux de défaillances cumulées en fonction du temps est présenté en *Figure III-20*, permettant de déterminer le premier instant de défaillance autour de 130000 heures de fonctionnement –ce qui représente 14,8 ans de fonctionnement. Le taux de défaillance à 15 ans, quant à lui, est estimé à 300 FITs. Ce taux de défaillance est inférieur à celui préconisé pour une utilisation en liaison de télécommunication numérique terrestre, à savoir 500 FITs [58].



**Figure III-20 : Distribution des taux de défaillance normalisée  $F(t)$  en fonction des instants de défaillance  $(t_{eol})$  extrapolés en considérant le renforcement statistique sur 1024 points (en noir) calculé à partir des 20 couples  $(a,m)$  expérimentaux (en gris)**

## IV.2. Prévision multi-paramètres

L'étude du paramètre  $I_{Bias}$  présente un défaut majeur. L'hypothèse majeure réside dans le fait que les mécanismes de dégradation observés, décrits par leur cinétique, à la fin du test seront les seuls qui apparaîtront lors d'un vieillissement non prématuré. Du fait des courtes durées de test et du faible nombre de composants, cette hypothèse doit être reconsidérée au travers d'une variation de plusieurs paramètres dont dépend le courant de polarisation  $I_{Bias}$  : le courant de seuil  $I_{th}$  et l'efficacité optique  $\alpha$ .

Rappelons que ces paramètres sont liés par l'équation E III-51. La variation de puissance élémentaire est donnée par l'équation E III-52. Le fait de travailler à puissance constante permet de

simplifier le calcul en écrivant l'équation E III-53, équation aux dérivées de  $I_{\text{Bias}}$ , en fonction de  $I_{\text{th}}$  (courant de seuil) et  $\alpha$  (efficacité optique).

$$P_{\text{opt}} = \alpha(I_{\text{Bias}} - I_{\text{th}}) \quad \text{E III-51}$$

$$dP_{\text{opt}} = (I_{\text{Bias}} - I_{\text{th}})d\alpha - \alpha dI_{\text{th}} + \alpha dI_{\text{Bias}} = 0 \quad \text{E III-52}$$

$$dI_{\text{Bias}} = -\frac{(I_{\text{Bias}} - I_{\text{th}})}{\alpha}d\alpha + dI_{\text{th}} \quad \text{E III-53}$$

Les variations relatives, plus adaptées aux données expérimentales, sont calculées en E III-54, et peuvent être simplifiées (Cf. E III-55). Les coefficients  $K_1$  et  $K_2$  sont directement déterminés par identification entre les équations E III-54 et E III-55. On remarque alors que ces coefficients sont tels que  $K_1 + K_2 = 1$  avec  $K_1 - K_2$  (si le composant est polarisé bien au-dessus du seuil).

$$\frac{\Delta I_{\text{Bias}}}{I_{\text{Bias0}}} = -\left(\frac{I_{\text{Bias0}} - I_{\text{th0}}}{I_{\text{Bias0}}}\right)\frac{\Delta\alpha}{\alpha} + \left(\frac{I_{\text{th0}}}{I_{\text{Bias0}}}\right)\frac{\Delta I_{\text{th}}}{I_{\text{th0}}} \quad \text{E III-54}$$

$$\frac{\Delta I_{\text{Bias}}}{I_{\text{Bias0}}} = -K_1\frac{\Delta\alpha}{\alpha} + K_2\frac{\Delta I_{\text{th}}}{I_{\text{th0}}} \quad \text{E III-55}$$

L'extrapolation des variations de  $I_{\text{Bias}}$  obtenues sur les composants utilisés dans cette étude, permettent d'évaluer les coefficients  $K_1$  et  $K_2$  respectivement à 0,75 et 0,25 vérifiant bien la condition  $K_1 - K_2$ . L'influence des variations de  $\alpha$  et  $I_{\text{th}}$  au travers des variations de  $I_{\text{Bias}}$  a été étudiée sur les six composants les plus dégradés afin de distinguer le comportement de chaque paramètre. Deux types de dégradation ont été mis en évidence :

- **Cas n°1** : la première, apparaissant sur trois lasers, présente une augmentation rapide de  $I_{\text{Bias}}$  associée à une augmentation de  $I_{\text{th}}$  conjointement à une chute de  $\alpha$ .
- **Cas n°2** : le second mode de dégradation, observé sur les 3 composants restants, présente une augmentation graduelle du  $I_{\text{Bias}}$  uniquement associée à une augmentation significative de  $I_{\text{th}}$ .

Les variations de  $\alpha$  et  $I_{\text{th}}$  pour les cas 1 et cas 2 sont présentées respectivement en *Figure III-21* et *Figure III-22*. De manière générale, le chapitre 2 permet de relier ces deux cas à deux grands types de dégradation largement explicités dans la bibliographie sur le sujet :

- le **cas n°1** correspond à une augmentation du taux de recombinaisons non-radiatives dans la zone active, associée à une augmentation des pertes internes au sein de la cavité (augmentation de l'absorption des photons).
- le **cas n°2** peut être associé à une unique augmentation du taux de recombinaisons non-radiatives.

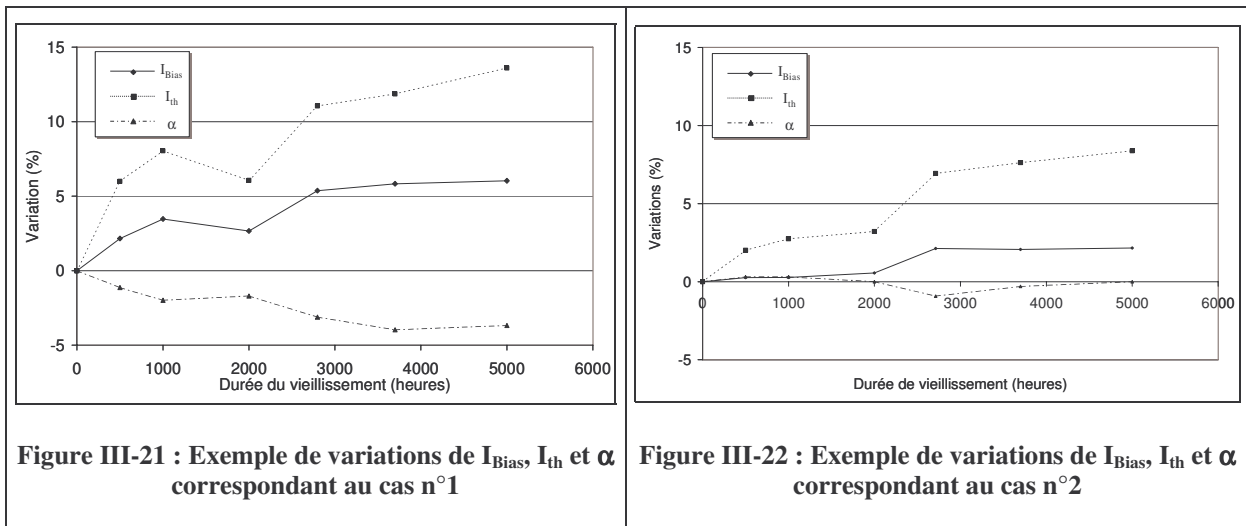


Figure III-21 : Exemple de variations de  $I_{Bias}$ ,  $I_{th}$  et  $\alpha$  correspondant au cas n°1

Figure III-22 : Exemple de variations de  $I_{Bias}$ ,  $I_{th}$  et  $\alpha$  correspondant au cas n°2

Pour chaque cas, les fonctions de défaillances cumulées ont été construites à partir des données statistiques sur  $I_{Bias}$  (Cf. Figure III-23). Une extrapolation est alors réalisée sur le tirage de type log-normal afin de déterminer les premiers instants de défaillance. Sur la Figure III-23, ces extrapolations sont représentées en trait plein pour le cas n°1 et en traits pointillés pour le cas n°2. Ainsi, dans le cas n°1, les premiers instants de défaillance sont extrapolés autour de  $3 \cdot 10^4$  heures comparées à  $1,5 \cdot 10^5$  heures pour le second cas. Cet écart était prévisible compte tenu des différences significatives entre les variations de  $I_{Bias}$  pour les deux cas.

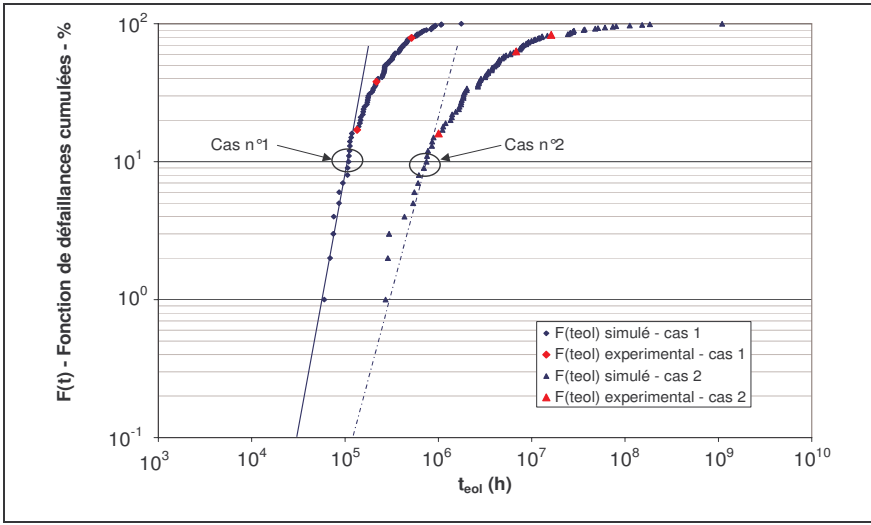
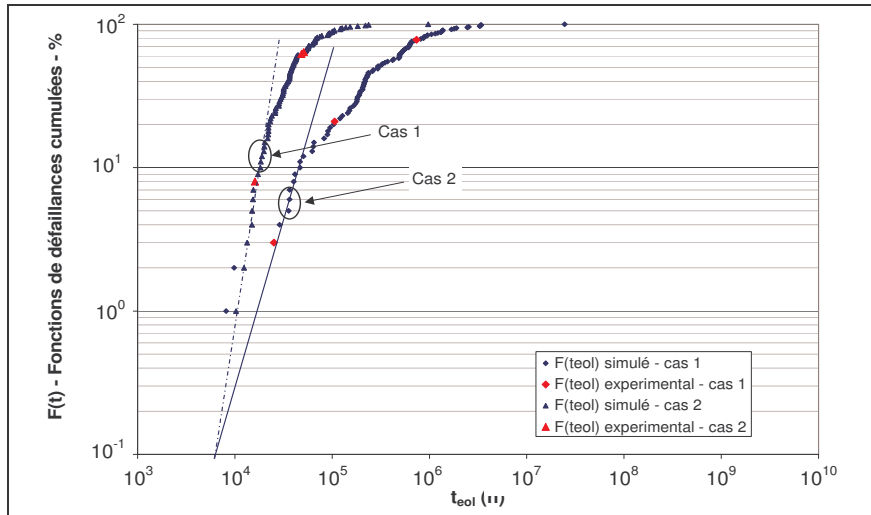


Figure III-23 : Reconstruction des distributions de taux de défaillances cumulées liées au paramètre  $I_{Bias}$

Cependant, l’observation des variations de  $I_{th}$  et  $\alpha$  montre que leur étude peut apporter des informations supplémentaires par rapport à l’étude mono-paramètre basée sur  $I_{Bias}$ , du fait de la différence entre les mécanismes de dégradation des cas 1 et 2.

La méthode de Monte-Carlo a donc été appliquée au paramètre  $I_{th}$ , en prenant pour critère de défaillance une variation de 20% comme l’impose la norme TELCORDIA [92]. Les résultats de ces simulations sont présentés en Figure III-24 sous la forme de deux fonctions de défaillances cumulées, liées au deux cas en présence.



**Figure III-24 : Fonction de défaillances cumulées liées au paramètre  $I_{th}$**

Ce dernier graphique met clairement en évidence que les premiers instants de défaillance obtenues apparaissent plus tôt (environ  $8 \cdot 10^3$  heures) que ceux obtenus dans le cas n°1, à partir de la fonction de défaillances cumulées de  $I_{Bias}$ . En revanche, une différence évidente apparaît dans le cas n°2 liée au fait que les premiers instants extrapolés sont à peu près les mêmes que dans le cas n°1.

La différence entre les deux simulations est principalement liée à la distribution expérimentale des paramètres avant vieillissement et au poids de la constante  $K_2$ , comme exprimé dans l'équation E III-55. L'impact des variations de  $\alpha$  est quantifiable en considérant la différence des premiers instants de défaillances des cas n°1 et cas n°2, calculés pour le paramètre  $I_{Bias}$  (Figure III-23).

En fait, le comportement observé dans le cas n°2 est considéré comme étant précurseur de la dégradation décrite dans le cas n°1. En effet, la bibliographie a montré qu'une augmentation assez importante des recombinaisons non-radiatives dans la zone active peut entraîner un endommagement de l'efficacité optique au travers d'une absorption importante des photons [93]. Une attention particulière doit donc être portée sur le fait que l'extrapolation des données du cas n°2, obtenues par simulation du paramètre  $I_{Bias}$ , peut conduire à des résultats optimistes considérant simplement les décalages des  $t_{eol}$ , et la possibilité d'une augmentation du paramètre  $a$  dans l'équation E II-18, définissant le calcul des instants de défaillance en fonction des couples  $(a,m)$  et du critère de défaillance.

Cette augmentation, due à une dégradation soudaine de l'efficacité optique reste très difficile à mettre en évidence durant des tests en vieillissement de courte durée. Il est donc nécessaire, lorsqu'on analyse le paramètre  $I_{Bias}$ , d'étudier de manière complémentaire les paramètres  $I_{th}$  et  $\alpha$ . En effet, nous avons montré que les premiers instants de défaillance obtenus par l'étude de  $I_{Bias}$  étaient surestimés par rapport à ceux issus de l'étude de  $I_{th}$ . Ainsi, l'observation du comportement de  $I_{Bias}$  seul ne rend pas compte de l'avancement d'une dégradation de  $I_{th}$ , comme cela est montré par la Figure III-25, qui présente la comparaison des fonctions de défaillances cumulées de  $I_{Bias}$  et  $I_{th}$  uniquement dans le cadre du cas n°2 ; défaillances non liées à  $\alpha$ . **Or, le caractère optimiste des variations de  $I_{Bias}$  doit être pris en compte pour certaines applications  $I_{th}$ -dépendantes (fonctionnement en modulation directe par exemple).**

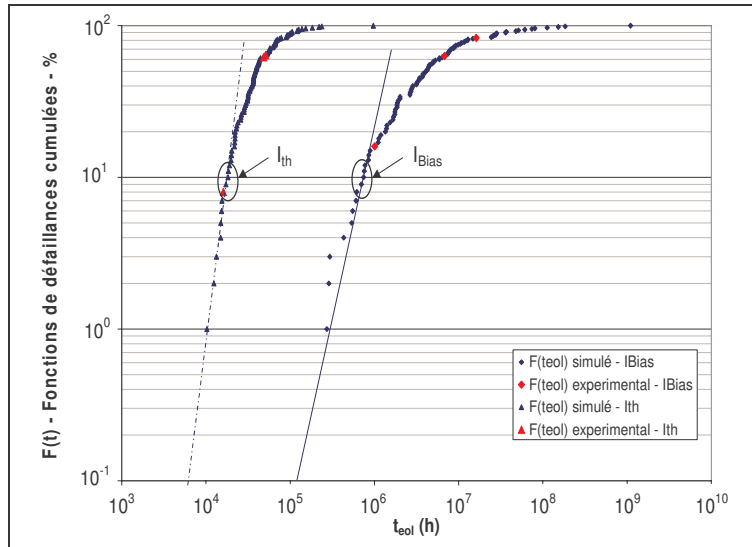


Figure III-25 : Comparaison des fonctions de défaillances cumulées liées au paramètre  $I_{Bias}$  et  $I_{th}$  dans le cadre du cas 2

Enfin, la pertinence de ce raisonnement est renforcée au travers de l'application de l'équation E III-55 (rappelée ci-dessous) aux  $t_{eol}$  obtenus lors des études des différents paramètres  $I_{Bias}$ ,  $I_{th}$  et  $\alpha$ . La Figure III-26 et la Figure III-27 présentent le résultat de cette vérification en comparant la distribution des instants de défaillances appliqués à chacun des membres de l'équation E III-55. Cette démarche est réalisable en considérant que les paramètres  $m$  de chaque variation sont très proches. Les écarts observables entre les fonctions de défaillances cumulées de  $I_{Bias}$  et celles obtenues par combinaison linéaire des fonctions liées à  $\alpha$  et  $I_{th}$ , sont principalement dues au fait que chaque  $F(t_{eol})$  de chaque paramètre est issu d'un tirage aléatoire différent, engendrant sa propre part d'erreur aléatoire.

$$\frac{\Delta I_{Bias}}{I_{Bias0}} = -K_1 \frac{\Delta \alpha}{\alpha} + K_2 \frac{\Delta I_{th}}{I_{th0}} \quad \text{E III-55}$$

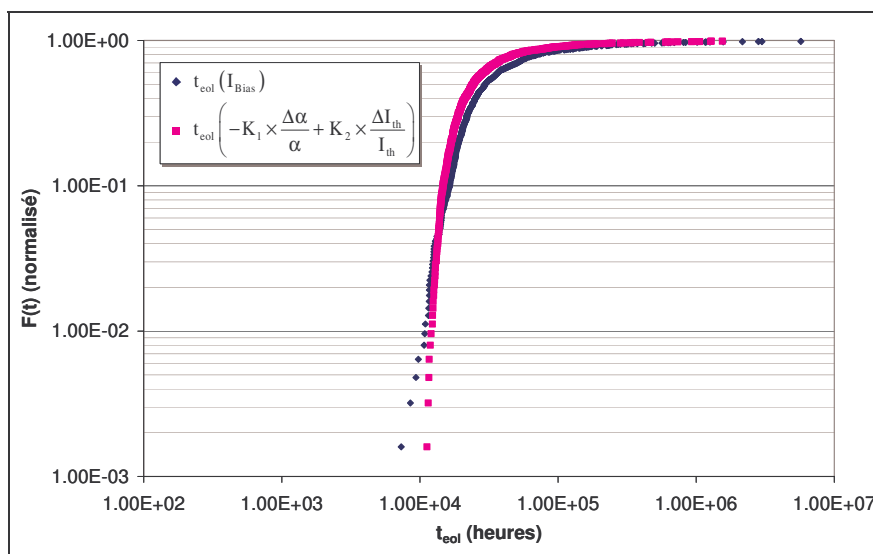


Figure III-26 : Comparaison entre le taux de défaillances cumulées de  $I_{Bias}$  et l'application linéaire des taux de défaillance de  $I_{th}$  et  $\alpha$  définissant  $I_{Bias}$  dans le cas 1

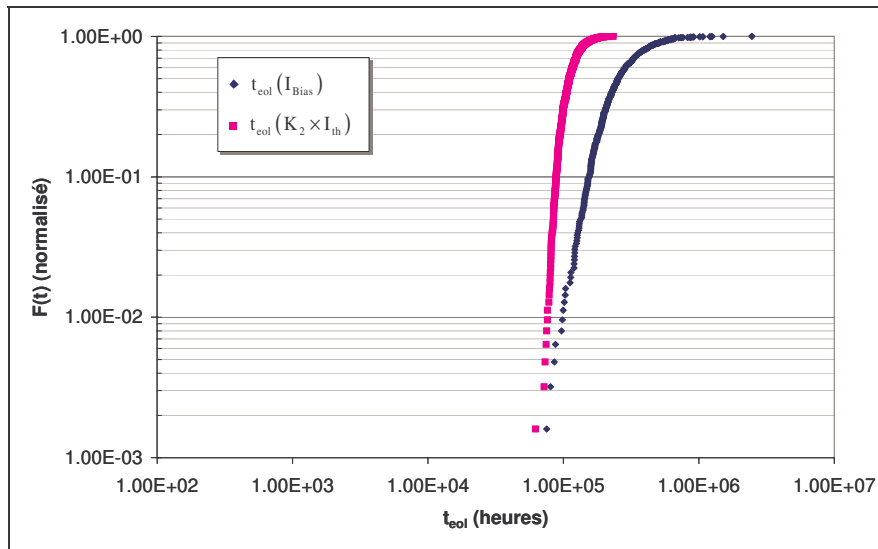


Figure III-27 : Comparaison entre le taux de défaillances cumulées de  $I_{Bias}$  et l'application linéaire des taux de défaillance de  $I_{th}$  définissant  $I_{Bias}$  dans le cas 2

### IV.3. Synthèse

Nous venons de démontrer la pertinence de l'analyse de paramètres complémentaires à  $I_{Bias}$  dans le cadre d'une étude de la fiabilité. En effet, l'étude de différents paramètres apporte une plus grande assurance dans l'extrapolation que la seule prise en compte du paramètre  $I_{Bias}$ , et permet d'évaluer la fiabilité du composant dans le cadre d'applications spécifiques. Nous avons, en particulier, utilisé l'exemple du paramètre  $I_{th}$ , dont une dégradation trop précoce pouvait poser problème dans une application nécessitant une modulation directe de la diode laser. Cependant, nous aurions pu envisager également une dégradation de la longueur d'onde du laser pour des applications WDM.

L'étude de la fiabilité à partir d'une approche multi-paramétrique permet de proposer un lien avec les mécanismes de dégradation. Nous avons pu ainsi distinguer deux types de comportement, notés **cas n°1** et **cas n°2**, au sein du lot de diodes laser  $1,55 \mu\text{m}$  de nouvelles générations, caractérisés par :

- Cas n°1 : **augmentation du courant de seuil laser  $I_{th}$** , liée à une augmentation du taux de recombinaisons non-radiatives, **et diminution de l'efficacité optique  $\alpha$** , engendrée par une augmentation des pertes internes,
- Cas n°2 : augmentation du courant de seuil  $I_{th}$  uniquement.

Rappelons que ces comportements, démontrés expérimentalement et rapportés de manière exhaustive dans la bibliographie sur des technologies similaires, montre que le cas n°1 est identifié comme étant la conséquence, à plus long terme du cas n°2.

De manière générale, un lot de composants sous test ne présente, que très rarement, une unique signature de défaillance. On met souvent en évidence un certain pourcentage de composants dont le comportement correspond au cas n°1 et un autre pourcentage représentatif du cas n°2. Ce lot montrera donc une évolution vers une uniformité, à plus ou moins long terme, relative aux dégradations du cas n°1. L'étude de la fiabilité de ce lot, au travers de l'analyse mono-paramétrique, conduira donc irrémédiablement à une prévision optimiste, comme l'indique en particulier la *Figure III-27*. L'étude



menée en considérant les dégradations de type cas n°1, basée sur une approche multi-paramètres, assure donc un intervalle de confiance, fournissant une *borne maximale* en terme de durée de vie de ce lot.

Il est aussi à noter que, dans le cadre d'une discrimination de signatures de défaillance, on pourrait également réaliser la démarche inverse et montrer à partir de quel moment les dégradations liées à  $\alpha$  sont susceptibles d'apparaître. Ainsi, l'étude statistique de la part de dégradations liées à  $\alpha$ , dans un lot de composants à étudier, permettrait d'assurer une plus grande pertinence à l'étude des instants de défaillances de ce lot.

Cependant, un point délicat reste la prise en compte des mécanismes de dégradation dans nos études de fiabilité, lorsque la loi utilisée pour ajuster les variations des paramètres étudiés, correspond à une loi empirique, ne permettant pas toujours de lisser un comportement physique expérimental. Pour accéder plus précisément à la physique des défaillances, il sera donc nécessaire d'utiliser une loi d'ajustement relative à la technologie propre du composant. Nous verrons donc dans la partie suivante les différents modèles utilisables pour extrapoler les variations du paramètre  $I_{th}$  permettant de proposer des perspectives à notre travail.

## **V. Perspective : vers les modèles physiques multi-composantes**

Comme nous l'avons précisé en introduction, la loi en  $at^m$  est une loi très utilisée dans le cadre de l'extrapolation de variations d'un paramètre choisi en fonction du temps, avec pour objectif de calculer des durées de vie. Ce fait est lié, en grande partie, à la simplicité d'extraction des paramètres  $(a,m)$  à partir d'outils appropriés, mais également parce qu'elle s'adapte simplement à un grand nombre de paramètres tels que  $I_{th}$  et  $I_{Bias}$ , l'efficacité optique ( $\alpha$ ) et à la longueur d'onde ( $\lambda_c$ ) [58], comme nous avons pu le démontrer au cours de ce chapitre.

Cependant cette dernière propriété, se présentant comme un avantage du point de vue de son application, pose le problème d'une absence de réalité physique. Ainsi, même si la bibliographie montre que la valeur du paramètre  $m$  est reliée du mode de dégradation [94], rien ne relie réellement la cinétique de dégradation au mécanisme de dégradation lui-même, puisque le paramètre  $a$  n'a pas véritablement de signification physique.

De nombreux travaux ont été réalisés dans le but d'identifier un modèle physique permettant de décrire les courbes de variations paramétriques en fonction du temps, et notamment dans le cas du paramètre  $I_{th}$ , souvent considéré comme l'image des performances d'une diode laser [39,95,96,97]. Ces études permettent ainsi de montrer la relation étroite entre le paramètre « macroscopique », et les paramètres technologiques de la diode laser (concentration de porteurs, concentration de défauts, taux de pièges non-radiatifs...).

Nous allons ici présenter, de manière synthétique, deux des plus récentes (réalisées en 1997 et 2003) dans le but de présenter une ouverture vers des travaux futurs consistant en la réalisation de

tirages de Monte-Carlo prenant pour paramètres des données matériaux relatives à la technologie de la diode laser.

Deux modèles ont particulièrement ont retenu notre attention :

- le premier a été proposé par Chuang, basé sur une étude des équations reliant les variations du nombre de porteurs ( $n$ ) et du nombre de photons dans la cavité ( $S$ ),
- le second, très proche du premier, exploite une approche basée sur un modèle de croissance de population adapté à la diffusion de défauts au sein de la zone active.

### V.1. Modèle de Chuang [98,99] : *relation $I_{th}$ -densité de défauts intrinsèques*

Ce modèle est basé sur l'hypothèse fondamentale suivante : l'augmentation du courant de seuil  $I_{th}$  d'un laser en fonction du temps est principalement liée à une augmentation du courant liée à l'accroissement des recombinaisons non-radiatives. Ces dernières sont liées à l'augmentation de la densité de défauts dans la zone active. En effet, le courant de seuil peut être décrit par la somme d'un courant d'émission spontanée  $I_{sp}$  (supposé constant) et d'un courant de recombinaison non radiative  $I_{nr}$ , qui lui va dépendre de la densité de défauts, soit :

$$I_{th}(t) = I_{nr}(t) + I_{sp} \quad \text{E III-56}$$

avec

$$I_{nr}(t) = \frac{qVAn_d(t)n_{th}}{\eta_i} \quad \text{E III-57}$$

et

$$I_{sp} = \frac{qVBn_{th}^2}{\eta_i} \quad \text{E III-58}$$

$V$  étant le volume de la zone active,  $q$  la charge de l'électron,  $A$  le taux de recombinaisons non-radiatives, et  $B$  le coefficient de recombinaisons radiatives.  $N_d(t)$  représente le taux de génération de défauts à l'instant  $t$ .

Chuang propose également un processus d'interaction, entre défauts et porteurs, principalement gouverné par le taux de génération de défauts, et pouvant se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{dN_d(t)}{dt} = K(n)N_d(t) \quad \text{E III-59}$$

avec

$$K(n) = \kappa n(t)p(t) = \kappa n^2 \quad \text{E III-60}$$

$K(n)$  représente le coefficient dépendant des processus physiques de génération de défauts. Il considère que l'équilibre des porteurs est réalisé dans la zone non-dopée ( $n = p$ ), et on néglige les phénomènes de recuit aux interfaces (« annealing effect »). A partir de là, on admet que la densité de porteurs est constante et égale à sa valeur  $n_{th}$  au seuil ; c'est à dire fixée par les conditions de Bernard-Durrafourg, lorsque le laser fonctionne au-delà de son seuil. On a alors  $K(n_{th}) = K_{th}$  constant, et l'équation différentielle, décrivant  $I_{nr}(t)$ , s'écrit alors :

$$\frac{dI_{nr}(t)}{dt} = K_{th} I_{nr}(t) \quad \text{E III-61}$$

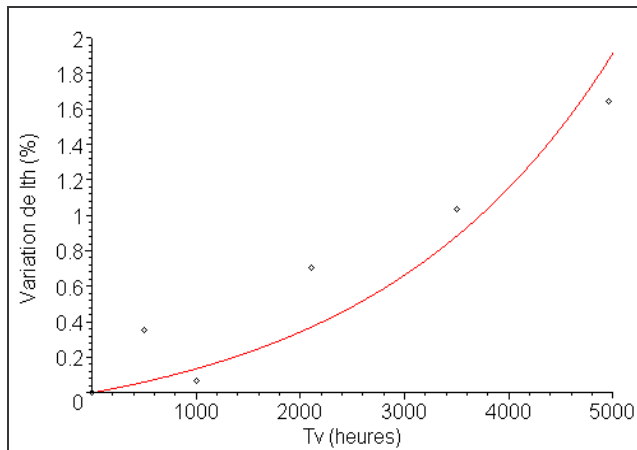
Après résolution et en plaçant ce résultat dans l'équation E III-56, on peut alors calculer la variation absolue de  $I_{th}$  comme suit :

$$\Delta I_{th}(t) = I_{nr0} \left( e^{K_{th0} t e^{\frac{E_a}{kT}}} - 1 \right) \quad \text{E III-62}$$

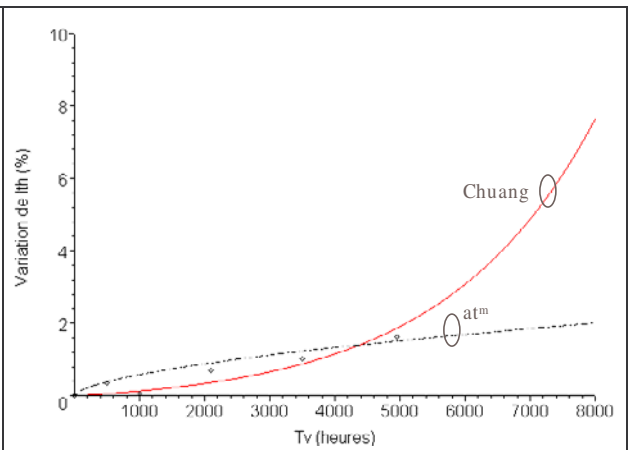
Cependant, ce modèle présente une différence significative avec notre étude. Il a été réalisé sur des diodes laser bleues-vertes, non matures et à faible durée de vie ; quelques centaines d'heures pour des matériaux II-VI [100] et plusieurs centaines d'heures pour des diodes laser à base de GaN [101]. Or dans ce cas de figure, les courbes de dégradation ne suivent pas une loi de type sigmoïdale mais une loi exponentielle.

Un ajustement à l'aide de ce modèle a été réalisé sur nos données expérimentales utilisées dans le paragraphe II. La *Figure III-28* représente les variations de  $I_{th}$  en fonction du temps pour un composant particulier (n°596\_E11) ainsi que la courbe théorique obtenue après ajustement.

Afin de mettre en évidence la faiblesse de ce modèle sur nos composants, cette courbe théorique a été extrapolé jusqu'à obtenir 20% de variations, représentant le critère de défaillance pour le courant de seuil (*Figure III-29*). Or cette variation, cas hypercritique car peu observable dans les faits, est obtenue au bout de 8500 heures (un an environ) avec ce modèle, alors que le critère de défaillance n'est atteint qu'au bout de 335000 heures de fonctionnement (près de 40 ans) avec une loi en puissance.



**Figure III-28 : Ajustement, par le modèle de Chuang, des données expérimentales relatives aux variations de  $I_{th}$  du composant E11**



**Figure III-29 : Extrapolation du modèle ajusté sur les données du composant E11 : comparaison du modèle de Chuang (ligne pleine) au modèle en puissance (traits pointillés)**

Ce modèle, bien qu'efficace dans le cadre des diodes laser bleues, composants récents et actuellement à courte durée de vie, est donc difficilement applicable aux diodes utilisées dans ce mémoire. Cependant, si la variation exponentielle du paramètre  $I_{th}$  est peu probable sur des composants à maturité avérée, le lien entre courant de seuil et densité de défauts reste valide. Ainsi, un apport intéressant consisterait à intégrer la notion de saturation dans l'augmentation de la densité de défauts, plus en accord avec les variations de courant de seuil observées sur des technologies de diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$ .

## V.2. Modèle de Lam : croissance de population de défauts

Ce modèle, développé par S.K.K. Lam [102], intègre l'approche précédente conjointement à un modèle classique de croissance de population. L'apport essentiel réside dans le fait que le taux de création de défauts ou que la croissance de défaut n'évoluent pas de façon continue et constante dans un environnement spatialement borné.

En effet, si la variation du courant de seuil est proportionnelle à la variation de population de défauts, alors elle doit obligatoirement saturer à un certain moment pendant les vieillissements du fait de la saturation du taux de croissance de défauts, hypothèse corrélée avec les signatures des dégradations graduelles. De plus, ce modèle peut aussi prendre en compte le fait que lors d'un vieillissement, il ne se développe pas un seul type de défaut ; ces différents types de défaut étant principalement identifiés par leur propre énergie d'activation.

Ce modèle, tout comme le modèle de Chuang, part de la même hypothèse de départ :

$$\Delta I_{th}(t) = I_{nr}(t) - I_{nr}(0) \quad \text{E III-63}$$

avec  $I_{nr}$  défini dans l'équation E III-57, mais en considérant que  $N_d$  est ici une densité de complexe de défauts de type non-radiatifs ; on préférera parler ici de densité de défauts.

La prise en compte de la saturation de l'augmentation des défauts dans le temps, nécessite de poser l'équation différentielle suivante définissant  $N_d(t)$  :

$$\frac{dN_d(t)}{dt} = K_n N_d(t) - C_n N_d(t) [N_d(t) - 1] \quad \text{E III-64}$$

où  $K_n$  et  $C_n$  sont définis par :

$$K_n = \kappa n p \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) = \kappa n^2 \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right)$$

$$C_n = c n p \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) = c n^2 \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \quad \text{E III-65}$$

$K_n$  et  $C_n$  définissent le taux de croissance de la densité de défauts et le taux de saturation de cette même densité. Ils sont tous deux dépendant de la valeur de  $n$ , avec  $n$  représentant la densité de porteurs apportée par la contrainte de vieillissement en courant. Cette densité de porteurs sera considérée comme constante en fonction du temps de vieillissement.

La solution de l'équation différentielle (E III-64) permet d'obtenir la variation du courant de seuil sous la forme suivante :

$$\Delta I_{th}(t) = \frac{qVA n_{th}}{\eta_i} \left[ \frac{M_n N_d(0)}{N_d(0) + [M_n - N_d(0)] \exp[-C_n M_n t]} - N_d(0) \right] \quad \text{E III-66}$$

Il est à noter que cette variation ne considère qu'un seul type de défaut. Or S.K.K. Lam montre que la variation de  $I_{th}$  dépend de plusieurs types de défauts (pré-existants dans la structure), avec chacun leur cinétique propre de dégradation, expliquant ainsi certaines non-linéarités qui peuvent apparaître sur les courbes d'évolution du courant de seuil dans le temps. Ainsi, si l'on considère  $m$  types de défauts différents, il faudra alors déterminer  $m$  équations différentes équivalentes à celle donnée en E III-66 intégrant un nombre élevé de paramètres de paramètres  $N_d(0)$ ,  $M_n$ ,  $C_n$  et  $E_a$ .

Le modèle présenté ouvre donc la perspective vers une loi d'extrapolation des variations de  $I_{th}$  plus fortement liée à la technologie et la physique du composant que la loi en  $at^m$  et directement utilisable dans notre méthodologie. Cependant, ce modèle s'arrête à un seul paramètre. Il est donc nécessaire de développer un modèle relatif à l'efficacité optique ( $\alpha$ ) afin de décrire de façon plus réaliste les mécanismes de dégradation présents dans une diode laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$ .

Cependant, ce type de modèle se révèle être totalement complémentaire du modèle en  $at^m$ . En effet, celui-ci peut être perçu comme un modèle macroscopique permettant de limiter à deux paramètres un modèle physique comme celui précédemment cité, auquel il est étroitement lié, et qui peut faire appelle à une dizaine de constantes à évaluer pour chaque composant pour des phases différentes de leur cinétique de dégradation. Ce modèle reste donc plus avantageux pour le domaine industriel, notamment pour les services de qualification, alors que le modèle de Lam est plus orienté vers une

étude R&D. Ainsi, le premier modèle permet une prévision à très long terme de la fiabilité du composant étudié, en conservant une certaine facilité d'utilisation, le second, quant à lui, pourrait à terme permettre de qualifier une technologie ciblée utilisant des tests courts, en éliminant les composants dont le taux de défauts intrinsèques ( $N_d$ ) serait trop élevé. Ce modèle est applicable aux technologies DFB et transposable à toute source laser à cavité résonante.

## VI. Conclusion

La très haute fiabilité des dispositifs électroniques est devenue un enjeu majeur dans la plupart des domaines d'application et les taux de défaillance ne sont plus réservés à certains domaines « extrêmes » tels que le spatial ou la défense. **Les éléments décrits, au cours ce troisième chapitre, constituent une base à l'étude de la fiabilité de composants de maturité commerciale et en particulier les diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  de nouvelle génération utilisées pour des architectures à 2,5 ou 10 Gbits/s.** Rappelons que le terme "très haute fiabilité" ne signifie pas obligatoirement très longue durée de vie mais plutôt d'obtenir, sur une population donnée, une distribution des durées de vie très resserrée autour d'une valeur de « fin de vie » spécifiée. Dans ces conditions très tendues, construire et démontrer de très hauts niveaux de fiabilité, constitue un verrou à la fois scientifique, technologique et économique. Cette situation nécessite donc un renouvellement complet des méthodes de construction et de démonstration de la fiabilité puisqu'il faut garantir des distributions de défaillances cumulées constituées de peu ou pas de défaillances précoces et un taux de défaillance pratiquement nul en mission opérationnelle.

C'est dans ce cadre que ce troisième chapitre s'est donc attaché à proposer une **solution logicielle consistant en la mise à profit d'outils statistiques** (tirages de Monte-Carlo) pour estimer les paramètres pertinents, à partir d'informations expérimentales minimales, couramment issues de tests tronqués en durée, sur une faible population. L'objectif est d'associer, à une description fine des cinétiques de dégradation, un tirage aléatoire de couples de paramètres. Ces couples sont dépendants des performances du composant au cours du test accéléré et permettent ainsi de créer de nouveaux couples virtuels, renforçant ainsi la crédibilité statistique pour minimiser l'erreur d'estimation finale. **Cette étude a permis de mettre en lumière plusieurs résultats significatifs :**

(i) *La première partie* a permis de définir le contexte d'application. Il décrit les étapes clés du logiciel spécifiquement développé en environnement Maple V avec le support d'ALCATEL Optronics et basée sur les tirages de nombres aléatoires par une approche Monte-Carlo. Une application a été mise en œuvre sur un lot de diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  de même technologie, ayant subi un test accéléré mixte (53°C-110 mA-5000 heures). Un tirage sur 1024 échantillons a été effectué à partir 8 couples (a,m) sélectionnés et déterminés au travers du lissage mathématique, par une loi en puissance, de la variation du courant de polarisation ( $I_{\text{Bias}}$ ) de 8 diodes laser reportées sur une embase AlN. L'erreur maximale entre les distributions expérimentales et simulées est inférieure à 0,5% en considérant une loi de corrélation initiale de type logarithmique entre les paramètres a et m. Le résultat obtenu à partir de 5 tirages aléatoires successifs, chacun effectué sur 1024 points, démontre une excellente adéquation de cette technologie vis-à-vis des standards TELCORDIA puisque le taux de

défaillance, en tenant compte du facteur d'accélération ( $AF=8$ ), est proche de 120 FITs à 20 ans avec un écart-type très resserré (6 %).

(ii) *La deuxième partie* s'est attachée à évaluer la robustesse de la méthode utilisée. Tout d'abord, un calcul entièrement analytique a démontré que le processus des tirages Monte-Carlo n'introduisait pas de biais dans les résultats de prévision. Un point crucial a également été abordé : la minimisation de l'erreur d'estimation des lois de dégradation initialement lissées et liées à chaque composant testé en vieillissement accéléré au travers de l'application de trois types d'estimateur mathématique. **L'estimateur optimal retenu est l'estimateur vrai des moindres carrés.** Enfin, la robustesse de la méthode a été étudiée au travers de l'impact d'un biais sur l'élément clé de notre chaîne de traitement : la loi de corrélation initiale des paramètres  $\mathbf{a}$  et  $\mathbf{m}$ . Ainsi, nous avons mis en évidence qu'un biais, même important, sur l'erreur  $\Delta\mathbf{m}$  de la loi de corrélation a peu d'influence sur les résultats de simulation. De même, la loi d'ajustement des instants de défaillance retenue **privilégie la loi log-normale ; la loi de Weibull étant rejetée** à cause d'une sous-estimation systématique du taux de défaillance et un comportement atypique, de ce dernier, notamment en début de vie du composant.

(iii) *La dernière partie* de ce chapitre est consacrée à la possibilité de discrimination des mécanismes de défaillance par la prise en compte d'une approche multi-paramétrique, au sein d'un lot de diodes laser (20 composants) exhibant différentes signatures de défaillance. En effet, dans l'hypothèse d'une augmentation du taux de recombinaisons non-radiatives (Cf chapitre 2) pouvant s'accompagner à terme d'une baisse de l'efficacité optique, nous avons montré l'intérêt de reconstruire les distributions de défaillances cumulées en tenant compte des variations du courant de seuil ( $I_{th}$ ) et de l'efficacité optique ( $\alpha$ ) des diodes laser plutôt que le courant de polarisation ( $I_{Bias}$ ). La seule prise en compte de ce dernier peut conduire à extrapoler une durée de vie optimiste pour un critère de fin de vie fixé. Ces résultats permettent d'offrir des perspectives intéressantes à ce travail en combinant cette étude à une approche de type « modèles multi-composantes », récemment introduits dans la bibliographie (Université McMaster-Canada). Elle propose, en particulier, le lien entre les variations d'une grandeur électrique ( $I_{th}$ ) et des paramètres plus étroitement liés à la technologie du composant comme par exemple, le taux de défauts intrinsèques dans la zone active.





**Chapitre IV**  
**Interaction composant-système**  
**Contribution à la simulation de fiabilité**

---

## I. Introduction

Dans les deux chapitres précédents, nous venons d'étudier la fiabilité de la diode laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  en considérant uniquement la fonctionnalité du composant et ses principaux paramètres électriques et optiques. Ceci a été réalisé, dans un premier temps, au travers d'une analyse des mécanismes de dégradation relatifs à cette technologie et permettant ainsi de mettre en lumière les principales signatures de défaillance susceptibles d'apparaître à plus ou moins long terme sur un composant fonctionnant en conditions opérationnelles. Dans un deuxième temps, une méthodologie originale a été présentée assurant un renforcement statistique d'une faible population de composants pour reconstruire mathématiquement les distributions de durées de vie en conditions opérationnelles à partir de dérives paramétriques, mises en évidence expérimentalement.

De manière analogue à la conception des circuits intégrés, la conception des liaisons optoélectroniques devient un problème de plus en plus complexe, tant le nombre de paramètres influant sur les performances de la liaison est élevé. Certaines études récentes ont démontré l'intérêt des outils de simulation constituant une assistance nécessaire pour trouver des solutions aussi bien au niveau du système qu'au niveau du composant. Nous pouvons citer, à titre d'exemple, la rapidité de dimensionnement et de test de la liaison monocanal 40 Gbits/s entre 100 et 200 km, réalisée dans le cadre du projet ERMIONE piloté par France-Télécom et ALCATEL CIT, et qui n'a pu être possible qu'en combinant une démarche expérimentale classique à des simulations ciblées [103,104]. Ces dernières ont permis d'aider à la validation des choix d'architecture du système et des composants évitant ainsi des caractérisations et des mesures itératives longues et coûteuses sur un démonstrateur.

On remarque que les études basées sur cette approche sont finalement peu nombreuses et plutôt orientées sur la sécurité de fonctionnement, que sur une maîtrise et une prévision de la fiabilité. Par exemple, Z. Pandi étudie l'impact de la défaillance d'un composant sur le réseau de télécommunication, dans une analyse spécifique sur les défaillances des architectures de connexions optiques croisées (OXC) au sein d'un réseau à multiplexage de longueurs d'onde (WDM). D'autres études menées par des équipes de recherche Suédoises et Suisses ont été reportées à SPIE-EUROPHOTONICS 2004 à Strasbourg. La première décrit l'intérêt de l'analyse de paramètres optiques mesurés sur un réseau déployé par TeliaSonera et la deuxième propose une méthode d'optimisation des stratégies de protection en cas de défauts de trafic sur les réseaux à longue distance aux USA [105,106]. Ces approches sont pertinentes pour une évaluation de type sécurité de fonctionnement dans laquelle le transfert des données doit être garanti par des redondances optimisées mais le vieillissement physique des composants n'est jamais considéré limitant les prévisions de fiabilité sur les performances intrinsèques des liaisons.

**Ce dernier chapitre entre dans ce contexte en proposant un niveau d'étude supplémentaire puisque jusqu'à présent à notre connaissance, l'interaction composant-système, d'un point de vue de la fiabilité, n'avait pas été abordée.** Ce chapitre analyse en particulier l'impact de lois de

dégradation paramétrique, déterminées expérimentalement au cours du deuxième chapitre sur la technologie étudiée, appliquées à une liaison de télécommunication à multiplexage de longueurs d'onde de type WDM en utilisant un simulateur système approprié (modèles physiques de 1<sup>er</sup> niveau et systèmes dits de 2<sup>ème</sup> niveau). **Ce simulateur est le même que celui utilisé pour le projet ERMIONE.** La fiabilité d'un système peut être considérée comme un compromis entre le régime imposé au composant par le cahier des charges du système –induisant un certain type de vieillissement, et la capacité du système à « absorber » les variations fonctionnelles liées à l'usure du composant.

Ce dernier chapitre est articulé autour de trois grandes parties :

- Présentation des outils nécessaires à cette étude : dans un premier temps, nous rappellerons les différents éléments constitutifs d'une liaison optique WDM, puis nous présenterons le simulateur COMSIS. Enfin, nous décrirons les principaux paramètres systèmes que nous utiliserons afin de caractériser les performances de la chaîne de transmission en fonction du temps de vieillissement de l'émetteur.
- Etude de l'impact de l'introduction de lois de dégradation concernant les paramètres de premier ordre : les performances de la liaison seront analysées en fonction des variations du courant d'alimentation et de la longueur d'onde (paramètre extrêmement sensible pour une application WDM) ; l'objectif à atteindre étant de montrer la relation entre la distribution d'un paramètre après vieillissement et les performances de la liaison (facteur de qualité par exemple).
- Etude de paramètres du second ordre : dans ce paragraphe, nous analyserons l'impact des variations de la fréquence de résonance et de la largeur de raie; variations intrinsèques à une diode laser DFB expérimentalement mises en évidence dans le chapitre 2.

## II. Présentation de l'étude

Dans ce paragraphe, nous allons nous attacher à présenter les outils utilisés tout au long de cette étude de la façon la plus exhaustive possible, de manière à les utiliser dans la suite de ce chapitre.

Nous décrivons donc, en premier lieu, sous la forme de rappels de leur principe de fonctionnement, les composants constituant chacun des éléments de la structure d'une chaîne de télécommunication optique : l'émetteur, le bloc de transmission et le récepteur. Puis, nous présenterons en quelques lignes l'outil de simulation. Et enfin, nous détaillerons les paramètres dont l'observation nous permettra d'évaluer l'impact sur la liaison, des modifications que nous ferons subir au bloc émetteur.

## II.1. Présentation des éléments constitutifs d'une liaison optique

### II.1.a. Module d'émission

#### *$\alpha$ - Techniques de modulation de la diode laser*

La diode laser est le composant clé du module d'émission, car il a pour rôle de générer la porteuse du signal à moduler. Cependant, ayant déjà développé le fonctionnement du laser en régime statique dans les deux premiers chapitres, nous limiterons ce paragraphe au développement des caractéristiques de fonctionnement du laser en régime dynamique et plus particulièrement en modulation directe pour les transmissions numériques.

En effet, pour imprimer des données sur une porteuse optique générée à partir d'un laser à semiconducteur, il existe deux solutions :

- **la modulation externe** qui consiste à utiliser un modulateur électrooptique ("chopper optique") pour imprimer les données sur une longueur d'onde fixée indépendamment de l'émetteur laser qui est alors polarisé en régime continu. Ce composant sera étudié dans un paragraphe suivant.
- **la modulation directe** qui permet de moduler directement le courant d'alimentation du laser à l'aide d'un circuit électronique de commande ("driver"). En utilisant la propriété des diodes lasers qui font que la lumière émise est directement reliée au courant injecté, les données sont alors directement imprimées sur la porteuse.

Dans ce second cas de figure, la méthode est dépendante de la réponse fréquentielle du laser qui se présente sous la forme d'un filtre passe-bas du deuxième ordre, avec un pic de résonance dans le domaine des GHz. En pratique, des éléments parasites reliés à la structure du laser viennent aplatis la courbe théorique. La réponse totale est en réalité égale au produit de la réponse intrinsèque par la fonction de transfert électrique du circuit parasite.

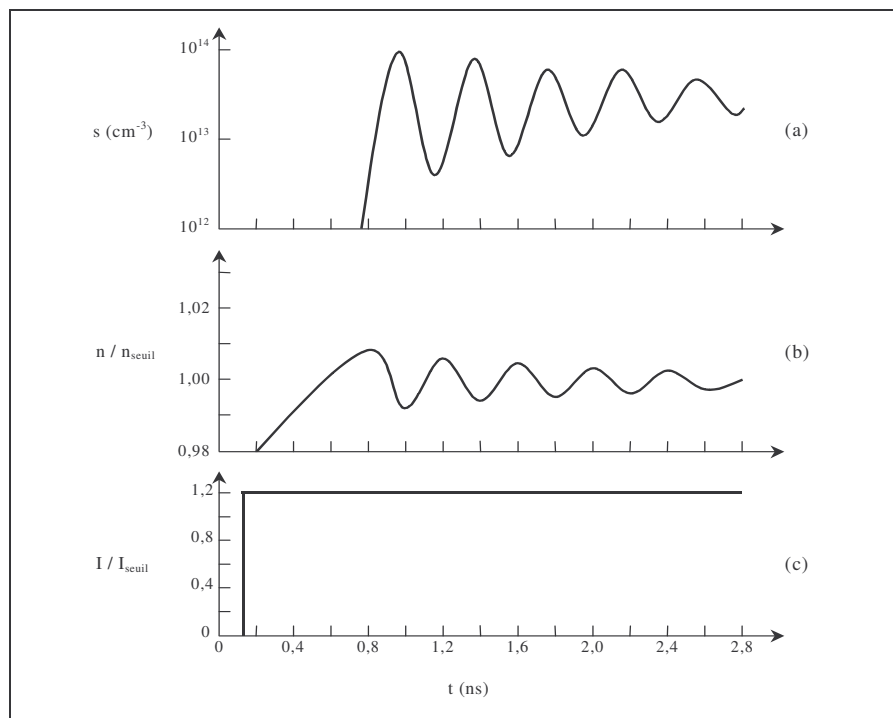
Les distorsions non linéaires ou distorsions harmoniques limitent considérablement les performances d'un système utilisant la modulation d'amplitude. Lorsqu'un laser est modulé à une fréquence inférieure à la fréquence de résonance, le manque de linéarité de la caractéristique de la puissance optique en fonction du courant, est responsable de la distorsion. Au seuil, ce manque de linéarité est évident. Il diminue un peu au-dessus du seuil puis s'accroît à mesure que l'on augmente le courant. Il existe donc un optimum qui se situe plus ou moins loin du seuil selon la profondeur de modulation. A plus hautes fréquences, les distorsions harmoniques sont provoquées par la fréquence de résonance.

Un autre phénomène lié à la réponse du laser et qui revêt une importance stratégique en télécommunication optique concerne l'étude du régime transitoire de cet émetteur. En effet dans les télécommunications par fibre optique, la modulation est binaire. La diode laser est alors soumise à une série d'échelon de courant dont la fréquence peut-être égale au taux de transmission de données de la ligne. Or, lorsqu'un laser à semiconducteur est soumis à un échelon de courant, l'émission de la lumière se produit avec un retard pouvant atteindre quelques nanosecondes si le courant part de zéro

(Cf. *Figure IV-1*). La relation E-1 donne le retard  $\tau$  en fonction du temps de vie de l'émission spontanée  $\tau_s$ , du courant de seuil  $I_{seuil}$ , du courant au niveau bas  $I_{bas}$  et au niveau haut  $I_{haut}$  :

$$\tau = \tau_s \ln \left( \frac{I_{haut} - I_{bas}}{I_{haut} - I_{seuil}} \right) \quad \text{E IV-1}$$

Ce retard traduit le fait que le milieu laser ne peut répondre instantanément à une excitation électrique car l'émission stimulée n'a pas lieu tant que la concentration des porteurs n'atteint pas sa valeur seuil. Ce retard est suivi d'oscillations de la même origine que la résonance fondamentale : les populations d'électrons et de photons oscillent avant d'atteindre l'état stationnaire d'autant plus brutalement que leurs durées de vie respectives sont différentes. L'état stationnaire est généralement atteint au bout de 2 à 3 ns pour un laser à cavité Fabry-Perot et 10 ps pour un laser DFB. Il a été démontré qu'un débit de 16 Gbits/s en code NRZ peut être atteint [107].



**Figure IV-1 : Réponse de la densité de photons (a) et de porteurs (b) à un échelon de courant (c) [103]**

Un autre inconvénient, généré par la modulation directe du courant de commande du laser, peut entraîner une modulation de la longueur d'onde émise ("chirp"), par l'intermédiaire du facteur de Henry  $\alpha_H$  [108]. Ce facteur est aussi appelé facteur de couplage phase-amplitude représentant le rapport des dérivées partielles de la partie réelle et de la partie imaginaire de la constante de propagation par rapport à la densité de porteurs. La conséquence du chirp consiste en un élargissement de la raie spectrale émise par le laser.

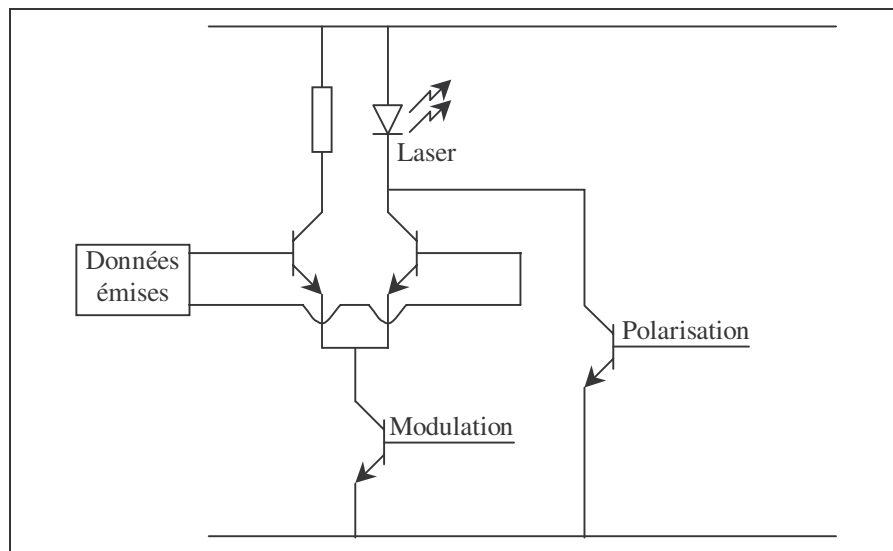
Cette propriété peut être gênante dans les systèmes de transmission à longue distance. Le laser est modulé en fréquence par modulation du courant injecté et la modulation de fréquence est ensuite convertie en modulation d'amplitude. Mais le "chirp" constitue un inconvénient. Combiné à la

dispersion chromatique des fibres, il dégrade de manière significative les performances des systèmes de télécommunications à 1,55  $\mu\text{m}$ . En effet, considérons une impulsion temporelle de forme gaussienne. En l'absence de chirp, son spectre optique se déduit directement de son profil temporel d'intensité par transformée de Fourier. La conséquence directe est alors d'augmenter l'encombrement spectral de l'impulsion gaussienne par un facteur 5.

Enfin, un dernier paramètre vient limiter les performances du laser en tant qu'émetteur dans une ligne de transmission : son bruit. En effet, nous avons vu dans le chapitre 2 que le laser à semiconducteur, comme tous les oscillateurs, est un générateur de bruit. Ce bruit affecte aussi bien l'amplitude de l'émission – on parle alors de RIN, que sa phase – image de la largeur de raie.

*$\beta$ - Le circuit de commande ou Driver : modulation directe [0-2,5 Gbits/s]*

Les données à imprimer sur la porteuse optique sont issues de modems. Leurs niveaux électriques sont dépendantes de la technologie, et doivent être le plus souvent modifiés. Le laser doit donc être couplé à son circuit de commande (ou driver). Un exemple d'architecture est présenté en *Figure IV-2*.



**Figure IV-2 : Exemple de laser couplé à son circuit de commande [103]**

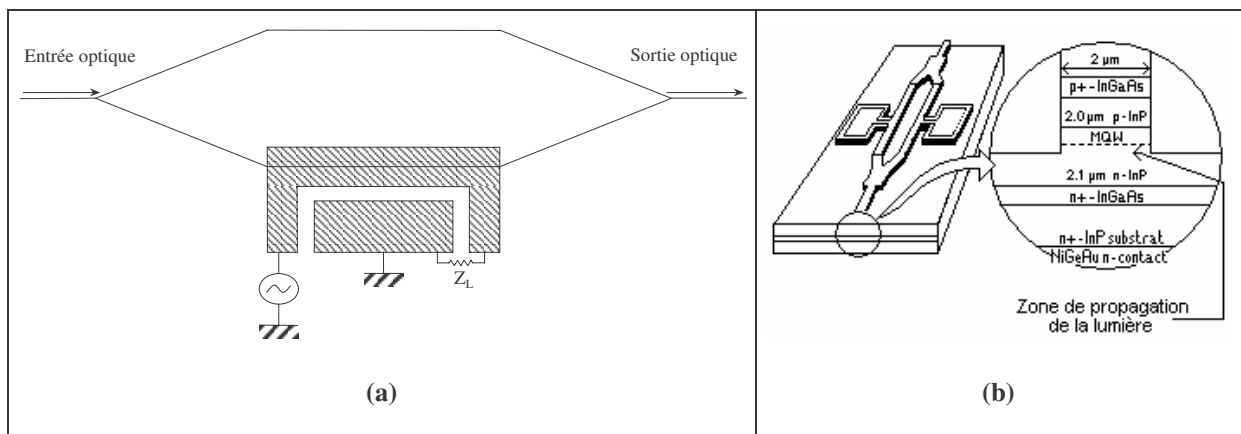
Le circuit de commande comprend des circuits de contrôle, des circuits de modulation, un dispositif de couplage optique dans la fibre de transmission et un isolateur. Traditionnellement, des transistors bipolaires en silicium sont utilisés, dans un montage hybride. Cependant, les technologies actuelles préfèrent l'intégration monolithique du laser et de son circuit de commande, sur le même substrat de phosphore d'indium (InP) notamment pour des raisons de montée en débit.

Le principe reste identique pour la modulation externe d'un dispositif électrooptique. Le modulateur est transparent lorsqu'il reçoit une tension nulle, et devient absorbant pour une tension négative. Un circuit de commande du modulateur est donc nécessaire pour faire passer le niveau haut des données à 0 volt et le niveau bas à un niveau fixé par l'extinction souhaitée.

Le principe de la modulation externe est d'utiliser le laser comme une source lumineuse simple, sans moduler son courant d'alimentation, cette fonction étant réalisée par un modulateur indépendant. Cette technique de modulation introduit beaucoup moins de conversion amplitude-fréquence et le signal envoyé dans la fibre est donc nettement moins affecté par le phénomène de chirp. Il existe actuellement deux principaux types de modulateur dont nous allons présenter rapidement les propriétés de fonctionnement.

### Le modulateur Mach-Zehnder

Le modulateur Mach-Zehnder fonctionne sur le même principe que l'interféromètre du même nom, présenté au chapitre 2 dans le cadre de la mesure de largeur de raie. Il s'agit en effet de créer un déphasage du signal dans un des bras de l'interféromètre sans toucher au second. Cela a pour conséquence de créer une interférence qui suivant le déphasage sera constructive (tout le signal est retrouvé en sortie) ou destructive (il n'y a plus aucun signal en sortie de l'interféromètre). Entre ces deux extrêmes, tous les états intermédiaires sont possibles. Cependant, le phénomène utilisé dans le modulateur pour créer ce déphasage n'est pas la biréfringence comme nous l'avons vu précédemment, mais la modification de l'indice de réfraction de certains matériaux par application d'un champ électrique, permettant la modulation de phase ou d'amplitude –cette dernière étant la plus utilisée du fait de la facilité de démodulation du signal obtenu. On parle d'effet Pockels lorsque la variation d'indice est proportionnelle au champ appliqué et d'effet Kerr lorsqu'elle est proportionnelle au carré du champ. Le schéma de principe de ce modulateur se présente alors comme illustré en *Figure IV-3(a)*. L'application du champ électrique étant directement reliée au courant modulé, la lumière reproduit alors la modulation de la tension appliquée.



**Figure IV-3 : Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder (a) - Architecture d'un modulateur Mach-Zehnder à multiples puits quantiques (b) [104]**

Les modulateurs Mach-Zehnder commercialisés sont en très grande majorité réalisés sur substrat  $\text{LiNbO}_3$  qui permet de réaliser des guides à très faibles pertes ( $<0,2$  dB/cm) [109]. La *Figure IV-3(b)* représente un modulateur de type Mach-Zehnder à puits quantiques utilisé dans les systèmes de transmission à haut débit.

## **Le modulateur à électro-absorption (MEA) [110,111]**

Le principe de fonctionnement des modulateurs à électro-absorption repose sur les modifications du spectre d'absorption d'un semiconducteur soumis à un champ électrique. Cet effet est connu sous le nom d'effet Franz-Keldysh, dans un matériau massif et d'effet Stark confiné dans un matériau quantique. C'est au voisinage du bord d'absorption, là où la longueur d'onde est la plus grande, que cet effet est le plus efficace et qu'il est par conséquent exploité. Une augmentation du champ électrique translate le bord d'absorption vers les grandes longueurs d'onde et de ce fait, augmente l'absorption de la lumière traversant le semiconducteur.

Les modulateurs actuels offrent la même configuration géométrique qu'une diode laser permettant une intégration accrue au sein d'un module laser. Le matériau du guide optique est choisi de telle sorte que la longueur d'onde de son bord d'absorption soit légèrement inférieure à celle du signal dont on veut moduler l'intensité. Par exemple, le guide sera en InGaAsP non dopé et les couches de confinement en InP pour moduler une onde optique à 1,55  $\mu\text{m}$ . A cette longueur d'onde, le guide est transparent pour une tension nulle et présente une atténuation pour une tension négative. Les performances dépendent de la configuration de la zone active (massif ou à puits quantiques). Les dispositifs dont le guide est formé de puits quantiques permettent d'obtenir une efficacité d'électro-absorption par unité de longueur plus importante et une bande passante plus élevée mais ils demandent une tension de commande plus forte et ils restent plus sensibles à la polarisation de la lumière que les dispositifs dont le guide d'onde est formé de matériaux massifs. La bande passante dépend du dispositif utilisé.

Une modification de l'absorption entraîne inévitablement une modification de l'indice de réfraction (relation Kramers-Kronig). Le facteur de couplage phase-amplitude qui en résulte dépend de la tension appliquée et de la longueur d'onde et peut même s'annuler pour certaines valeurs. Malgré la sensibilité à la polarisation, l'avantage de cette structure est d'associer sur un même substrat d'InP une diode laser fonctionnant en continu et un modulateur d'intensité.

Les recherches actuelles se partagent entre l'effet Stark et l'effet Franz-Keldysh mais il faut noter un nouvel intérêt lié aux structures à super-réseaux où le confinement des trous s'effectue, en fonction du champ électrique, soit dans les puits des électrons, soit dans la barrière des électrons (effet Wannier-Stark).

### ***II.1.b. Module de transmission***

#### *$\alpha$ - Paramètres d'une fibre optique*

Une fibre optique est un guide d'onde cylindrique et diélectrique. Elle est constituée de deux diélectriques de même axe mais possédant des indices optiques de réfraction distincts [112]. La plupart des fibres sont fabriquées en silice, matériau abondant et peu cher. Pour façonner les profils d'indice, on dope le cœur, en silice, avec du dioxyde de germanium ou du pentoxyde de phosphore pour augmenter l'indice et avec du fluor ou du trioxyde de bore, pour le diminuer. La fibre optique monomode classique, indispensables dans les transmissions à haut débit, est à saut d'indice. Le guidage de la lumière est basé sur la loi de Snell-Descartes en utilisant le principe de réflexion totale à



l'interface cœur/gaine. Il n'y a guidage que si l'indice de la gaine est inférieur à celui du cœur. Les recommandations G.650 à G.655 de l'UIT-T (Union Internationale des Télécommunications) correspondent aux normes internationales pour les fibres optiques déployées dans les réseaux de télécommunications. Elles portent sur les paramètres géométriques, mécaniques et optiques des fibres et sur les tolérances admissibles. Les principales caractéristiques des fibres optiques concernent : l'atténuation, la dispersion chromatique, la polarisation et les effets non-linéaires, que nous allons maintenant brièvement présenter.

### L'atténuation

L'atténuation dans les fibres optiques résulte de plusieurs mécanismes. L'absorption intrinsèque du matériau provoque une augmentation très rapide des pertes aux basses longueurs d'onde mais la présence d'impuretés peut aussi créer diverses bandes d'absorption. Dans le cas de la silice pure, le minimum théorique d'atténuation est égal à 0,14 dB/km autour de 1,55  $\mu\text{m}$ .

A cela viennent s'ajouter des irrégularités involontaires de structure susceptibles de provoquer des pertes par diffusion, ainsi que des pertes dues aux conditions d'utilisation de la fibre. En effet, toute courbure trop serrée crée des pertes par rayonnement. De même pour les microcourbures, qui sont des courbures très faibles, mais répétées et incontrôlables dues au conditionnement des fibres dans les câbles créent aussi des pertes, bien que négligeables, qui viennent également s'ajouter aux pertes intrinsèques. Enfin, les fibres étant toujours utilisées par tronçons de longueur finie, et raccordées par des épissures, des pertes de raccordement sont susceptibles d'apparaître à chacune d'elles. La *Figure IV-4* montre l'allure générale du spectre d'atténuation d'une fibre en silice pour les télécommunications. La différence entre la valeur réelle de l'atténuation minimale présentée sur cette figure et la valeur théorique donnée plus haut, somme toute assez faible, s'explique par le fait que l'on ne peut pas utiliser la silice pure. Le cœur ou la gaine de la fibre doivent être dopés, conduisant à une augmentation des pertes par diffusion.

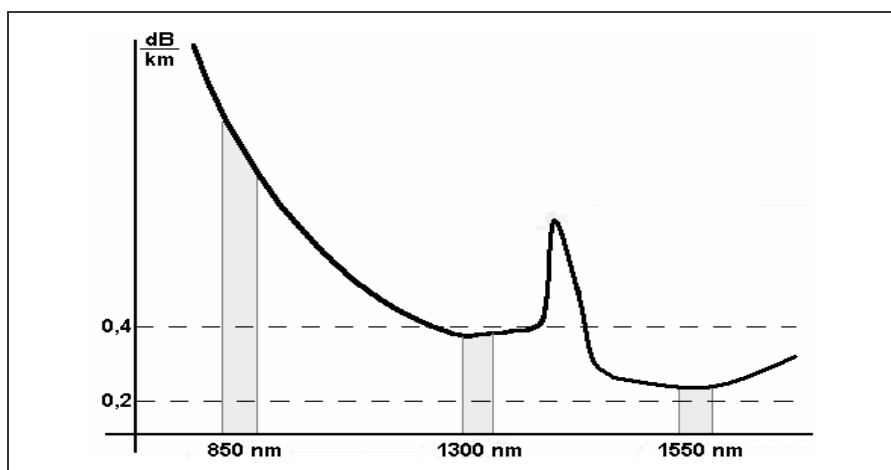
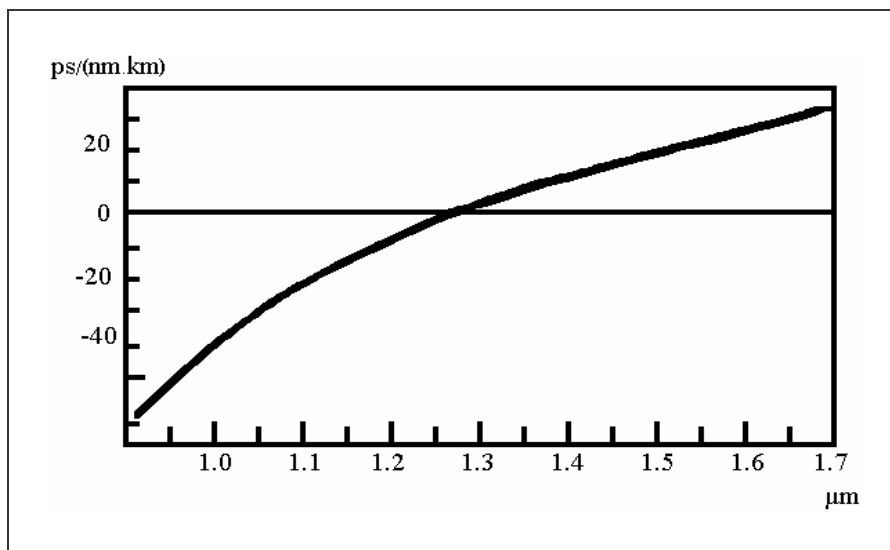


Figure IV-4 : Atténuation spectrale d'une fibre optique G.652 dans la bande 850-1550 nm [103]

### La dispersion chromatique [113]

Le temps de propagation de groupe, c'est à dire le temps mis par un signal pour parcourir l'unité de longueur, dépend de la longueur d'onde  $\lambda$ . Dans le cas d'un signal issu d'une source émettant sur une raie de largeur  $\Delta\lambda$ , ces temps de propagation vont s'étaler sur une certaine durée. Le coefficient de dispersion chromatique (D), s'exprimant en ps/(nm.km), est défini comme la dérivée du temps de propagation de groupe par rapport à la longueur d'onde, pour une longueur de fibre de 1 km. En fait, la dispersion chromatique est la somme d'un terme de matériau pur (dispersion matériau) et d'un terme dû au guidage de l'onde (dispersion modale). La *Figure IV-5* présente la variation du coefficient de dispersion en fonction de la longueur d'onde dans la silice.



**Figure IV-5 : Variation du coefficient de dispersion chromatique dans la silice pure en fonction de la longueur d'onde [103]**

On constate que la fibre standard G.652 [114] présente une dispersion maximale d'environ 20 ps/(nm.km) à 1550 nm. Dans la bande 1288 à 1359 nm, la dispersion maximale spécifiée est de 3,5 ps/(nm.km).

Ainsi, la capacité de transmission est maximale pour une longueur d'onde d'environ 1300 nm mais ce n'est pas dans cette zone que l'atténuation est la plus faible (voir *Figure IV-5*). Il a donc été naturel de chercher à déplacer le point de dispersion nulle vers 1550 nm. On parle alors de fibres à dispersion décalée [115]. Il existe aussi des fibres à dispersion plate pour lesquelles la dispersion totale reste très faible, de l'ordre de 1 ps/(nm.km), sur une plage de plus d'une centaine de nm [116].

L'effet de cette dispersion chromatique sur les transmissions à fibre optique entraîne un élargissement temporel des impulsions. Cet élargissement provoquant, au bout d'une certaine distance, un recouvrement, susceptible de créer des interférences entre symboles. La dispersion chromatique constitue un facteur majeur de limitation des performances des systèmes de transmission sur fibre à haut débit. Aussi, plus les débits à transmettre seront élevés, plus les techniques de compensation élaborées devront être mises en œuvre.

### Les problèmes de polarisation [113]

En principe, la polarisation dans une fibre parfaitement circulaire ne devrait pas évoluer le long de la fibre mais cela ne traduit pas la réalité. En effet, un petit tronçon de fibre peut apparaître comme une lame biréfringente, avec un mode dit rapide et un mode dit lent possédant des polarisations rectilignes orthogonales. De plus, dans une fibre réelle, cette biréfringence et la direction des axes propres varient constamment et de manière incontrôlée ; la polarisation devient alors rapidement imprévisible.

Ce phénomène est dû à la non-symétrie de révolution du profil d'indice dans le cœur de la fibre, non-symétrie intrinsèque liée à la fabrication de la fibre et/ou extrinsèque lors de la pose de la fibre. Les origines intrinsèques peuvent être une symétrie géométrique circulaire imparfaite de la fibre ou une non-homogénéité de l'indice de la fibre. Les causes extrinsèques sont liées à un écrasement, un étirement, une tension ou une courbure de la fibre. Ceci induit un effet photo-élastique, d'où une biréfringence et une polarisation variable. Quand on fait transporter un signal au travers d'une fibre "biréfringente", sans se soucier de la polarisation, on excite les deux modes à la fois ; chacun d'entre eux possédant sa propre vitesse de propagation. Ce décalage des temps de propagation de groupe a pour effet le dédoublement du signal à la sortie de la fibre, et donc un brouillage de l'information (*Figure IV-6*). On le nomme dispersion modale de polarisation (Polarisation Mode Dispersion, PMD). Une caractéristique essentielle de ce phénomène réside dans son caractère aléatoire, étant donné qu'il est principalement d'origine extrinsèque et dépend de la qualité de la pose de celle-ci. La fibre optique apparaît ainsi comme un milieu fluctuant. La valeur moyenne du retard n'est donc pas suffisante pour le décrire totalement et des données statistiques doivent être utilisées. La mesure principale constitue le DGD (Differential Group Delay) renseignant sur le retard différentiel entre les deux composantes et correspondant aux états principaux de la propagation.

$$\text{DGD} = \text{Biréfringence linéique} \times \sqrt{\text{Longueur de couplage}} \times \sqrt{\text{Longueur de fibre}} \quad \text{E IV-2}$$

Ce décalage est souvent été négligé car il reste minime à faibles débits de transmission. Cependant, l'allongement du support de transmission optique augmente la valeur de ce décalage temporel alors que la valeur critique diminue avec l'augmentation des débits. Le projet Ermione a mis en évidence que ce paramètre constitue un des facteurs les plus limitatifs sur une liaison 300 km-40 Gbits/s monocanal [104].

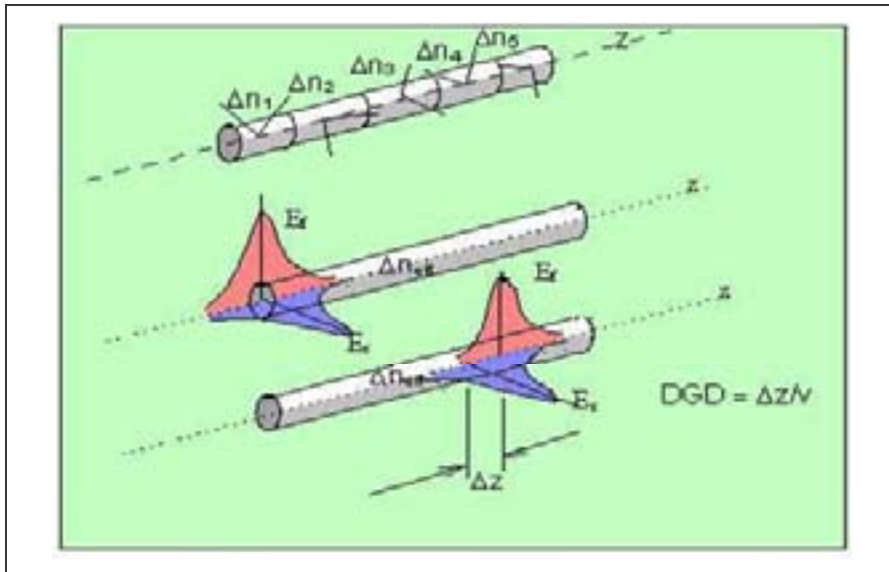


Figure IV-6 : Illustration du décalage temporel entre les composantes orthogonales du signal optique dû à une biréfringence aléatoire de la PMD [104]

### Les effets non-linéaires [117]

Les systèmes de télécommunications sur fibre sont conçus dans l'hypothèse d'une transmission linéaire et les effets non-linéaires sont alors des effets parasites dégradant leurs performances quand les puissances véhiculées deviennent élevées. Aujourd'hui, les systèmes de transmission à haut débit sur une grande distance utilisent des amplificateurs de puissance à l'émission, conduisant à des puissances injectées dans la fibre très élevées et des effets non-linéaires non négligeables. Deux grands types d'effet sont identifiés :

#### L'effet Kerr

L'effet Kerr, en optique géométrique, est une extension des lois de la réfraction de la lumière lors de la propagation de cette lumière dans des milieux d'indice variable. L'indice de réfraction peut alors s'exprimer sous la forme d'une équation non linéaire, proportionnellement à la puissance optique :

$$n = n_0 + n_2$$

$n_0$  : constante

$n_2$  : fonction quadratique de la puissance

E IV-3

Cet effet prend une importance considérable dans l'industrie des télécommunications. Une première conséquence de l'effet Kerr se traduit par un phénomène d'auto-modulation de phase. L'impulsion est affectée d'une modulation de phase parasite qui croît avec la distance. Cette modulation, combinée à la dispersion chromatique, conduit à un élargissement temporel des signaux se propageant dans la fibre. La combinaison des effets linéaires et non-linéaires joue un rôle essentiel. En effet, l'automodulation de phase se traduit par une modulation de fréquence parasite, avec augmentation (respectivement diminution) de la fréquence instantanée à l'avant (respectivement à l'arrière) de l'impulsion. Dans les conditions de dispersion normale ( $D > 0$ ), la tête de l'impulsion se propage encore plus rapidement tandis que l'arrière se propage encore plus lentement. La dispersion chromatique et l'effet Kerr se conjuguent donc pour élargir l'impulsion. En revanche, dans les

conditions de dispersion anormale ( $D < 0$ ), l'avant de l'impulsion se trouve ralenti tandis que l'arrière est accéléré : les deux effets jouent en sens inverse et on peut imaginer que s'ils se compensent exactement, l'impulsion ne se déformera pas au cours de la propagation.

Les autres conséquences de l'effet Kerr sont visibles si plusieurs ondes se propagent dans la fibre (technique WDM). La non-linéarité induit alors une modulation de phase croisée (cross phase modulation), ainsi que des phénomènes comme le mélange à trois ou quatre ondes, sources d'intermodulation entre les différents canaux d'un système de transmission utilisant plusieurs longueurs d'onde.

#### Les effets Raman et Brillouin

- L'effet Raman est le plus connu des effets non-linéaires. Il s'agit d'une interaction photon-phonon, c'est-à-dire d'échange d'énergie entre l'onde optique et les vibrations du matériau.
- L'effet Brillouin est de même nature que la diffusion de Raman, mais l'interaction se produit avec des phonons acoustiques, c'est-à-dire avec les vibrations d'ensemble du matériau, se propageant à la vitesse des ondes acoustiques.

Ces effets sont sensibles dès que la puissance injectée dépasse un certain seuil. Une solution mise en œuvre, pour minimiser leurs effets, consiste à moduler en amplitude à très basse fréquence le courant d'injection du laser par un signal sinusoïdal, ce qui provoque une modulation de fréquence du signal optique émis et élargit le spectre jusqu'à quelques GHz [118].

#### *$\beta$ - L'amplificateur optique*

L'amplification, dans un amplificateur optique à semiconducteur (SOA), comme dans un amplificateur à fibre dopée, repose sur le phénomène d'émission stimulée. Le signal se propage dans un guide (semiconducteur ou fibre) qui présente un gain dû à une source extérieure (courant injecté ou source de lumière appelé pompe), responsable de l'inversion de population. Les photons d'émission stimulée viennent s'ajouter au signal et l'amplifier.

En même temps, d'autres photons sont émis de manière non cohérente avec le signal. Ces photons, créés par émission spontanée, peuvent être, à priori, dans n'importe quel mode possible de rayonnement. Les photons, émis dans le même mode de propagation et dans la même bande spectrale que le signal, sont également amplifiés et ne peuvent pas être dissociés du signal utile. Ils vont constituer une source de bruit que l'on appelle ASE (Emission Spontanée Amplifiée). Les photons émis hors mode de propagation du signal ne sont pas gênants car ils ne sont pas amplifiés.

#### **L'amplificateur optique à semiconducteur (SOA) [119]**

L'architecture d'un SOA est, à première vue, peu différente de celle d'une diode laser, concernant les paramètres fondamentaux : émissions spontanée et stimulée, recombinaisons non-radiatives, phénomènes de transport... Elle est constituée d'une diode laser de type Fabry-Pérot dont les faces sont traitées  $R_{\min}$  empêchant ainsi les oscillations et limitant le fonctionnement à un gain simple passage. Cet amplificateur est caractérisé par une grande densité d'intégration associée à un rendement

record. De plus, sa technique de fabrication est compatible avec l'intégration monolithique de nombreux autres composants actifs et passifs, ce qui offre des perspectives attrayantes en terme de traitement optique du signal, et aussi probablement en terme de coût. Enfin, il présente une bande passante optique en petit signal de l'ordre de 5 THz, soit environ 40 nm autour de la longueur d'onde de 1,55  $\mu\text{m}$ .

### **L'amplificateur optique à fibre dopée (EDFA)**

L'amplificateur optique à fibre dopée est basé sur le principe d'une fibre dopée avec des ions terre rare (l'Erbium privilégiant une amplification autour de 1,55  $\mu\text{m}$ ) associé à un pompage optique sans lequel la fibre serait absorbante. Les longueurs d'onde choisies pour le module de pompe sont 1480 nm et 980 nm pour une meilleure efficacité sachant que la fibre est généralement co-dopée Ytterbium/Erbium. Un pompage simultané à ces deux longueurs d'onde offre les avantages propres à chacune des longueurs d'onde : un bruit réduit à 980 nm et une puissance de saturation élevée à 1480 nm.

#### *$\gamma$ - Composants annexes du module de transmission*

Nous venons de détailler les deux principaux composants du bloc de transmission. Cependant, de nombreux autres composants sont nécessaires à la constitution de ce bloc. On peut citer également : isolateurs, coupleurs, filtres optiques ou multiplexeurs - démultiplexeurs.

Les isolateurs sont des composants passifs à faible atténuation dans un sens et forte atténuation dans l'autre. Leur principe est basé soit sur un effet de polarisation de la lumière, soit sur le principe du prisme de rutile (qui focalise la lumière dans la fibre dans un sens et sur un point hors du coeur dans l'autre). Ces isolateurs sont utilisés dans les amplificateurs EDFA pour éviter que la fibre amplificatrice ne se transforme en cavité résonante, mais aussi le long de la fibre de transport pour éviter que des réflexions parasites dues à des extrémités de fibres mal coupées ou des connecteurs mal adaptés ; réflexions qui sont susceptibles d'augmenter le RIN.

Les coupleurs permettent de distribuer le signal optique vers plusieurs fibres ou inversement d'acheminer le signal de plusieurs fibres vers une seule. Le principe de base est celui du couplage par ondes évanescentes entre deux fibres dont les coeurs sont proches.

Le filtrage optique a pour but de limiter l'occupation spectrale du signal en réfléchissant une certaine gamme de longueurs d'ondes et en transmettant les autres. Deux types de filtre sont couramment utilisés : les filtres dichroïques et les filtres de type Fabry-Perot. Nous ne détaillerons pas ces filtres ici car nous n'avons pas utilisé ces dispositifs dans cette étude. Cependant, une autre utilisation de ces filtres adresse le multiplexage/démultiplexage optique. La solution adoptée sur certains dispositifs est le dépôt de filtre sur l'extrémité de la fibre optique permettant de ne récupérer que le signal porté par la porteuse de longueur d'onde désirée. Les multiplexeurs et démultiplexeurs peuvent également être composés de réseaux de diffraction. Abordons à présent les composants du module de réception.

### ***II.1.c. Module de réception***

#### *$\alpha$ - Le photodétecteur*

L'interface optique de réception, dans une liaison à fibre optique, est chargée de convertir le signal lumineux en signal électrique, en apportant le moins de dégradation possible. Ce rôle est tenu par le photodétecteur qui, pour simplifier, se comporte comme un compteur de photons et un générateur de courant. La première propriété requise nécessite une sensibilité importante pour la longueur d'onde utilisée et la seconde concerne la rapidité. Il doit, en effet, être utilisé pour des systèmes fonctionnant à 10 Gbits/s voire même 40 Gbits/s. La troisième propriété est un apport minimum de bruit.

Afin de satisfaire la plupart de ces conditions, le choix se porte sur les photodétecteurs à semiconducteur, qui présentent les avantages d'être très rapides et faciles à utiliser –bien que d'autres dispositifs soient plus sensibles; deux technologies sont les plus couramment utilisées : la photodiode PIN et celle à avalanche (APD).

La photodiode PIN part du principe que pour effectuer la photodétection en évitant les recombinaisons des paires électron-trou, il est nécessaire que les photons soient absorbés dans une zone dépourvue de porteurs mobiles, assimilable à une zone de charge d'espace d'une jonction PN. Or, pour favoriser le rendement quantique, il est préférable que cette zone soit large. D'où l'intégration d'une zone intrinsèque au sein de la jonction PN, dans laquelle la majorité des photons seront absorbés. Les paramètres importants, dépendant du matériau et de la structure, caractérisant une photodiode PIN sont :

- la sensibilité : *elle dépend du rendement et varie selon le coefficient d'absorption du matériau et selon la largeur de la zone intrinsèque,*
- le courant d'obscurité  $I_{(obs)}$  : *il circule dans la jonction en l'absence d'éclairement. Il peut avoir des origines multiples, telles que la génération thermique dans la zone intrinsèque, des courants de surface, des courants de fuite...*
- le temps de réponse : *il doit être bref, mais il est limité par la capacité de jonction – d'autant plus réduite que l'on élargie la zone d'absorption, et le temps de transit qui diminue si on rétrécit cette zone. On améliore le temps de réponse en augmentant la tension de polarisation, ce qui réduit la capacité et le temps de transit.*

L'expression du courant total dans la photodiode est donné par :

$$I_{ph} = S.P_{opt} + I_{obs} \quad \text{E IV-4}$$

Cependant, le signal électrique émis par la photodiode n'est pas parfait, et apparaît bruité [120,121]. On observe alors :

- un bruit quantique provenant du caractère aléatoire de la création des paires électron-trou. Il est proportionnel à la puissance optique reçue par la photodiode.
- un bruit d'obscurité associé au courant d'obscurité,

- un bruit en  $1/f$  et un bruit thermique provenant des circuits de polarisation du photorécepteur et notamment du préamplificateur.

Pour améliorer le rapport signal sur bruit, le phénomène de multiplication interne est privilégié, pour qu'un photon n'engendre pas un seul mais plusieurs photo-porteurs. On parle alors de photodiode à avalanche (APD). Le principe de cette photodiode est qu'en faisant croître le champ électrique dans la jonction PIN, l'énergie des porteurs s'élève au point d'ioniser un atome en cas d'impact avec celui-ci. Des ionisations en chaîne se produisent alors et les porteurs se multiplient. Le gain de multiplication par ionisation par impact (M), correspond au rapport entre le nombre moyen de porteurs secondaires créés et le nombre de porteurs primaires provenant de la photodétection.

Le gain augmente avec la différence de potentiel appliquée, mais il est limité à une valeur maximale. Si le champ devient trop fort, il y a risque de claquage. Cette valeur limite de tension dépend du matériau et de la structure utilisée.

Le courant d'obscurité  $I_{obs}$  observé dans une photodiode en régime d'avalanche est plus important que dans une photodiode en régime classique. Il reste cependant inférieur au produit du courant d'obscurité non multiplié et du gain M. Le courant engendré par une photodiode APD peut donc s'écrire :

$$I'_{ph} = M.S.P_{opt} + I'_{obs} \quad \text{E IV-5}$$

Le phénomène d'avalanche affecte la rapidité de la photodétection. Le temps de réponse d'une APD est donc plus important que celui d'une diode PIN, mais reste faible (de l'ordre de la nanoseconde). Les bruits affectant la photodiode APD sont les mêmes que ceux affectant la diode PIN. Il est à noter cependant que le bruit quantique est lui aussi multiplié par le facteur M. De plus, chaque porteur primaire ne donnant pas naissance au même nombre de porteurs secondaires, le caractère aléatoire de ce phénomène donne naissance à un bruit supplémentaire [122].

#### *$\beta$ - Autres composants du module de réception*

Cependant, le traitement réalisé par l'étage de réception ne se limite pas à la photodétection. En effet, le courant émis par la photodiode, malgré la présence d'un préamplificateur, reste souvent assez faible et nécessite donc l'utilisation d'un amplificateur en sortie du photorécepteur. Mais il nécessite aussi la présence d'un filtre afin d'atténuer le bruit en sortie du récepteur. Le filtrage doit être réalisé sur une bande  $0-\Delta F$ , bande qui doit être la plus sélective possible, tout en ne créant pas d'interférences intersymboles (IES). Ceci signifie que la réponse du filtre à un symbole s'annule à tous les instants de décision sur les symboles voisins. Le filtrage théorique de Nyquist [123] étant difficile à réaliser en particulier avec un codage de type NRZ, on utilise alors le « filtre pratique de Nyquist » dont la largeur de bande de bruit, dans les conditions habituelles, vaut approximativement  $\Delta F = 0,8 \times F_{DEBIT}$ .

Enfin, le dernier traitement réalisé par le module de réception concerne la décision. Le but de ce bloc est la remise en forme du signal pour assurer une qualité d'information parfaite. Il est composé d'un détecteur à seuil et d'un circuit de récupération de rythme, encore appelé circuit de synchronisation.



## **II.2. Présentation du simulateur COMSIS**

### ***II.2.a. Généralités sur le simulateur***

Les interactions composant-système, notamment les conséquences d'une dégradation du composant sur les performances d'une liaison optique à haut débit, a été étudiée à l'aide du logiciel COMSIS (acronyme de COMMunicatio System Interactive Software), développé par la société française IPSIS. Ce simulateur, à destination des chercheurs et des ingénieurs, permet de modéliser, simuler, analyser et concevoir tout module de traitement du signal allant du dispositif le plus élémentaire au système complet de communication. Son environnement de programmation se présente sous la forme d'une interface graphique de type schéma bloc. Sa bibliothèque de modèles ne se limite pas aux télécommunications optiques mais intègre les communications hertziennes de nouvelle génération (GSM, UMTS, GPRS, ...). Elle a été développée en collaboration avec France Télécom R&D. De plus, COMSIS offre également la possibilité de développer et d'intégrer des modèles spécifiques écrits en langage C ou en Fortran.

### ***II.2.b. Paramètres de configuration des blocs***

Une originalité du simulateur COMSIS réside dans la définition de certains composants complexes tels que l'amplificateur dopé à l'Erbium, le laser à semiconducteur ou encore le filtre de Bragg. En effet, ce logiciel permet de définir un dispositif à partir d'une double définition : Physique ou Système et l'utilisateur a la possibilité de paramétrer ses composants en tenant compte :

- soit des paramètres technologiques/physiques, c'est à dire permettant d'obtenir directement les équations régissant le comportement physique du composant,
- soit des paramètres fonctionnels, correspondant à des grandeurs facilement mesurables ou fournies dans les spécifications des fabricants.

La deuxième solution offre naturellement une plus grande convivialité d'utilisation. Dans ce cas, les paramètres physiques correspondant sont recalculés, pour être ensuite injectés dans les équations de simulation. Le résultat peut être visualisé au niveau de l'interface de définition. Ceci donne à COMSIS une grande souplesse d'utilisation, mais présente aussi une plus grande complexité dans la réalisation ou l'interprétation des modèles.

### ***II.2.c. Autres exemples de simulateurs***

D'autres simulateurs spécialisés dans les liaisons de communication existent. Pour ne citer que quelques uns d'entre eux, on peut trouver sur le marché des logiciels de ce type :

- OptSim : développé par la société ARTIS Software Corporation. Il permet de valider les configurations et d'optimiser les performances de systèmes de transmission électro-optiques.
- LinkSIM : développé par la société Rsoft.
- VPI : développé par VPIphotonics

Mais il existe aussi des outils non-spécialisés, du type de Matlab, qui à travers son outil générique de modélisation (Simulink), permet lui aussi de construire des schémas-blocs, de les simuler, d'évaluer leurs performances et d'affiner les conceptions.

Cependant notre choix s'est tourné vers COMSIS du fait, notamment, de la richesse et de la modularité de sa bibliothèque, mais surtout du fait de notre collaboration avec l'équipe GESTE de l'ENSIL, notre étude constituant un prolongement naturel des études de dimensionnement et d'analyse des performances de liaisons optiques à haut débit.

## **II.3. Description des principaux paramètres étudiés**

### ***II.3.a. Diagramme de l'œil***

L'évaluation des performances d'une liaison optique peut se faire à partir de l'observation du diagramme de l'œil. L'émission d'une suite aléatoire d'éléments binaires conduit, à la réception, à un signal  $x(t)$  qui est la somme des réponses du système à chacun de ces symboles. Or, par suite du caractère passe-bas des canaux usuels, ces différentes réponses se perturbent mutuellement. La superposition graphique de tous les intervalles de temps-bit associés au signal  $x(t)$  permet d'apprécier ces perturbations. Elle fait apparaître des ouvertures en forme d'œil. Ce diagramme représente le degré de discrimination de différents niveaux du signal  $x(t)$  et fournit, par conséquent, de bons renseignements sur l'immunité aux erreurs de la liaison. Il permet, ainsi, d'ajuster l'instant d'échantillonnage dans le régénérateur au moment précis d'interférence minimale (*Figure IV-7*).

A l'instant  $t_0 + nT$ , la valeur maximale du signal lorsque le symbole est égal à 0 est obtenue lorsque tous les symboles encadrant sont égaux à 1. La valeur minimale lorsque le symbole est égal à 1 est obtenue lorsque tous les symboles encadrant sont nuls. La différence entre ces deux niveaux extrêmes est appelée ouverture verticale ou hauteur de l'œil, à l'instant d'échantillonnage. En l'absence de bruit, l'œil est ouvert, si bien qu'il serait possible de détecter les données sans erreur en plaçant le seuil de décision entre les deux valeurs extrêmes. En présence de bruit, on observe des traces brouillées et élargies et la dégradation de la probabilité d'erreur due à l'interférence entre symboles est d'autant plus grande que l'œil est fermé. L'ouverture verticale de l'œil dépend de l'instant d'échantillonnage. En effet, lorsqu'on décale ce dernier par rapport à sa valeur optimale, correspondant au minimum de la probabilité d'erreur, la dégradation de celle-ci est d'autant plus rapide que l'ouverture décroît rapidement. Autrement dit, la largeur de l'œil détermine la sensibilité à un décalage de l'instant d'échantillonnage. Or, dans tout système de transmission numérique, l'horloge est toujours affectée de fluctuations aléatoires temporelles, encore appelée gigue ou jitter.

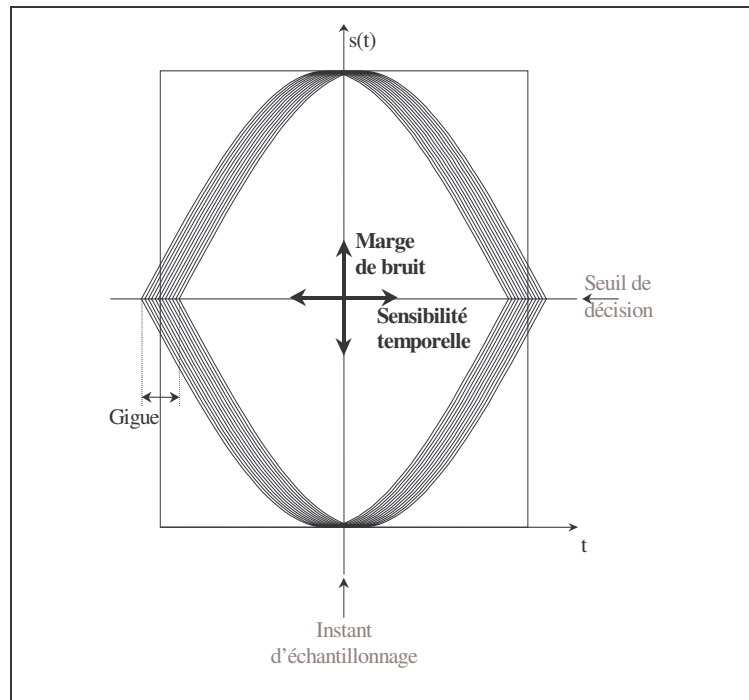


Figure IV-7 : Paramètres fondamentaux d'un diagramme de l'œil.

### II.3.b. Taux d'erreur binaire

On peut mesurer la qualité de la réception par la probabilité qu'un symbole, résultant de la décision, soit différent du symbole réellement émis. La probabilité d'erreur correspond à la probabilité que la décision prise par le détecteur soit erronée.

Il convient alors de faire la distinction entre deux grandeurs qui sont souvent, à tort, confondues : la probabilité d'erreur qui vient d'être définie et le taux d'erreur binaire ou encore taux d'erreur bits (TEB, ou BER pour Bit Error Rate). Ce dernier est défini comme le rapport du nombre d'erreurs au nombre total d'éléments binaires transmis  $N$  ; c'est la grandeur aléatoire constituant une estimation de la probabilité d'erreur.

Lorsque  $N$  est suffisamment grand, on peut considérer, d'après le théorème de la limite centrale [124], que le TEB est une variable aléatoire gaussienne et calculer le nombre  $N$  nécessaire pour obtenir une estimation de la probabilité d'erreur avec un intervalle de confiance donné. Plus la probabilité d'erreur est faible, plus le nombre  $N$  doit être grand. La mesure devient donc impossible pour de probabilités d'erreur trop faibles et la limite est d'autant plus grande que le débit est faible. Les mêmes limites sont imposées aux méthodes de simulation. Il existe, néanmoins, pour la simulation comme pour la mesure, des techniques d'approximation qui permettent de descendre le seuil, mais il subsiste toujours une limite.

### II.3.c. Facteur $Q$

Paradoxalement, les excellentes performances des systèmes optiques (taux d'erreur inférieurs à  $10^{-9}$ , voire  $10^{-12}$ ), pose la question suivante : devant des taux d'erreur aussi faibles, il n'est plus envisageable d'utiliser des méthodes de comptage d'erreurs pour évaluer les performances des systèmes. Alors, on peut estimer le TEB par l'intermédiaire du facteur  $Q$ .

Considérons que le bruit apporté par la transmission des données binaires est gaussien.

On définit alors un facteur Q pour les niveaux hauts et un pour les niveaux bas :

$$Q_i = \left| \frac{D - \mu_i}{\sigma_i} \right|, \quad i = 0, 1 \quad \text{E IV-6}$$

$\mu_i$  : la moyenne sur les niveaux  
 $\sigma_i$  : écart type

D est le seuil de décision, c'est à dire le niveau en dessous duquel on considérera qu'il s'agit d'un 0 et au-dessus d'un 1. D est évidemment compris entre  $\mu_1$  et  $\mu_0$ .

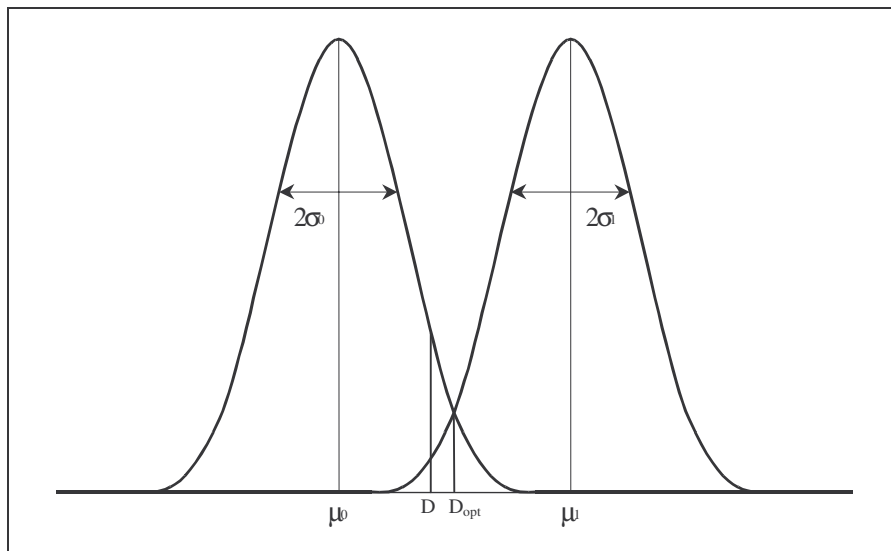


Figure IV-8 : Représentation schématique des densités de probabilités et du seuil de décision.

Lorsque les niveaux hauts et bas sont équiprobables, le TEB est donné par :

$$\text{TEB} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[ \frac{Q_0}{\sqrt{2}} \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[ \frac{Q_1}{\sqrt{2}} \right] \quad \text{E IV-7}$$

où erfc représente la fonction d'erreur corrigée.

Le calcul du TEB peut encore être amélioré en optimisant la position du seuil de décision [125]. Cette position est donnée par :

$$D_{\text{opt}} = \frac{\sigma_1 \mu_0 + \sigma_0 \mu_1}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad \text{E IV-8}$$

Le facteur de qualité global de la liaison Q et le TEB sont alors égaux à :

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad \text{E IV-9}$$

$$\text{TEB} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \quad \text{E IV-10}$$

Le TEB varie donc très vite en fonction de Q.

### III. Etude de l'impact de lois de dégradation : paramètres du premier ordre

Dans ce paragraphe, nous allons présenter puis analyser les résultats de simulation après introduction de différentes lois de dégradation mises en évidence expérimentalement sur les composants (puces nues et modules) approvisionnés par ALCATEL Optronics. L'étude entreprise ne s'attache qu'à examiner en détail l'impact d'une **seule loi de dégradation à la fois** sur une liaison adéquate prédéfinie afin d'interpréter au mieux les résultats et décorrélérer d'éventuels effets cumulatifs (constructifs ou destructifs). Ces résultats prolongent une action débutée en 2003 avec l'ENSIL sur une liaison monocanal à 2,5 Gbits/s et ont permis de poursuivre l'implémentation de différentes lois de dégradation en considérant une approche basée sur des paramètres dits de premier niveau (courant de polarisation, longueur d'onde centrale) puis de deuxième niveau (fréquence de relaxation, largeur de raie laser).

#### III.1. Présentation de la liaison utilisée dans cette étude

La liaison que nous allons étudier dans cette partie est présentée en *Figure IV-9*. Il s'agit d'une liaison WDM « 4 canaux » composée de :

- quatre émetteurs, chacun constitué d'une diode laser monomode émettant à une longueur d'onde donnée autour de 1550 nm et d'un « générateur de données » dans lequel sont définis le débit du signal (2,5 Gbits/s) ainsi que les courant de modulation, à savoir un  $I_{\max}$  de 60 mA et un  $I_{\min}$  de 20 mA,
- un multiplexeur « 4 vers 1 », fonctionnant autour d'une longueur d'onde de 1550 nm et définit selon les normes ITU (WDM) à savoir un espacement entre canaux de 0,8 nm – soit un espacement fréquentiel de 100 GHz, et une isolation entre canaux de 20 dB,
- une fibre optique longue de 120 km, présentant un facteur d'atténuation de 0,23 dB/km et un facteur de dispersion chromatique constant de 17 ps/nm/km pour 1550 nm. Parmi les effets non-linéaires, l'effet Raman a été légitimement négligé au débit étudié [104]. Cependant, l'effet Kerr a été pris en compte en se basant sur le modèle de fibre fourni dans la bibliothèque de COMSIS,
- un démultiplexeur paramétré de la même manière que le multiplexeur,

- quatre photodiodes PIN, avec une sensibilité de 0,8 A/W et un courant d'obscurité de 5 nA,
- un circuit de décision pour chaque canal, précédé d'un filtre passe-bas, qui peut être par exemple un filtre de Bessel d'ordre 5.

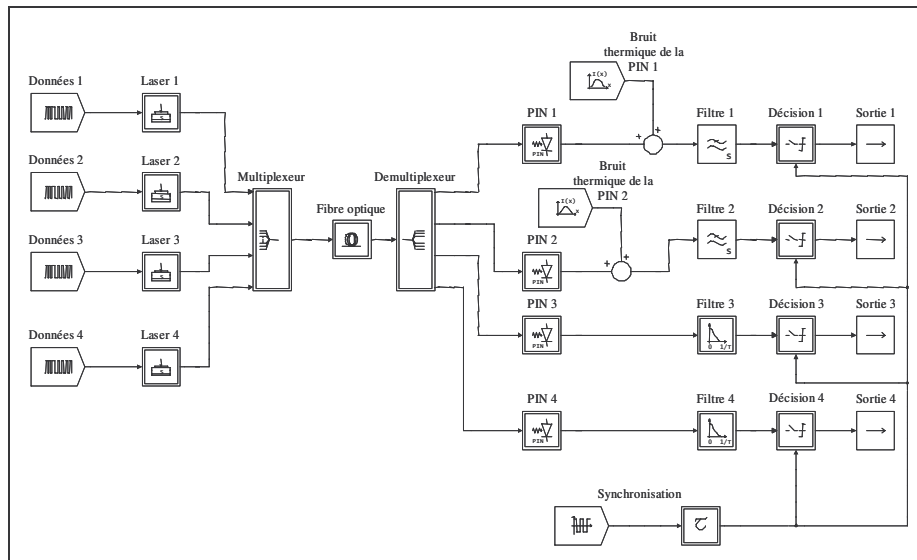


Figure IV-9 : Schéma général de la liaison WDM 4 canaux simulée pour cette étude

La diode laser de l'émetteur est basée sur le modèle de la diode laser DFB étudiée jusqu'ici. Les principaux paramètres qui la définissent du point de vue système sont énumérés dans le *Tableau IV-1*. Les longueurs d'onde d'émission de chacun de ces émetteurs ont été définies autour d'une valeur centrale de 1550 nm, en accord avec les espacements définis par la norme ITU-T G 692, soit respectivement (1548,8 nm ; 1549,6 nm ; 1550,4 nm ; 1551,2 nm).

Paramètre de modélisation	Valeur de définition	Courant de mesure (si nécessaire)
Courant de seuil $I_{th}$	10 mA	
Rendement puissance courant ( $\alpha$ )	0,25 W/A	
Largeur de raie $\Delta\lambda$	2 MHz	60 mA
Taux d'amortissement	7 GHz	100 mA
Bande à -3 dB	3,5 GHz	100 mA
Chirp	100 MHz/mA	
RIN	-154 dB/Hz	100 mA

Tableau IV-1 : Paramètres de modélisation de la diode laser

Le bruit de la photodiode de réception a, quant à lui, été modélisé comme l'addition d'un bruit thermique, d'amplitude  $0,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ , au signal généré par la diode PIN.

### III.2. Optimisation des conditions de simulation

D'un point de vue pratique, les simulations réalisées tout au long de cette étude, ont été paramétrées dans le but de trouver un compromis entre la précision de calcul (nécessaire à

l'observation des variations paramétriques) et les durées de simulation, inconvénient majeur dans des calculs itératifs utilisés ici. Ces simulations ont été effectuées en fixant  $10^5$  points de calcul, et un pas de  $10^{-6}$   $\mu$ s, ce qui représente 400 points par bit pour un débit de 2,5 Gbits/s. Ce paramétrage assure des temps de simulation inférieurs à 5 minutes en moyenne.

Lors de l'étape de traitement des résultats, des artefacts de calcul sont susceptibles d'apparaître parmi les premiers points simulés. Les visualisations tronquées des diagrammes de l'œil ont donc été privilégiées par rapport aux visualisations globales. Ainsi, la suppression des 10000 premiers points des fichiers résultats a permis de s'affranchir de ces défauts.

Le diagramme de l'œil ainsi obtenu a dû être recentré, faisant ainsi disparaître l'effet du retard lié au temps de propagation dans la fibre sur le diagramme afin de calculer le facteur de qualité. En effet, la fonction de calcul du facteur Q de COMSIS utilisant une technique de fenêtrage autour du milieu du diagramme, le centre de l'œil doit y être replacé à chaque simulation. De plus, il est à noter que pour chaque calcul du facteur de qualité, le seuil de décision a été réajusté, tenant ainsi compte des systèmes de réajustement automatique sur les circuits de décision existants dans les liaisons actuelles sur longue distance.

### **III.3. Loi de dégradation sur le courant d'alimentation**

La première étude, réalisée ici, correspond en fait à une étude de faisabilité. Il s'agit en effet de simuler la dégradation du courant d'alimentation d'un des émetteurs. Cette dégradation de  $I_{\text{Bias}}$  est généralement observée lors du vieillissement d'une diode laser fonctionnant à puissance optique constante.

Ce type de dégradation semble peu observable dans le cadre de liaison de télécommunication 2,5 Gbits/s, du fait de la présence d'un système de compensation automatique du courant en fonction de la puissance optique, afin de garder cette dernière constante. Cependant, ce type de dégradation, du fait de sa simplicité d'implémentation dans le logiciel, représente un très bon vecteur de caractérisation de notre technique. De plus, le système de compensation du courant en fonction de la puissance possède ses propres limites et qu'une fois celle-ci dépassées, le système ne peut plus être opérationnel. Ainsi, même dans ce cas de figure notre méthode peut participer à prédire le temps de fonctionnement de la liaison en présence d'un tel type de dégradation.

#### ***III.3.a. Conditions de simulation***

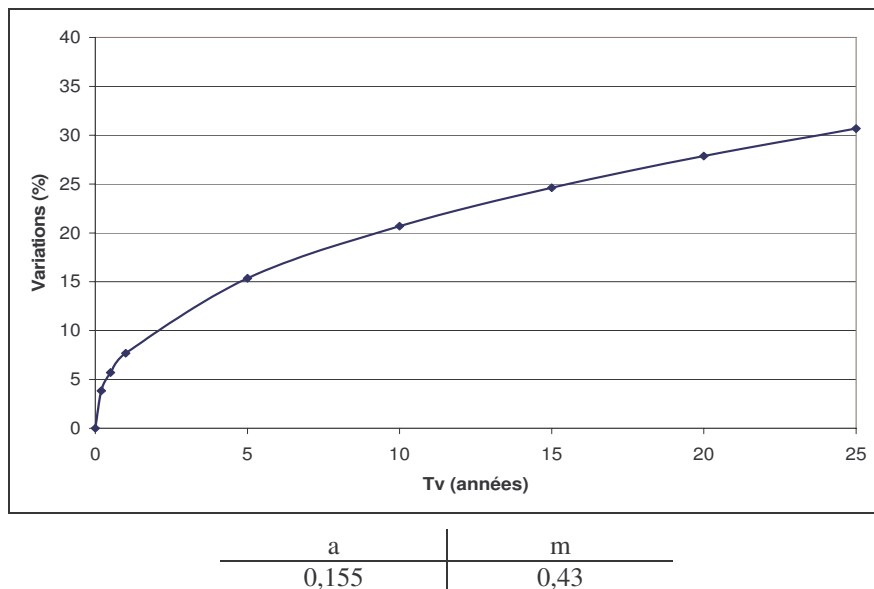
La loi de dégradation utilisée dans cette étude, correspond à une loi obtenue par vieillissement accéléré de diodes laser DFB 1,55  $\mu$ m, issues d'un même lot de vieillissement que ceux utilisés dans le chapitre 3. Comme précédemment, cette loi peut être lissée par une loi en puissance du type  $a t^m$ . Les paramètres (a,m) du composant étudié, ainsi qu'une représentation de sa loi de dégradation en fonction du temps, sont présentés en *Figure IV-10*.

Cependant, sur cette liaison, le laser n'est pas piloté à partir d'un courant de polarisation autour duquel est imprimée une modulation, mais directement à partir des extrema de la modulation en

courant. La loi de dégradation est donc appliquée directement à  $I_{\min}$  et  $I_{\max}$ , tel que le schématise la *Figure IV-11a*.

De plus, ce type de loi ne peut pas être implémenté de cette façon dans le simulateur. En effet, COMSIS ne permettant pas de fixer la puissance de sortie de l'émetteur constante en fonction du temps, comme cela est fait sur cette même figure. Dans ce cas, l'introduction de la loi observée en *Figure IV-10*, entraînerait une augmentation de la puissance optique en sortie de l'émetteur traduisant une amélioration des performances du laser au cours du temps, soit l'inverse de ce que nous cherchons à obtenir !

La modélisation de notre défaillance ne doit donc pas se traduire par une augmentation du courant d'alimentation de la diode laser, mais par une diminution de ce même courant, permettant de simuler la diminution de la puissance optique occasionnée par cette dégradation (Cf. *Figure IV-11b*). Cette dérive est néanmoins réaliste car elle aurait pu être observée si le courant de polarisation du laser avait été maintenu constant durant les tests en vieillissement (test ACC).



**Figure IV-10 : Loi de dégradation en courant retenue pour cette étude**



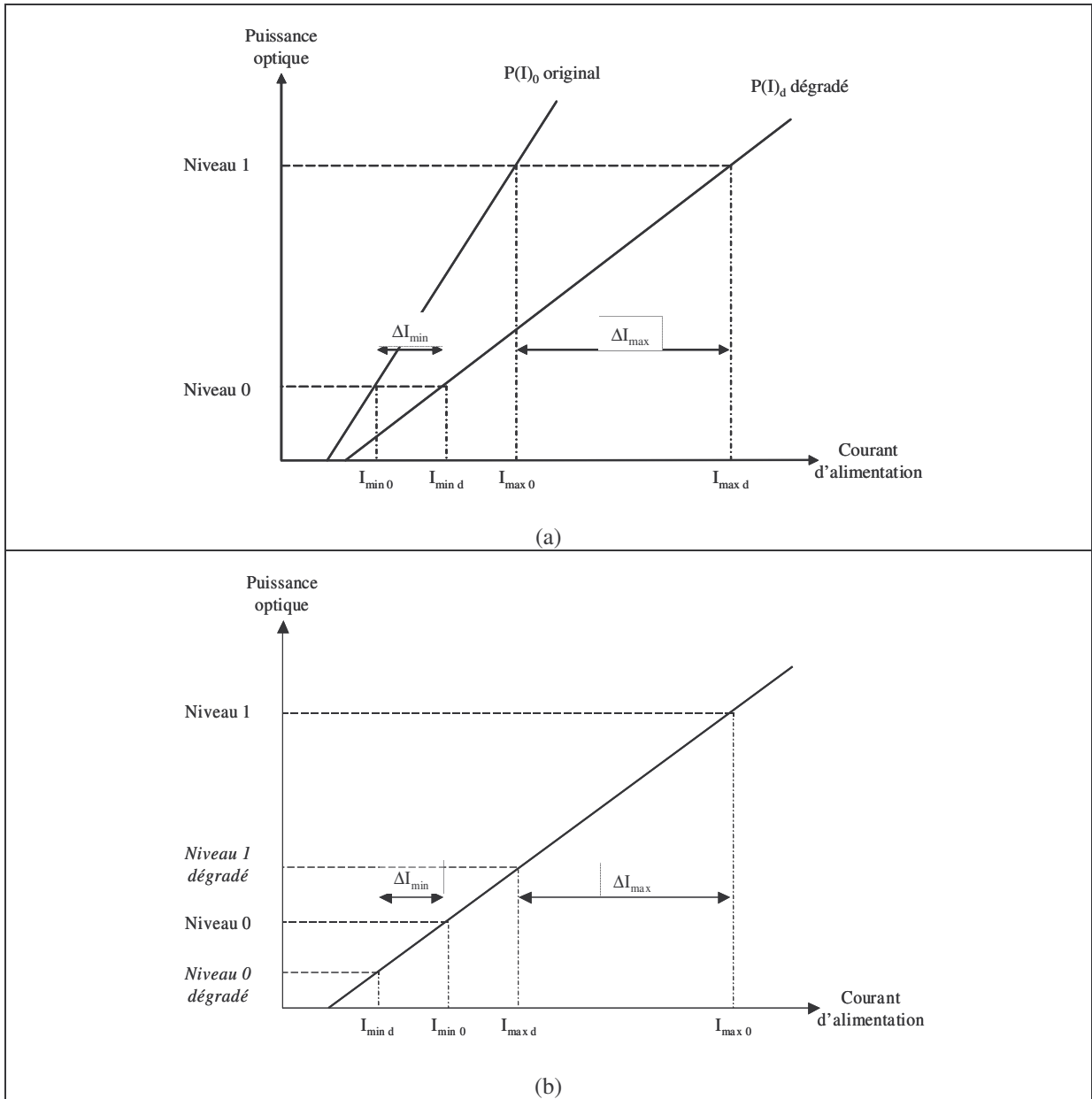
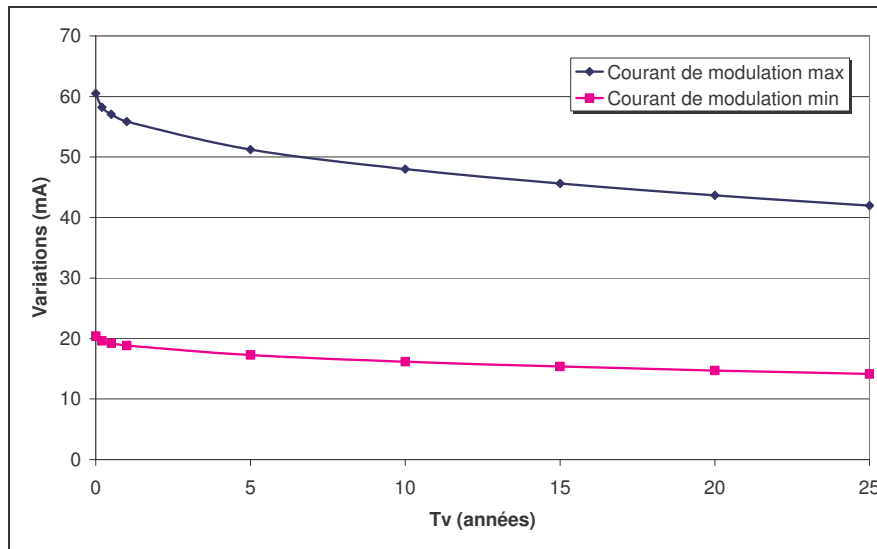


Figure IV-11 : Application de la loi de dégradation du courant d'alimentation de l'émetteur laser, théorique (a) et effective (b), dans le simulateur COMSIS



**Figure IV-12 : Variation des valeurs minimale et maximale du courant de modulation du laser en fonction du temps**

Les nouvelles lois de dégradation ainsi obtenues sont présentées en *Figure IV-12*. Elles ne sont appliquées qu'à un seul émetteur, l'émetteur du canal 1 pour :

- d'une part, observer l'influence de la dégradation sur le canal adjacent,
- et d'autre part, pouvoir comparer l'influence de cette dégradation à un comportement normal.

### ***III.3.b. Résultats de simulation***

Les résultats de simulation qui seront présentés ici, le seront principalement sous deux formes :

- l'évolution du facteur Q en fonction du temps de vieillissement
- les diagrammes de l'œil mesurés avant le circuit de décision, en initial et après 25 ans de dégradation.

L'évolution du facteur Q est donnée en *Figure IV-13*. La première constatation remarquable sur cette figure est l'invariance du facteur Q mesuré sur le canal 2. Ceci tendrait à exprimer que ce type de dégradation n'a pas d'impact sur les canaux adjacents.

Le facteur Q du canal 1, quant à lui, connaît une décroissance continue conduisant à une diminution de moitié après 25 ans. Cette variation, d'un paramètre difficile à interpréter physiquement, peut être ramenée à une variation du taux d'erreur binaire (TEB) présentée en E IV-10 et rappelée ci-dessous. La variation du TEB se traduit par une augmentation de sa valeur initiale estimée à  $2 \cdot 10^{-27}$ , jusqu'à atteindre une valeur de  $3 \cdot 10^{-8}$ . Cependant, il faut noter que le facteur Q ne donne qu'une image du taux d'erreur binaire, puisqu'il n'y a aucune comparaison entre les bits de données et les bits en sortie de chaîne ; ceci expliquant les faibles valeurs de TEB obtenues pour des liaisons non dégradées.

$$\text{TEB} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \quad \text{E IV-10}$$

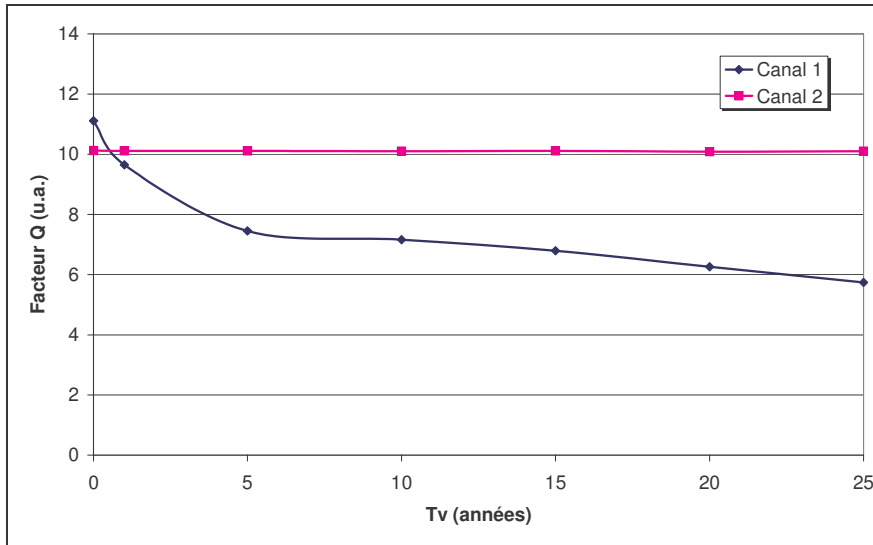


Figure IV-13 : Evolution du facteur Q des canaux 1 et 2 en fonction du temps en considérant une dégradation des courants minimum et maximum de modulation de la diode laser

La Figure IV-14 montre clairement l'impact de ce type de dégradation sur l'évolution du diagramme de l'œil en les comparant à l'instant initial du test et après 25 ans. On observe une déformation de l'œil à 25 ans, due à la fois à une diminution de son amplitude de près de 40% occasionnée par la chute de la puissance optique en sortie de l'émetteur, et à une augmentation des « overshoots » (dépassement localisés sur le niveau haut) et de la gigue (décalages des temps de montée et de descente).

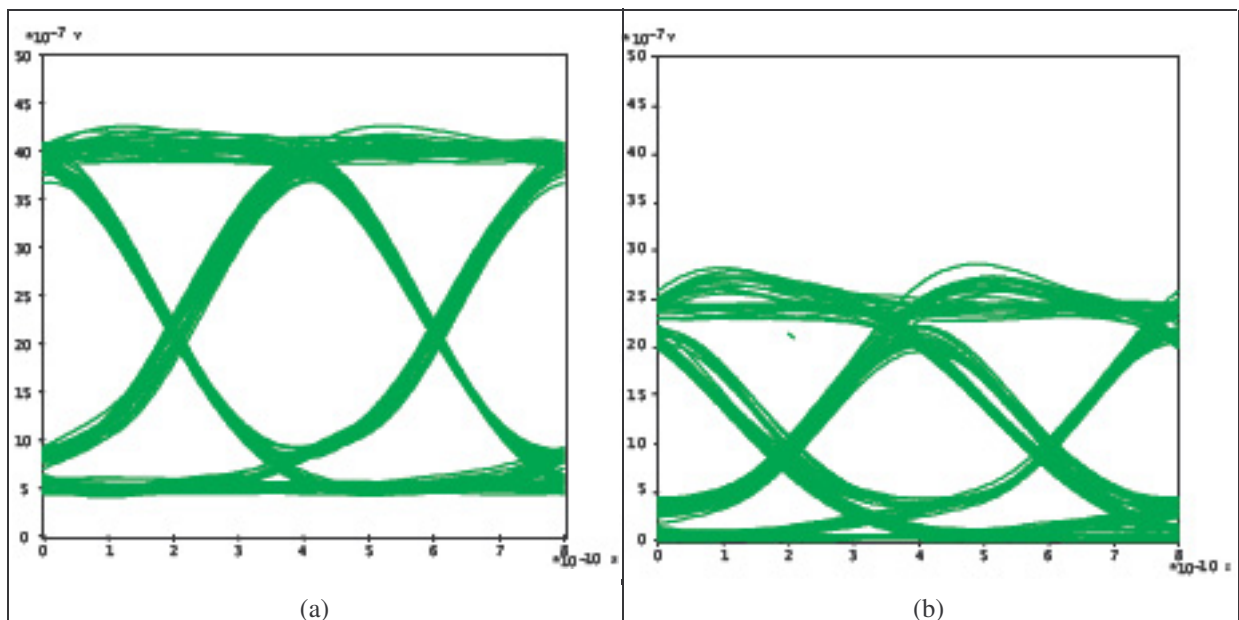


Figure IV-14 : Comparaison des diagrammes de l'œil du canal 1 avant vieillissement (a) et après 25 ans (b)

### III.4. Impact d'une loi de dégradation sur la longueur d'onde

La longueur d'onde étant un paramètre essentiel dans le cadre des liaisons de communication WDM, l'impact de sa dégradation sur le fonctionnement de la liaison est donc un point crucial à prendre en compte. Pour cette raison, nous présentons dans ce paragraphe, des simulations dans laquelle une loi de dégradation de la longueur d'onde est implantée sur un émetteur, ainsi que les résultats associés en terme de facteur de qualité de la liaison et diagramme de l'œil, à la fois pour le canal étudié et le canal adjacent.

#### III.4.a. Conditions de simulation

La loi de dégradation de la longueur d'onde mesurée à 75 mA (Cf. *Figure IV-15*), a été implantée dans le simulateur, affectant uniquement le canal 1. Cette loi est, comme la loi précédente, de forme  $a t^m$  et le couple (a,m) extrapolé est indiqué sur cette même figure.

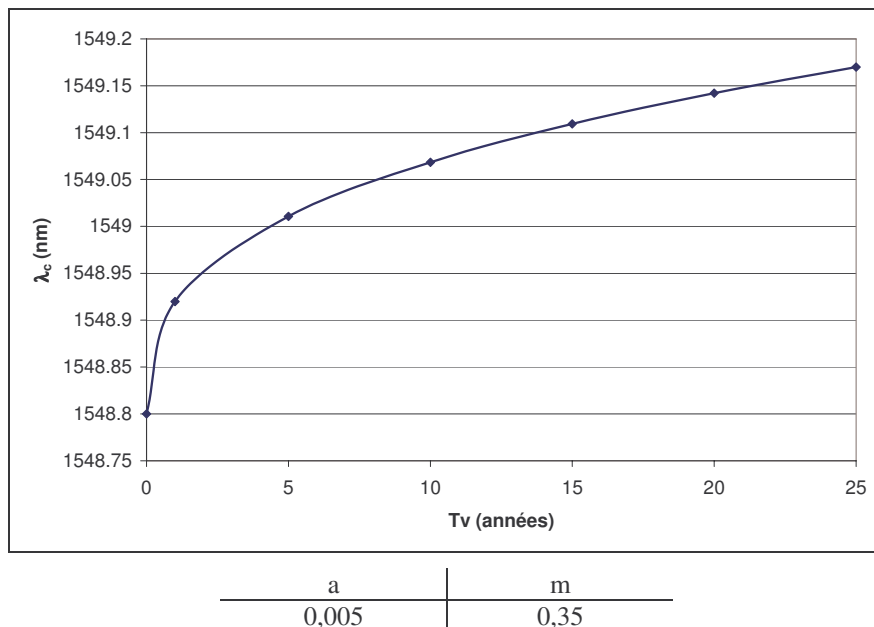


Figure IV-15 : Loi de dégradation en longueur d'onde retenue pour cette étude

Excepté le canal 1, les autres canaux, et notamment le canal 2 adjacent, n'ont subi aucune modification dans leurs paramètres de définition. L'intérêt étant de permettre d'observer simplement tout phénomène qui pourrait être lié à la diaphonie, toujours à craindre dans le cas d'une modification. Or l'observation de ces phénomènes aurait été très difficile à exploiter s'il avait fallu décorréler les effets combinés de multiples dégradations sur plusieurs canaux.

#### III.4.b. Résultats de simulation

L'évolution du facteur Q en fonction de l'avancement de la dégradation est présentée en *Figure IV-16*. Sur cette figure on observe la dégradation quasi-continue du facteur Q du canal 1. Cette dégradation est aisément compréhensible par l'observation de l'évolution du diagramme de l'œil du canal 1, en *Figure IV-17*. En effet, l'écrasement de l'œil à 25 ans, suvenu du fait de la diminution de la moyenne des niveaux '1', entraîne, par définition, une diminution du facteur Q.

Cet « écrasement » dû à une diminution de la puissance optique du canal 1 en sortie de chaîne, ne provient pas comme précédemment d'une défaillance du laser (autre que sa variation de  $\lambda_c$ ). En effet le *Tableau IV-2*, qui présente la puissance optique des canaux 1 et 2 à différents points de mesure, avant et après vieillissement, montre la constance de la puissance optique en sortie de l'émetteur.

Cependant, en sortie de démultiplexeur, la puissance optique subit une diminution de 6 dB ; phénomène non observable sur le canal 2. Ainsi, cette baisse de puissance optique serait bien due au fait que la longueur d'onde du signal du canal 1 s'éloigne de la longueur d'onde de référence du (dé)multiplexeur choisi. Le signal est alors coupé par ce dernier, de la même façon que le (dé)multiplexeur d'un canal donné rejette les longueurs d'ondes adjacentes.

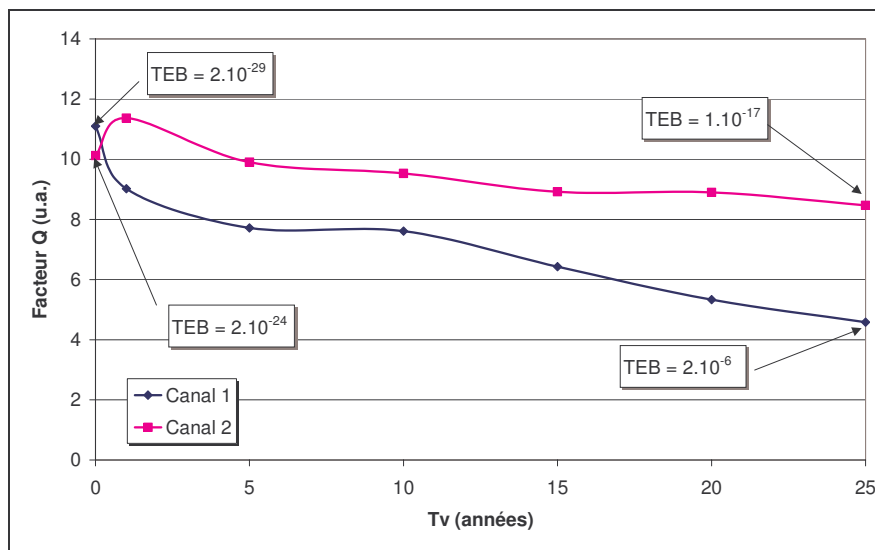


Figure IV-16 : Evolution du facteur Q des canaux 1 et 2 en fonction du temps de dégradation de la longueur d'onde

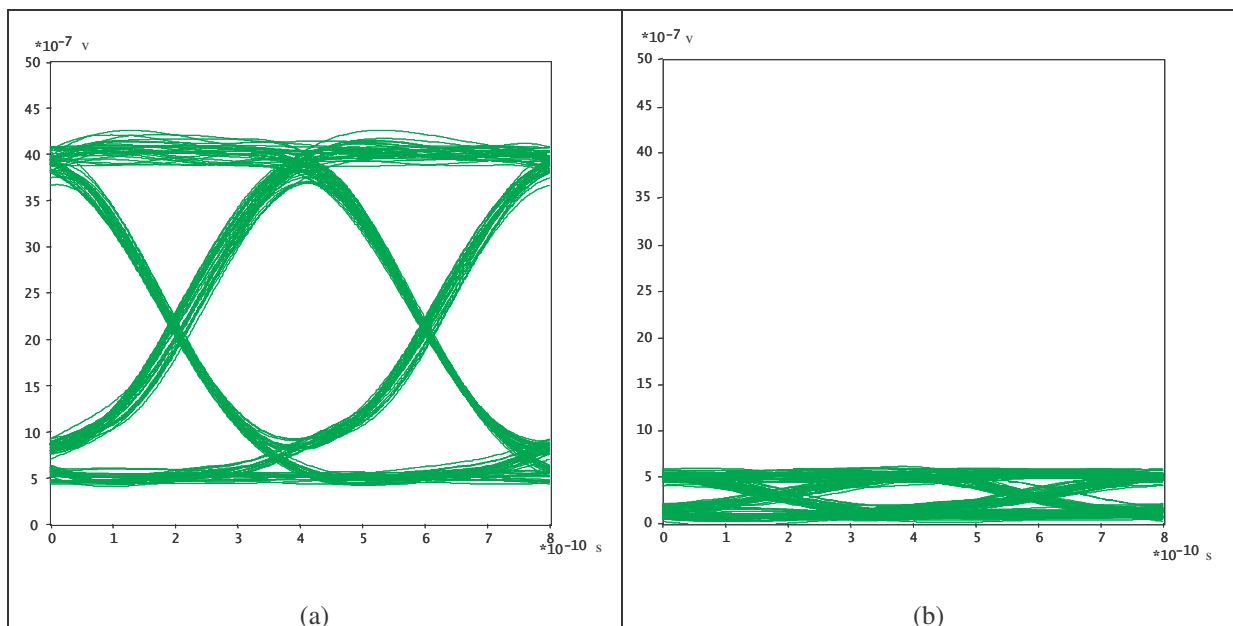


Figure IV-17 : Comparaison des diagrammes de l'œil du canal 1 avant vieillissement et après 25 ans

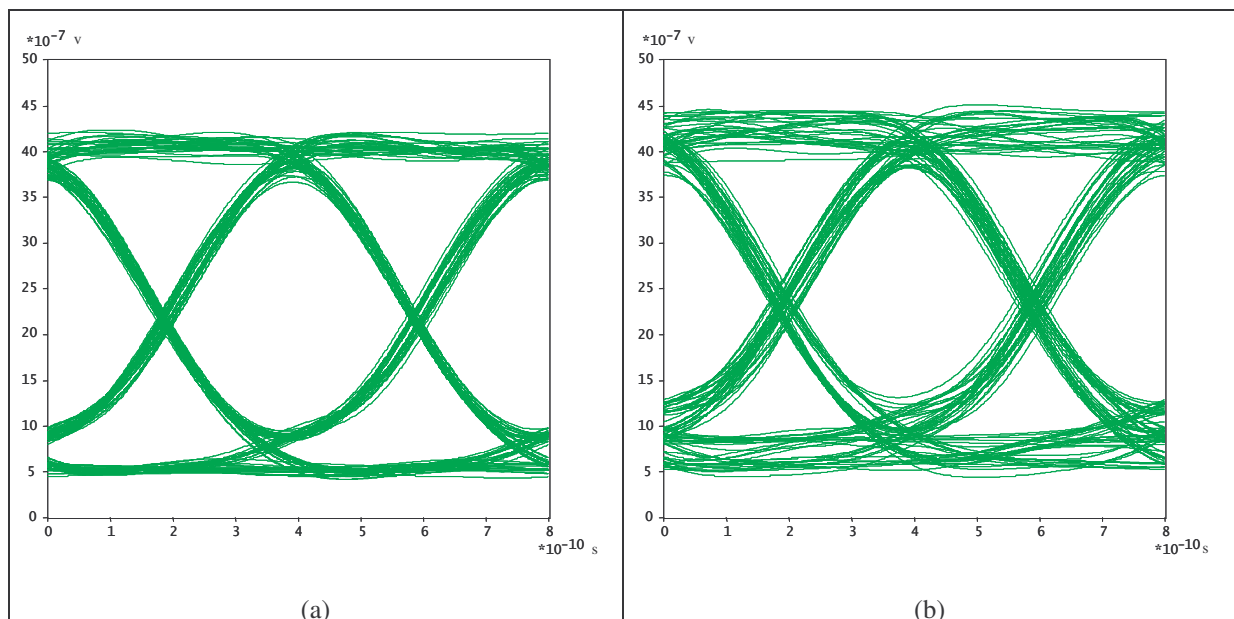
		Puissance en sortie d'émetteur	Puissance en sortie de démultiplexeur
Canal 1	Avant vieillissement	8,06 dBm	-7,07 dBm
	Après 25 ans	8,06 dBm	-13,21 dBm
Canal 2	Avant vieillissement	8,06 dBm	-7,41 dBm
	Après 25 ans	8,06 dBm	-7,16 dBm

**Tableau IV-2 : Tableau de mesure de puissance optique en sortie d'émetteur et en sortie de multiplexeur pour les canaux 1 et 2, avant et après vieillissement**

Contrairement à la dégradation précédente (Cf *Figure IV-13*), où nous n'observons aucune dégradation du facteur Q du canal 2, nous mesurons ici une diminution sensible de ce facteur. De 10 avant vieillissement, il est estimé à plus de 8 après 25 ans (ce qui correspond à une augmentation du TEB de 7 décades). Parallèlement à cela, nous observons sur la comparaison des diagrammes de l'œil avant et après vieillissement, une forte augmentation du bruit, sur les niveaux hauts et bas.

Ce phénomène, comme le phénomène décrit précédemment pour la chute de puissance optique du canal 1, est lié non pas à la fonctionnalité du laser lui-même, mais à la simple variation de longueur d'onde. On peut en fait dire que ces deux phénomènes sont opposés. En effet, ici, la longueur d'onde du canal 1 se rapprochant, du fait de sa dégradation, de celle du canal 2, le (dé)multiplexeur ne coupe plus le signal associé de la même manière que le signal lié à un canal adjacent.

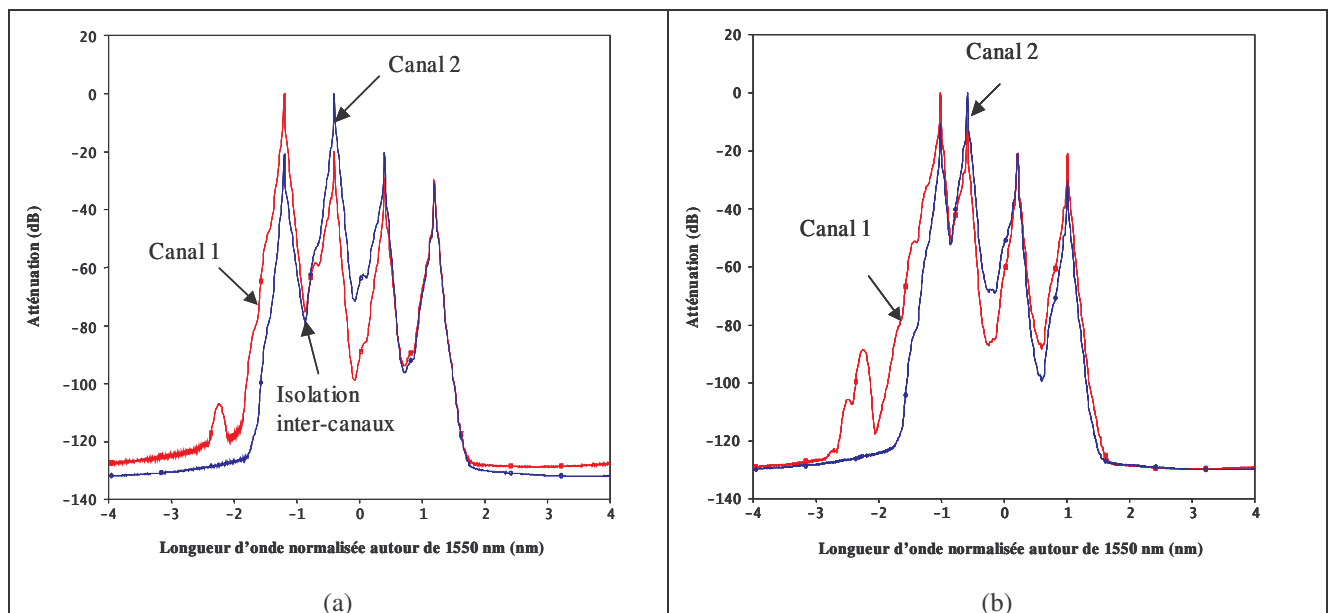
Ainsi on retrouve le « signal » du canal 1, imprimé autour des niveaux '1' et '0' moyens du diagramme de l'œil du canal 2. Ceci expliquant l'augmentation de la puissance optique, observable par l'augmentation du diagramme de l'œil de 10%, et correspondant à l'amplitude de l'œil du canal 1 à 25 ans.



**Figure IV-18 : Comparaison des diagrammes de l'œil du canal 2 avant vieillissement et après 25 ans**

Cette analyse se confirme par la mesure de la densité spectrale de puissance en sortie du démultiplexeur, tracée uniquement pour les canaux 1 et 2 (respectivement en rouge et en bleu). En effet, on observe sur cette figure, avant vieillissement, la présence autour des raies principales (0 dB) des trois autres raies, correspondant aux trois autres émetteurs successifs. On retrouve, de plus, l'atténuation des canaux adjacents par rapport à la raie principale, dont les puissances sont de 20 dB inférieures, comme fixées par le modèle du multiplexeur.

Or, à 25 ans, la densité spectrale de puissance augmente sur le canal adjacent gauche dans le cas du canal 2 (courbe bleue). En effet, la puissance de cette raie laser, qui correspond à celle de notre émetteur dégradé, est supérieure à -10 dB. L'isolation inter-canaux passe de -80 dB avant vieillissement à -50 dB après 25 ans de fonctionnement. Ces niveaux de puissance sont alors suffisamment significatifs pour avoir une influence non négligeable sur la puissance détectée par la photodiode, et donc la conversion signal optique – signal électrique, créant des déformations de ces signaux.



**Figure IV-19 : Comparaison des densités spectrales de puissance des canaux 1 et 2, en sortie du multiplexeur, avant vieillissement et après 25 ans de fonctionnement**

A ce stade de l'étude, il est intéressant de se poser la question de la pertinence du critère de défaillance appliqué à la longueur d'onde de ce type de composant dans ce cadre particulier d'utilisation. En effet, on peut remarquer que ce critère de « fin de vie » de 0,1 nm est franchi à partir de 0,6 ans en considérant la loi expérimentale extrapolée. Par comparaison, après 1 an de vieillissement, la *Figure IV-16* montre que le facteur Q du canal 1 reste proche de 9, correspondant à un TEB de  $10^{-19}$ . Or avec un taux d'erreur binaire bien inférieur au taux qualifiant des transmissions de bonne qualité ( $>10^{-12}$ ) et malgré la dégradation du composant, il devient alors difficile de qualifier ce composant de non fonctionnel d'un point de vue système.

Enfin, deux derniers points sont marquants quant à l'évolution du facteur Q avec l'avancement de la dégradation de l'émetteur laser :

- Les facteurs Q des canaux 1 et 2 sont légèrement différents avant vieillissement. Cela était déjà observable dans le cas de la dégradation du courant d'alimentation de l'émetteur laser. Ce résultat n'a évidemment pas de véritable sens physique.
- Le second point concerne l'évolution du facteur Q du canal 2 entre 0 et 1 an puisqu'il augmente de 10 à près de 11,5, ce qui signifierait que la transmission sur la voie 2 s'améliore pendant ce laps de temps. Or cela est difficilement explicable (notamment physiquement) autrement que par un artéfact du simulateur (modèles).

L'expérience a montré que le paramètre qui serait susceptible d'être à l'origine de ces phénomènes, est le coefficient de dispersion chromatique de la fibre optique. En effet, l'annulation de ce coefficient, bien que non réaliste, entraîne une disparition de ces phénomènes. C'est pourquoi, afin de clarifier nos simulations, nous avons pris le parti d'annuler cette dispersion chromatique à l'aide d'une fibre de compensation et qui correspond à la réalité dans les systèmes à longue distance. Ceci fait l'objet du paragraphe suivant.

### III.5. Liaison avec compensation de la dispersion chromatique

#### III.5.a. Présentation de la liaison - Conditions de simulation

Le but de ce paragraphe est donc de confirmer l'hypothèse de la non-compensation de la dispersion chromatique pour justifier l'évolution atypique du facteur de liaison du canal 2. Pour cela, nous utiliserons une fibre dite de compensation de dispersion chromatique, encore appelée DCF (Dispersion Compensation Fiber). Les paramètres de cette fibre sont présentés dans le *Tableau IV-3*. Ce coefficient (en ps/nm/km) ainsi que l'atténuation (en dB/km) étant des données propres au matériau, la longueur de cette DCF, assurant ainsi une dispersion chromatique globale nulle, doit être de 26 km. Mais cette longueur apporte inévitablement une atténuation supplémentaire (de plus de 15 dB) et l'ajout d'un amplificateur à fibre dopée erbium (EDFA), jouant le rôle d'un amplificateur "booster" en ligne, a donc été nécessaire. Le modèle d'EDFA introduit correspond au modèle proposé par C. LeBrun sur une liaison du même type (4 x 2,5Gbits/s) sur laquelle elle étudiait l'effet d'un mélange quatre-ondes sur le spectre de sortie d'un EDFA confirmant l'intérêt d'utiliser une opération de multiplexage et démultiplexage en entrée et en sortie de fibre [126].

Paramètres de la DCF	Valeurs introduites dans le simulateur
Longueur de fibre (km)	26
Coefficient d'atténuation (dB/km)	0,6
Dispersion chromatique (ps/nm/km)	-80 (considérée comme constante quelle que soit la longueur d'onde)
Retard introduit par la fibre (ns)	0,004

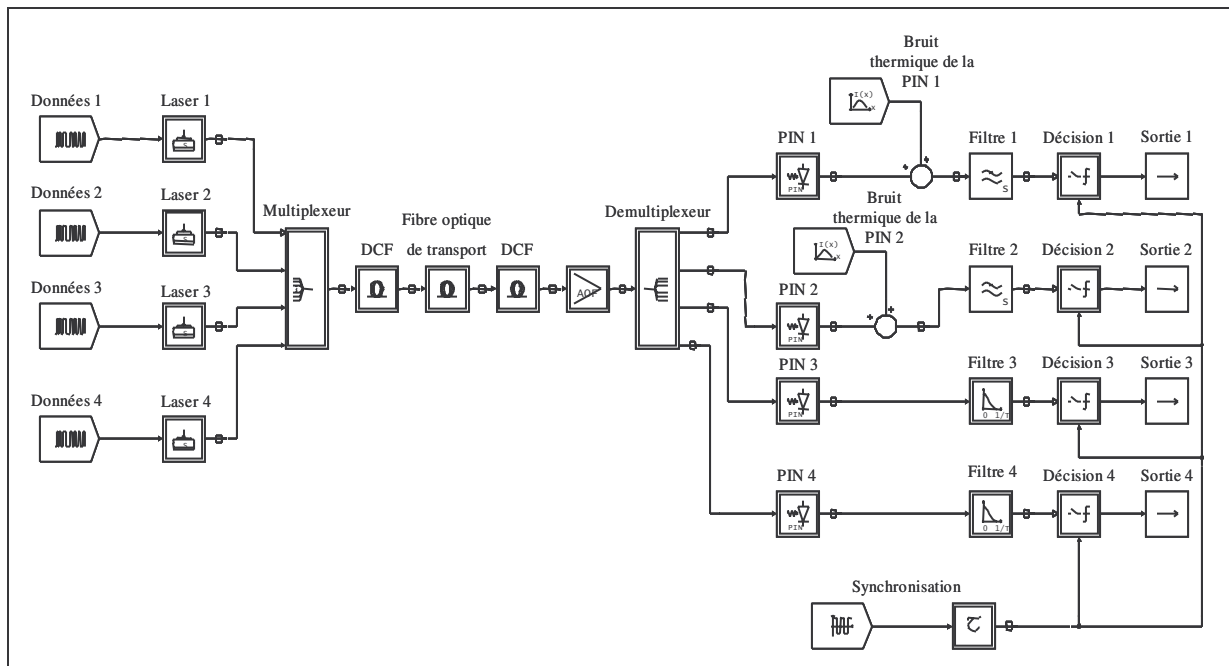
**Tableau IV-3 : Paramètres de simulation de la fibre de compensation de dispersion chromatique**

De plus, il est à noter que des études expérimentales menées par France Télécom R&D ont montré que l'emplacement du ou des tronçons de fibres compensatrices ne se fait pas au hasard et peut avoir des conséquences sur le facteur de qualité. Ainsi, J.L. Verneuil a expérimentalement prouvé, lors de



ses travaux de thèse, qu'il était préférable de ne pas propager le signal dans un domaine de dispersion  $[0, D_{TF}]$  –où  $D_{TF}$  est la dispersion chromatique totale liée à la fibre de transmission, mais de favoriser un intervalle de  $[-D_{TF}/2, +D_{TF}/2]$ . Il est donc conseillé de placer une fibre de compensation en début de propagation, afin d'envoyer dans la fibre de transmission, un signal lumineux avec déjà une dispersion négative [104].

Aussi, nous avons choisi de séparer notre DCF en deux tronçons de 10 et 16 km, respectivement avant et après la fibre de transmission. La liaison, ainsi obtenue, est schématisée en *Figure IV-20*.

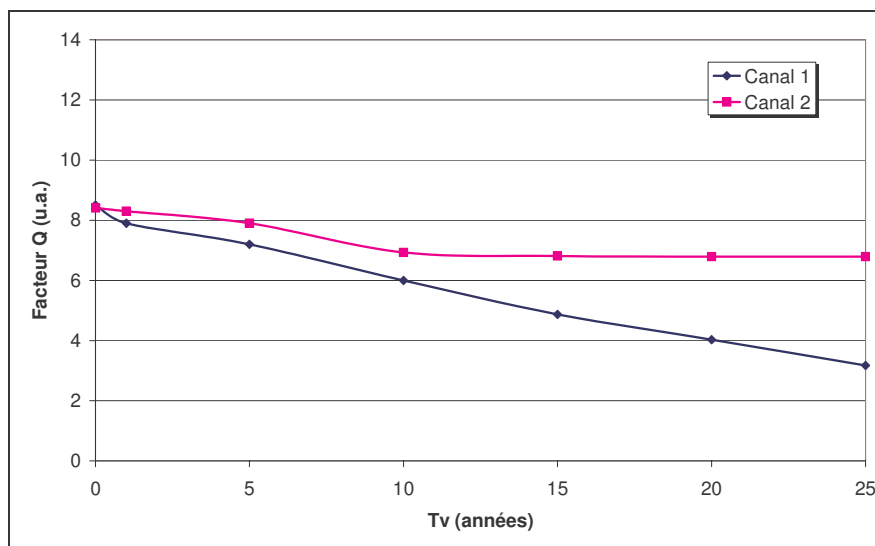


**Figure IV-20 : Schéma de la liaison « 4 canaux » avec compensation de la dispersion chromatique**

### ***III.5.b. Résultats associés à cette modification***

Les premières observations sur l'évolution du facteur Q en fonction de l'avancement de la dégradation (Cf. *Figure IV-21*) prouvent la validité de notre hypothèse puisque l'égalité des facteurs Q des canaux 1 et 2 avant vieillissement, a été obtenue. On constate que :

- la valeur initiale de Q est inférieure à celle obtenue précédemment (autour de 8),
- l'absence d'artéfact de calcul sur la représentation de l'évolution du canal 2 entre 0 et 1 an.



**Figure IV-21 : Evolution du facteur Q des canaux 1 et 2 en fonction du temps de dégradation de la longueur d'onde après compensation de la dispersion chromatique**

La deuxième constatation réside dans la comparaison de ces résultats à ceux présentés en *Figure IV-16*. On remarque l'uniformité de la décroissance du facteur Q du canal 1 après compensation de la dispersion chromatique, plus en accord avec l'uniformité de la loi de dégradation relative à la longueur d'onde. Le facteur de Q de la voie 2, quant à lui, présente une stabilisation à partir de 10 ans de fonctionnement. Cette tendance traduit le fait que l'impact sur le diagramme de l'œil, de la dégradation en longueur d'onde relative à l'émetteur 1, décroît avec le temps.

Ainsi, une simulation réalisée avec les paramètres présentés en *Tableau IV-4*, montre que le facteur Q augmente même si la dégradation en longueur d'onde s'amplifie ; la différence entre  $\lambda_{c1}$  et  $\lambda_{c2}$  n'étant plus que de 0,1 nm.

Longueur d'onde du canal 1	1549,2	1549,3	1549,4	1549,5
Facteur Q du canal 2	6,8	6,7	7,8	7,5

**Tableau IV-4 : Evolution du facteur Q du canal 2 pour une longueur d'onde  $\lambda_1$  proche de  $\lambda_2$**

Cependant, cette diminution de l'impact de dégradation n'est pas un signe d'absence de dégradation. En effet, le diagramme de l'œil devient alors inefficace pour démontrer une dégradation trop importante de la longueur d'onde. Par définition, si la longueur d'onde dégradée devient trop proche de la longueur d'onde du canal adjacent, l'impact sur le diagramme de l'œil sera trop faible entre le signal original et le signal dégradé pour que celui-ci soit un critère significatif de dégradation, comme le montre la *Figure IV-22*. Pour détecter cette différence, une comparaison est obligatoire avec le signal appliqué à l'émetteur du canal non dégradé. Une mesure du TEB est alors dans ce cas plus appropriée que celle du diagramme de l'œil. Cependant il est évident que cette mesure ne peut être réalisée que dans le cadre d'une simulation ou en laboratoire. Aussi voit-on apparaître des systèmes d'observation de paramètres en temps réel, in-situ. Ces systèmes permettent de surveiller par exemple la puissance optique (permettant ainsi de vérifier sa vraisemblance), la longueur d'onde, ou même la densité spectrale de puissance, paramètres pouvant s'avérer utiles dans ce cas précis [105].

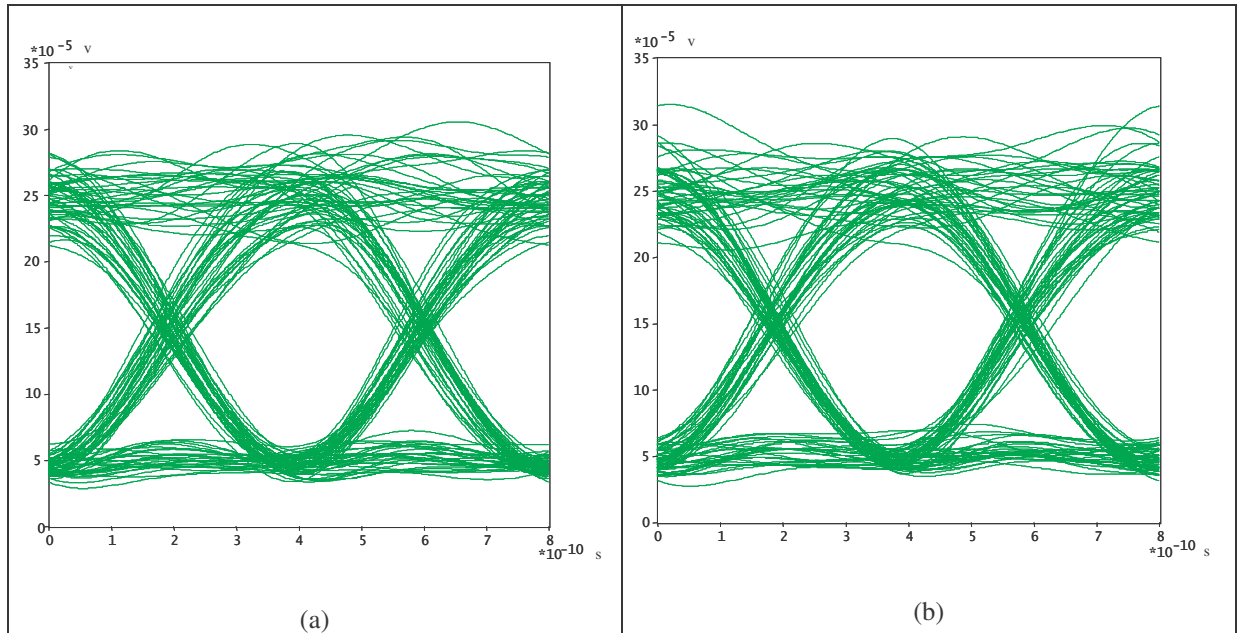


Figure IV-22 : Comparaison des diagrammes de l'œil du canal 2 pour  $\lambda_1 = 1548,8 \text{ nm}$  et  $\lambda_1 = 1549,5 \text{ nm}$

### III.6. Synthèse et discussion des résultats

#### III.6.a. Dégradation du courant d'alimentation $I_{Bias}$ d'un émetteur – Impact sur la réponse temporelle

Nous passerons rapidement sur la dégradation du fait que les résultats relevés en sortie de la liaison sont liés uniquement à l'émission de l'émetteur. En effet, la dégradation du facteur de qualité observée sur la *Figure IV-13* est due comme nous l'avons déjà dit à la chute de la puissance optique en sortie de l'émetteur se répercutant tout au long de la chaîne de transmission.

Il en est de même pour les « overshoots » observés sur le diagramme de l'œil de la *Figure IV-14b*. En effet, ce phénomène est induit par les phénomènes de relaxation intrinsèque à un laser à semiconducteur soumis à une modulation directe. Il est retranscrit par la fonction de transfert de l'émetteur telle qu'elle est modélisée sous COMSIS (Cf. E IV-11). Ainsi, la réponse fréquentielle de la diode laser est principalement dépendante de sa fréquence de relaxation. Mais, cette dernière est reliée au courant comme nous l'avons rappelé dans le chapitre 2 et modélisée par l'équation E IV-12. La réponse de l'émetteur à une sollicitation électrique sera donc affectée par la variation de courant alimentant la diode laser.

$$G(\omega) = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{F_R^2} + j \left( \frac{\Gamma\omega}{F_R^2} \right)} \quad \text{E IV-11}$$

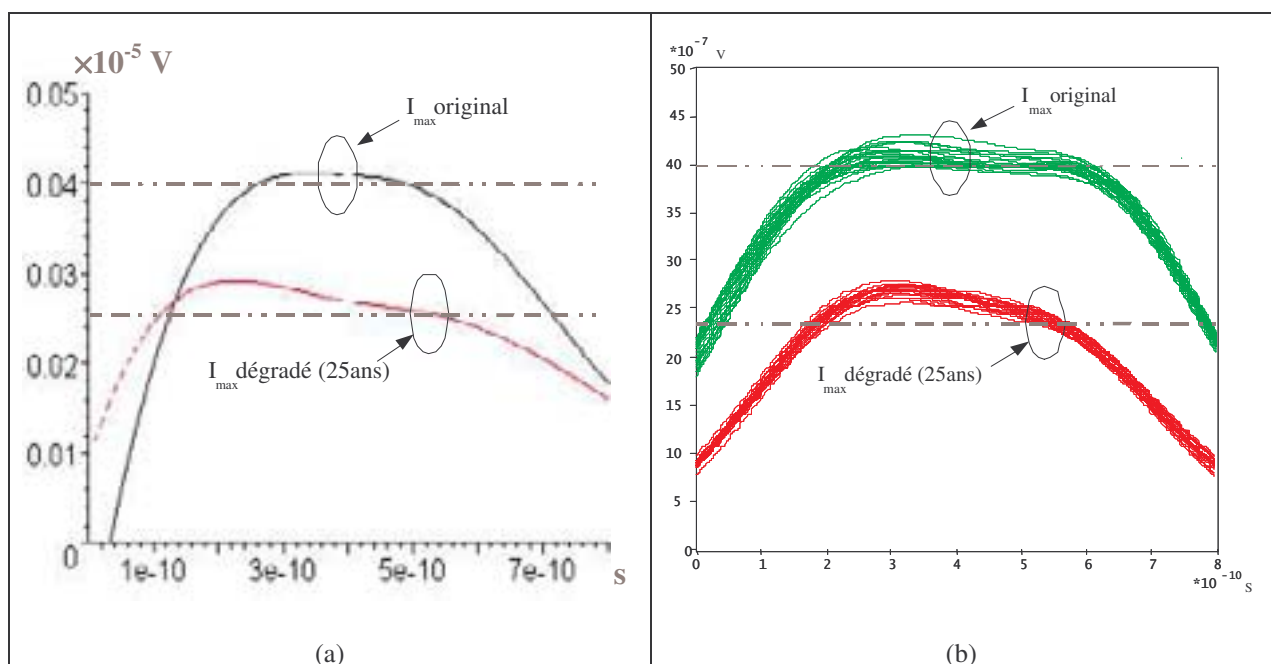
$$F_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\tau_c \tau_p} \frac{I_{Bias} - I_{th}}{I_{th}}} \quad \text{E IV-12}$$

Pour s'en convaincre, nous présentons en *Figure IV-23* la réponse temporelle à un créneau de courant de notre émetteur associé à un filtre passe bas (modélisant le filtre de sortie). Cette figure compare la réponse temporelle, calculée sous Maple et COMSIS, d'un émetteur non vieilli et après 25 ans de fonctionnement et pour lequel le courant d'alimentation a diminué de plus de 30%. Deux valeurs de courant ont été fixées pour la tracer :

- 60,5 mA : courant avant vieillissement
- 42 mA : courant après 25 années de fonctionnement.

Cette réponse est obtenue, par le calcul dans le domaine fréquentiel, de la fonction de transfert du système puis par application du théorème de déconvolution. L'hypothèse retenue s'appuie sur le fait que cette fonction est considérée comme le produit d'un sinus cardinal en fréquence (transformée de Fourier du créneau de courant) et de la fonction de transfert modélisée par l'équation E IV-11 multipliée par la fonction de transfert caractéristique d'un filtre passe-bas en sortie de la photodiode. La *Figure IV-23(b)* met en évidence la présence du phénomène "d'overshoots" sur les niveaux '1', après 25 ans de fonctionnement, en utilisant le simulateur COMSIS en considérant la liaison indiquée en *Figure IV-14*.

Ce phénomène s'apparente à l'évolution du pic de résonance en fonction du courant, présentée par B. Tran Thi dans ses travaux de thèse. En effet, une augmentation du courant de polarisation entraîne un décalage de ce pic vers les hautes fréquences, accompagné de son élargissement, ainsi que d'une diminution de son amplitude. L'explication proposée pour ce comportement est liée à une forte réduction du gain total associé au facteur de compression de gain, qui augmente alors le gain non-linéaire [30]. Dans notre cas, le courant diminue entraînant donc une augmentation de l'amplitude du pic de résonance.



**Figure IV-23 : Réponse de l'émetteur à un créneau de courant calculé analytiquement grâce à sa fonction de transfert (a), et simulation sous COMSIS (b) (les niveaux '1' moyens sont précisés en pointillés)**

### III.6.b. Dégradation de la longueur d'onde $\lambda_c$ d'un émetteur – Impact des distributions paramétriques sur la fiabilité à long terme

Dans le paragraphe III-4, nous avons analysé l'impact d'une dégradation de la longueur d'onde de l'émetteur d'un canal choisi sur le signal observé en fin de liaison pour ce même canal, ainsi que pour le canal adjacent. Rappelons que cette dégradation est critique pour des applications WDM. L'observation du facteur Q en fonction du temps pour ces deux canaux, confirme l'influence de cette dégradation par sa diminution avec le temps. L'observation du diagramme de l'œil en début et en fin de test a permis de préciser ce phénomène en montrant :

- Pour le canal dégradé, une dégradation de la puissance du signal (écrasement de l'œil), due au filtre du (dé)multiplexeur,
- Pour le canal adjacent : un bruit additionnel sur l'œil, issu du signal porté par la longueur d'onde  $\lambda_{c1}$  (longueur d'onde dégradée) se rapprochant de  $\lambda_{c2}$  (longueur d'onde adjacente), mais restant, encore à 25 ans, en grande partie coupé par le filtre du (dé)multiplexeur.

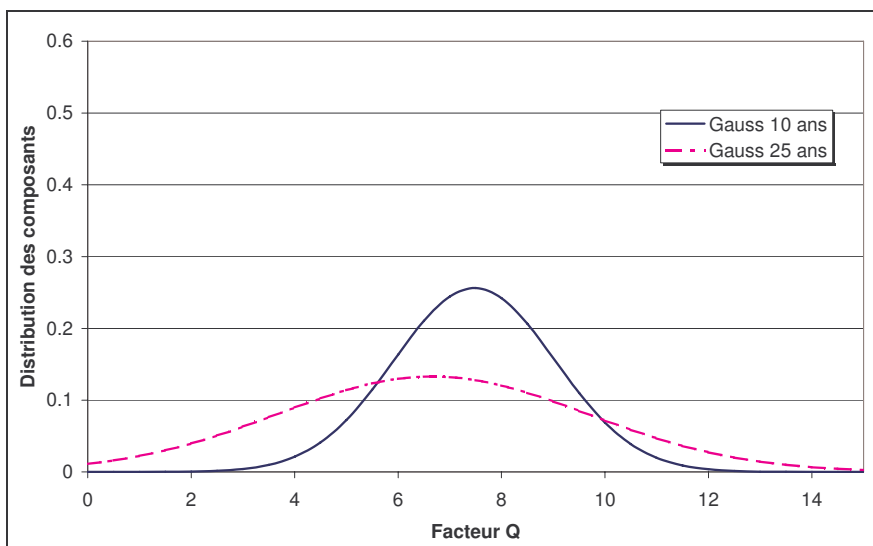
Ces hypothèses ont été confirmées par la mesure de la densité de puissance en sortie du démultiplexeur.

**Cependant, le composant retenu pour ces tests reste un composant atypique car il présente, du point de vue de la longueur d'onde, une dégradation très rapide puisque la durée de vie est égale à 0,6 ans en considérant le critère de défaillance Telcordia de plus de 0,1 nm de dérive pour la longueur d'onde centrale.** Aussi, dans un souci de représentativité statistique, nous avons appliqué cette méthodologie à un lot de composants présentant un ensemble de cinétiques de dégradation de leur longueur d'onde, synthétisé en *Tableau IV-5*. Neuf diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  ont été étudiées.

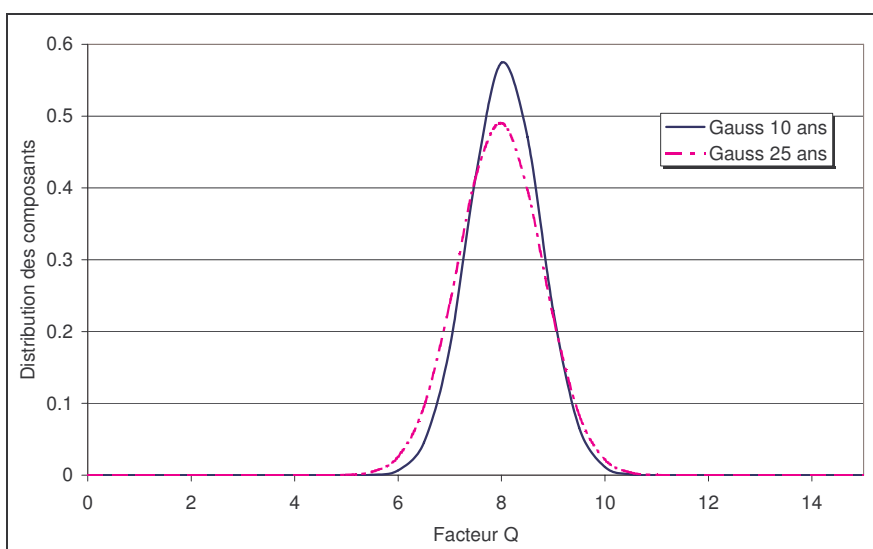
Les résultats de cette étude sont présentés, sous forme de distributions, en *Figure IV-24* dans le cas du canal dégradé, et *Figure IV-25* pour le canal adjacent. Ces distributions sont données après 10 et 25 ans de fonctionnement, sachant que le facteur Q initial ( $t = 0$ ) est égal à 8,5 pour tous les composants. Cette valeur correspond au facteur de qualité mesuré pour les longueurs d'onde données initialement, à savoir 1548,8 nm pour le canal dégradé et 1559,6 nm pour son canal adjacent.

Numéro du composant étudié	a	m	$t_{eol}$ en années ( $\lambda_{cmax} = 0,1 \text{ nm}$ )
801_I6	0,0008	0,53	1,1
596_F10	0,0003	0,61	1,5
596_I9	0,0045	0,26	17
801_E29	0,0054	0,24	22
801_C33	0,0068	0,22	26
596_H6	0,0077	0,20	48
596_E11	0,0048	0,18	3900
596_I14	0,02	0,06	$10^8$
801_A10	0,0014	0,06	$5,8 \cdot 10^{29}$

**Tableau IV-5 : Paramètres liés aux cinétiques de dégradation de  $\lambda_c$  en fonction du temps pour chaque composant du lot étudié**



**Figure IV-24 : Distribution des facteurs de qualité, de l'ensemble des composants testés, associés au canal 1, pour 10 et 25 ans de fonctionnement**



**Figure IV-25 : Distribution des facteurs de qualité, de l'ensemble des composants testés, associés au canal 2, pour 10 et 25 ans de fonctionnement**

L'évolution de la distribution du facteur de qualité du canal dégradé, en *Figure IV-24*, est typique d'une dégradation de ce facteur. En effet, on observe une diminution du facteur Q moyen, associé principalement à une augmentation de la dispersion du paramètre, l'écart-type ( $\sigma$ ) doublant entre 10 et 25 ans.

Dans le cas du canal adjacent, la *Figure IV-25* tend à montrer que l'impact de la dégradation en longueur d'onde du canal 1 ne serait pas aussi important que ce que nous avons pu voir lors des simulations du paragraphe III-4-b. En effet, l'évolution de la moyenne (-1% entre 10 et 25 ans) et de l'écart-type (+15%) du facteur Q du canal 2 sont relativement faibles.

Ainsi, en utilisant le lien entre le facteur Q et le taux d'erreur binaire (TEB), présenté au travers de l'équation E IV-10 dans le paragraphe II-3-c, nous avons calculé le nombre de composants dont le taux d'erreur binaire est inférieur à une limite choisie, que nous nous imposons comme critère de

défaillance, à 10 et 25 ans. Les résultats sont exposés dans le *Tableau IV-6*, pour deux critères de défaillance différents :

- le premier critère correspond à un TEB de  $10^{-9}$ , critère actuellement utilisé dans les études de projet de liaisons optiques comme le projet ERMIONE par exemple ; projet qui s'est attaché à étudier des modules émetteur et récepteur micro-optoélectroniques performants permettant la transmission à longue distance, sur fibre optique monomode à  $1,55 \mu\text{m}$ , de données numériques à un débit de 40 Gbits/s.
- le second critère fixe un TEB de  $10^{-5}$ , que nous considérerons ici comme une limite absolue nécessaire à un fonctionnement correct de la liaison.

Les résultats confirment que le nombre de composants, dont la dégradation en longueur d'onde a un impact réel sur le canal adjacent, est extrêmement faible (inférieur à 1% pour un TEB de  $10^{-9}$ ) lorsque l'on se place dans le cadre d'une liaison à 4 canaux. Par contre, on montre aussi que le TEB de  $10^{-9}$  n'est pas totalement assuré pour une durée de fonctionnement de 10 ans, puisqu'une population de plus de 15% des composants est susceptible d'entraîner une défaillance du système.

Cependant, ces derniers résultats sont à mettre en parallèle avec les taux de défaillance de ces mêmes composants soumis *au critère de défaillance sur la longueur d'onde*. Le *Tableau IV-7* présente ainsi, le nombre de composants dépassant le critère de défaillance retenu (dérive de plus de 0,1 nm), après 10 et 25 années de fonctionnement. Nous constatons qu'après 10 ans, plus de 40% des composants sont éliminés par ce critère de défaillance, alors que moins de 20% de ces composants induisent une réelle défaillance du système, en prenant une valeur de  $10^{-9}$  comme valeur limite pour le TEB (la plus pessimiste). A la vue de ces résultats, on peut estimer que ce critère de défaillance en longueur d'onde semble donc sur-évaluer pour ce type de liaison, pour laquelle les canaux sont espacés de 0,8 nm.

Cependant, compte tenu du fait que l'hypothèse de cinétique de dégradation est de type  $at^m$ , la vitesse de dégradation est maximale au cours des premières années d'utilisation. Cette remarque doit être modulée dans le cadre d'une liaison dont l'espacement entre canaux serait plus faible. Ainsi, même si le critère de 0,1 nm reste sur-évalué pour le canal dégradé, il permettra dans le cas d'un espacement entre canaux de 0,4 voire 0,2 nm, de conserver un TEB minimum pendant un maximum de temps.

Canal étudié	Durée de fonctionnement	Pourcentage des composants induisant un TEB > $10^{-5}$	Pourcentage des composants induisant un TEB > $10^{-9}$
Canal 1	10 ans	~ 2%	~ 17%
	25 ans	+ de 20%	~ 41%
Canal 2	10 ans	~ 0	- de 0,15%
	25 ans	~ 0,0002%	- de 0,75%

**Tableau IV-6 : Pourcentage de composants dépassant un critère en taux d'erreur binaire en fonction du temps, pour le canal volontairement dégradé et son canal adjacent**

Durée de fonctionnement	Pourcentage de composants dépassant le critère de défaillance en $\lambda_c$
10 ans	~ 40%
25 ans	~ 50%

Tableau IV-7 : Pourcentage de composants dépassant un critère de défaillance en longueur d'onde  $\Delta\lambda_c = 0,1$  nm, en fonction du temps de fonctionnement

## IV. Etude de paramètres du second ordre : analyse de l'impact et perspectives

Après avoir étudié l'impact sur les fonctionnalités d'une liaison optique, de dégradation de paramètres du premier ordre de l'émetteur laser, nous avons souhaité, dans ce paragraphe, prendre en compte les dégradations de paramètres complémentaires au courant d'alimentation ou à la longueur d'onde du composant. Dans cette étude, qui se veut plus qualitative que quantitative, seront développées les variations de :

- la fréquence de relaxation, pour l'influence qu'elle peut avoir sur la réponse intrinsèque du composant lorsqu'il est soumis à un échelon de courant car sa dégradation est susceptible de déformer l'œil mesuré en fin de chaîne,
- la largeur de raie, pour l'influence qu'elle peut avoir dans le cadre d'une liaison WDM notamment dans un espacement inter-canaux inférieur ou égal à 0,8 nm.

### IV.1. Dégradation de la fréquence de relaxation

#### IV.1.a. Conditions de simulation

La loi de dégradation de la fréquence de relaxation présentée ici (Cf. *Figure IV-15*), a été obtenue par des tests en vieillissement réalisés sur des modules 1915 LMI, approvisionnés par AVANEX-France. Ces tests ont été présentés dans le chapitre 2.

Il est à noter que peu de données, sur la cinétique de dégradation de ce paramètre, ayant pu être mises en lumière, le choix de la loi d'ajustement de cette cinétique s'est naturellement porté sur une loi en  $at^m$  dans un souci de comparaison avec les résultats précédents. Ce choix a été motivé en particulier par la dépendance de  $F_R$  au courant d'alimentation et au courant de seuil, deux paramètres dont les cinétiques de dégradation sont régies par cette loi.



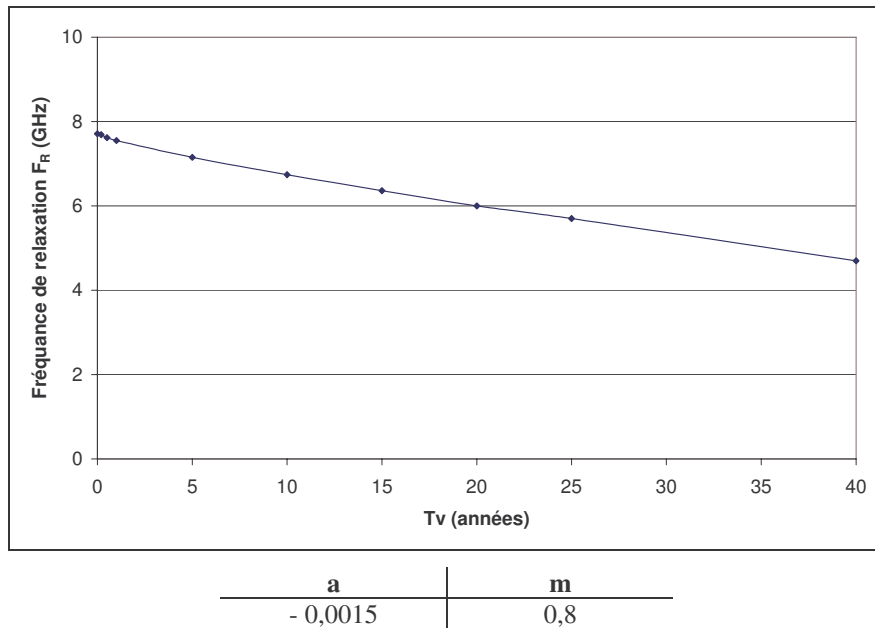


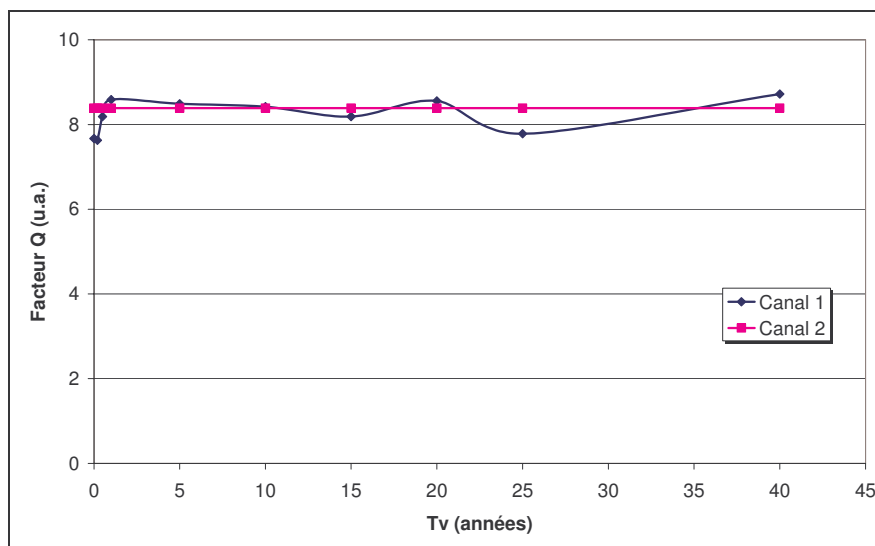
Figure IV-26 : Loi d'évolution de la fréquence de relaxation en fonction du temps

L'implantation de cette loi dans le simulateur COMSIS n'est pas triviale, puisque la simple modification sur la définition "système" des paramètres fréquentiels, associés à la fréquence de relaxation, ne donnait pas l'effet attendu. Contrairement aux autres paramètres précédemment étudiés, il a été nécessaire de modifier un paramètre composant (entrée des données au niveau physique) pour obtenir les modifications attendues de la fréquence de relaxation. Rappelons que les principaux mécanismes de dégradation de ces composants, étudiés dans le chapitre 2, se traduisent par l'augmentation du taux de recombinaisons non radiatives, par apparition de centres recombinants non radiatifs. Compte tenu du modèle du laser implanté et la relation directe entre la fréquence de relaxation et le facteur d'émission spontanée  $n_{sp}$ , ce dernier apparaît comme le paramètre le plus pertinent à modifier afin d'obtenir les variations attendues sur  $F_R$ , du fait de son impact sur la durée de vie des porteurs  $\tau_c$ . Les résultats de cette étude sont présentés dans le paragraphe suivant.

#### IV.1.b. Résultats de simulation

Comme la Figure IV-27 l'indique, les résultats des simulations, effectuées sur la variation de fréquence de relaxation de l'émetteur, ne présentent pas de résultats significatifs. En effet, le facteur Q oscille autour d'une valeur moyenne de 8,5 avec un minimum très acceptable de 7,8 (soit un TEB calculé à  $3.10^{-15}$ ).

Cette absence de variation du facteur Q était néanmoins prévisible compte tenu de la structure de la liaison optique. En effet, la présence de multiples filtres, notamment la fonction de multiplexage et de démultiplexage, mais plus encore le filtre passe bas de Bessel d'ordre 5 sortie de photodiode, en sont à l'origine. Ce dernier filtre coupant les fréquences supérieures à 0,8 fois le débit, les variations de la fréquence de relaxation ne seront donc visibles que si  $F_R$  est proche du débit d'un canal de la liaison. Or cette fréquence n'est pas observable ici du fait de la cinétique de dégradation du composant étudié ( $F_{Rmin} = 4,5$  GHz).



**Figure IV-27 : Evolution du facteur Q des canaux 1 et 2 en fonction du temps de dégradation de la fréquence de relaxation**

Pour confirmer cette hypothèse, des simulations ont été réalisées pour des fréquences de relaxation inférieures à celle atteinte après 40 ans de fonctionnement. Les résultats de ces simulations sont présentés dans le *Tableau IV-8*. On constate effectivement une dégradation du facteur Q lorsque la fréquence de relaxation est proche, voire inférieure, au débit. En terme de taux d'erreur binaire, les valeurs des facteurs Q obtenus pour  $F_R$  inférieures à 3 GHz, correspondent à des TEB proche de  $10^{-10}$ , alors que pour des valeurs de  $F_R$  supérieures à 3,5 GHz, le TEB oscillait dans un intervalle de  $10^{-15}$  à  $10^{-13}$ .

Fréquence de relaxation	Résultats de simulation	
	Facteur Q	TEB
3,5 GHz	6,81	$5.10^{-12}$
3 GHz	6,58	$2.10^{-11}$
2,5 GHz	6,3	$1,5.10^{-10}$
2 GHz	6,2	$3.10^{-10}$

**Tableau IV-8 : Résultats de simulations associées à une diminution de la fréquence de relaxation de l'émetteur 1 (valeur se rapprochant du débit d'un canal)**

Cette diminution d'un TEB, se situant tout de même dans des valeurs très respectables, démontre bien l'effet de la variation de la fréquence de relaxation sur la qualité de la liaison, lorsque celle-ci est proche du débit ; et ce d'autant plus en considérant le fait que la dégradation d'un composant n'affecte, très rarement, qu'un seul paramètre. Aussi, nous justifions le fait que la fréquence de relaxation avant vieillissement doit être la plus éloignée possible de la fréquence de débit. Par conséquent, nous pouvons en conclure que les composants étudiés sont très robustes vis-à-vis de ce type de dégradation.

## IV.2. Dégradation de la largeur de raie

### IV.2.a. Conditions de simulation

Comme dans le cas de la fréquence de relaxation, les cinétiques de dégradation concernant la largeur de raie à mi-hauteur (-3dB en puissance) ont été très faiblement reportées dans la bibliographie. La loi de dégradation, présentée en *Figure IV-28*, est issue d'essais en vieillissement accéléré, effectués au Laboratoire IXL en collaboration avec ALCATEL-Optronics. Cette loi est alors implantée comme paramètre de l'émetteur 1, les paramètres des autres émetteurs restant inchangés.

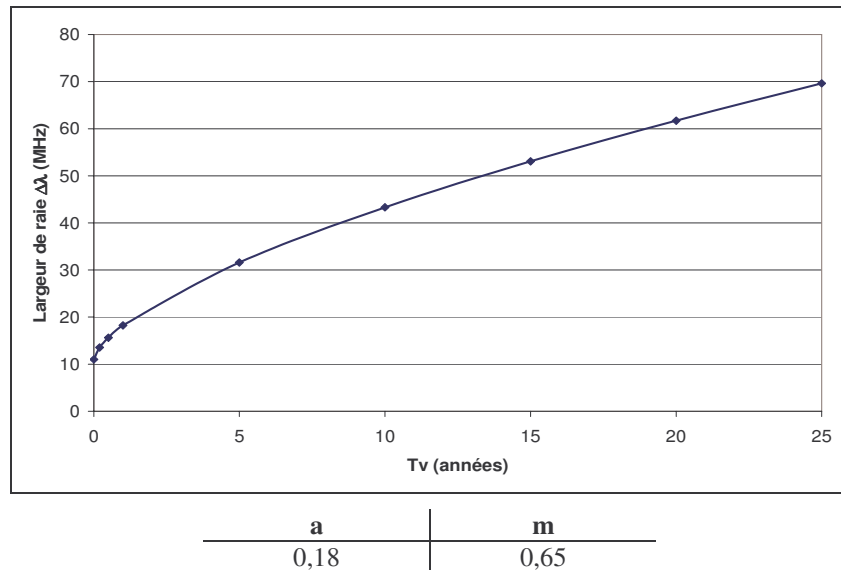


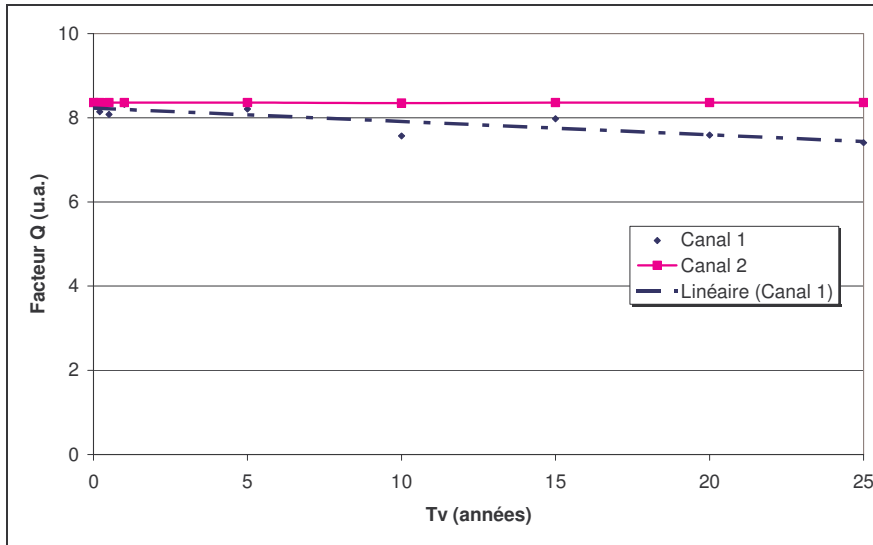
Figure IV-28 : Loi d'évolution de la largeur de raie à 50 mA, en fonction du temps

### IV.2.b. Résultats de simulation

Les résultats de cette étude sont présentés sous la forme de l'évolution du facteur Q, du canal volontairement dégradé et du canal adjacent, en fonction du temps de vieillissement (Cf. *Figure IV-29*). La première observation réside dans le fait que la dégradation de la largeur de raie du canal 1 ne modifie pas la qualité de la réception du canal adjacent. Le facteur Q de ce dernier est en effet constant à 8,5, soit un excellent TEB de  $10^{-17}$ .

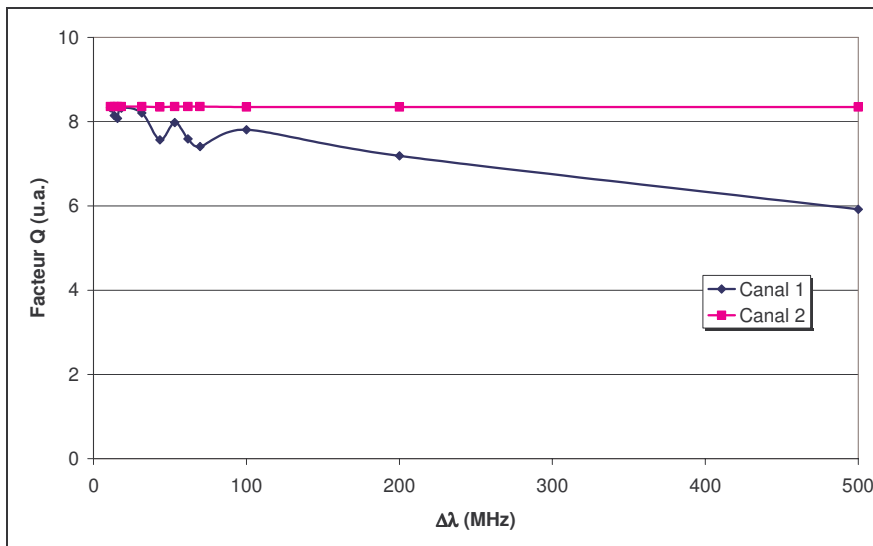
Le facteur Q du canal dégradé présente, comme dans le cas de la dégradation de la fréquence de relaxation, des oscillations qui correspondent aux erreurs de mesure et de calcul. Cependant une tendance à la décroissance linéaire, bien que de faible amplitude, est observable. Mais cette décroissance ne représente qu'un facteur Q égal à 7,3 à 25 ans, soit un TEB calculé de  $10^{-13}$ , ce qui reste très au-dessus du taux de  $10^{-5}$  accepté dans le cas d'un système présentant un système de codes de correction d'erreurs.

Il est cependant à noter que le faible impact de cette variation de  $\Delta\lambda$  était prévisible compte tenu de l'amplitude de la largeur de raie. En effet dans notre cas, la largeur de raie du composant retenu pour ces simulations varie entre 10 MHz (80 fm) avant vieillissement et 70 MHz (600 fm ou 0,6 pm) après 25 ans de fonctionnement, soit des valeurs très inférieures à l'espacement entre canaux imposé à la liaison.



**Figure IV-29 : Evolution du facteur Q des canaux 1 et 2 en fonction du temps de dégradation de la fréquence de relaxation**

Les variations mises en lumière s'avérant très faibles, elles sont toujours susceptibles d'être assimilée à un bruit. Aussi, nous avons réalisé une simulation en augmentant considérablement l'amplitude de la dégradation (*Figure IV-30*). Sur cette figure, l'évolution du facteur Q n'est plus présentée en fonction du temps mais elle est donnée directement en fonction de la largeur de raie. Ainsi, nous avons dégradé  $\Delta\lambda$  au-delà de la loi de dégradation puisque la largeur de la raie laser est multipliée par 7 après 25 ans. L'objectif n'est pas une description phénoménologique réaliste, mais elle est réalisée dans le but de dégager une évolution significative. La *Figure IV-30* confirme la tendance démontrée précédemment, à savoir l'amorce de dégradation du facteur Q à 25 ans.



**Figure IV-30 : Evolution du facteur Q des canaux 1 et 2 en fonction du temps de la valeur donnée au paramètre  $\Delta\lambda$  lors de la simulation**

On peut donc conclure que cette technologie d'émetteur laser est également tout à fait robuste vis à vis de ce type de dégradation et dans le cadre de cette application. De plus, on montre ici que la

largeur de raie de ce type de composant est largement sur-estimée dans le cadre d'une application WDM à quatre canaux, puisque le calcul montre que :

- l'obtention d'un TEB inférieur à  $10^{-5}$  implique une largeur de raie d'environ 850 MHz soit 6,8 pm.
- l'obtention d'un TEB inférieur à  $10^{-9}$  implique une largeur de raie autour de 500 MHz soit 4 pm.

L'intérêt de ces études relatives aux paramètres complémentaires réside donc dans l'adéquation à réaliser, par un équipementier, entre le coût des composants, les marges de robustesse et les conditions opérationnelles notamment dans le cadre d'applications ne nécessitant pas obligatoirement de composants "sur-qualifiés" comme l'imposent les normes actuelles (Telcordia).

## V. Conclusion

Parallèlement au calcul d'une durée de vie, l'estimation de la fiabilité d'un composant a également pour objectif de fixer des bornes à l'évolution temporelle de ses performances, afin d'assurer le maximum d'adéquation entre les fonctionnalités de ce composant et les performances du système dans lequel il sera intégré. Or cette adéquation est tout aussi dépendante de la structure et de l'architecture du système que du composant lui-même. Dans une approche de simulation intégrée, on se doit d'étudier l'impact de la fiabilité de chaque composant sur les fonctionnalités du système, dans le but de fiabiliser ce dernier dans sa globalité, et non en considérant chaque élément de façon indépendante.

Dans notre cadre, nous avons appliqué ce principe à l'étude d'une liaison de télécommunication par fibre optique à 4 canaux fonctionnant à 2,5 Gbits/s chacun utilisant le principe de multiplexage de longueurs d'onde (WDM). Les canaux sont espacés de 0,8 nm et la modulation des émetteurs est directe. Cette démarche a pour but de montrer l'impact de la dégradation d'un paramètre d'un émetteur sur le signal transmis en fin de liaison. Grâce à cette démarche, nous avons pu évaluer l'importance de paramètres évalués de manière indépendante, ou encore proposer un avis sur la pertinence de critères de défaillance établis par les normes de qualification.

(i) La première partie de ce chapitre a permis de démontrer, avec succès, la faisabilité de cette méthode. En implantant une loi de dégradation expérimentale, de la forme  $at^m$ , sur le courant d'alimentation de la diode laser d'un canal, nous avons démontré l'impact d'une dégradation du courant sur les performances de la liaison globale. Ainsi, nous avons pu observer l'extinction du diagramme de l'œil (de plus de 40%), parallèlement à la dégradation du facteur de qualité de la liaison au niveau du canal 1 (diminution de près de 40%), appuyant ainsi l'absence de variations des écart-types des niveaux '0' et '1' du diagramme de l'œil. Cette dégradation est typique d'une détérioration de la puissance optique, et la présence « d'overshoots », sur le niveau '1' du diagramme de l'œil, a confirmé l'origine de cette dégradation (phénomènes de relaxation liés à la dynamique temporelle de la diode laser).

(ii) Dans la deuxième partie, nous nous sommes focalisés sur la dégradation de la longueur d'onde d'un émetteur laser sous une forme mathématique identique à la précédente. Dans ce cadre, la stabilité

de la longueur d'onde est un paramètre essentiel à la qualité de transmission de l'information car les problèmes de diaphonie sont toujours à craindre. Cette stabilité est difficile à assurer, du fait qu'elle est soumise à l'influence, d'une part d'une possible dégradation de la cavité optique du laser, mais également de la stabilité en température du composant (phénomène de 'tracking'). Les résultats ont montré que la dégradation d'un canal détériorait non seulement le signal du canal incriminé mais aussi celui du canal adjacent, révélant la présence de diaphonie. Cependant, ils révèlent aussi que le critère de défaillance de 0,1 nm de dérive maximale de la longueur d'onde centrale, communément utilisé dans les normes de qualification, est largement surestimé pour ce type d'application. Le nombre de composants présentant un taux d'erreur binaire supérieur à  $10^{-5}$  après 25 ans de fonctionnement (valeur minimale imposée avec un dispositif de codes de correction d'erreurs) est proche de 20%, alors que 50% des composants dépassent le critère de défaillance. Nous avons ainsi démontré la pertinence d'introduire les distributions paramétriques expérimentales après les tests accélérés sur l'évolution de la longueur d'onde, plutôt que de considérer le comportement atypique d'un composant unique pour caractériser l'impact d'une dégradation sur les performances de la liaison.

(iii) Enfin, dans une troisième partie, nous avons appliqué la même démarche, à des paramètres de deuxième niveau tels que la largeur de raie et la fréquence de relaxation, pour l'analyse de l'impact possible sur la restitution correcte du signal (déformation temporelle des créneaux). Il ressort que les dérives temporelles expérimentales de ces paramètres, mises en lumière dans le chapitre 2, n'ont eu qu'un impact négligeable sur les performances intrinsèques de la liaison. En particulier, la variation expérimentale d'un composant atypique de la largeur de raie, évoluant de 10 MHz (80 fm) avant vieillissement à 70 MHz (600 fm) après 25 ans de fonctionnement, reste très inférieure à l'espacement entre canaux imposé à la liaison.

Ce dernier chapitre a permis de conclure que les simulations « système » se révèlent être complémentaires aux outils de conception pour estimer l'impact des défaillances sur un système complet. Cependant, une dégradation d'un composant ne provoque que très rarement des dommages sur un seul paramètre. Les perspectives à court-terme imposent donc des modélisations multi-paramètres afin de rendre les simulations plus en accord avec les dispositifs de redondance (asservissement en température, courant, longueur d'onde, codes de correction d'erreurs, ...). Ce type d'études offre, non seulement la possibilité de créer de nouvelles architectures, d'évaluer leur robustesse vis à vis de critères de défaillance imposés, mais aussi de créer des briques technologiques susceptibles d'être utilisées pour des applications faibles coûts ou à forte densité d'intégration (ex. suppression des dispositifs de régulation thermique sur les diodes laser AlGaInAs/InP 1.55  $\mu\text{m}$  à température caractéristique élevée).

## Synthèse générale et perspectives

---

Ce sujet de thèse s'inscrit dans la thématique de recherche de l'équipe « Fiabilité des composants et systèmes optoélectroniques » du Laboratoire IXL. Les travaux décrits, menés en collaboration avec ALCATEL Optronics (aujourd'hui AVANEX-France) et l'équipe GESTE de l'ENSIL, ont eu pour but d'estimer la fiabilité d'une technologie stabilisée : *la diode laser DFB constituée d'une zone active InGaAsP (ruban enterrée ou BRS) épitaxiée sur substrat InP émettant à 1,55  $\mu\text{m}$  et utilisée pour des applications de télécommunication*. Cette étude s'intègre pleinement dans l'action générale du Laboratoire IXL visant à développer de nouvelles approches pour la construction et la caractérisation de la fiabilité des composants électroniques. Un point de focalisation de cette thématique réside dans la proposition de méthodes dites de « qualification virtuelle ». C'est dans ce contexte que nous avons orienté notre étude sur les diodes laser DFB. En effet, les très faibles taux de défaillance de ces composants rendent extrêmement difficile l'utilisation de méthodologies classiques de prévision de la fiabilité en considérant une approche strictement expérimentale. *La reconstruction statistique de distributions de durées de vie en s'appuyant à la fois sur des tests expérimentaux et la connaissance des mécanismes de dégradation puis une analyse de l'interaction composant-système constituent les axes majeurs de cette thèse.*

✓ **Le premier chapitre** a, tout d'abord, situé le contexte actuel du marché de l'optoélectronique, et plus particulièrement celui des télécommunications par fibre optique. Ce marché, malgré une crise profonde du secteur dans les années 2001-2003, se base sur la croissance des systèmes de télécommunication à haut débit, liée en particulier à la forte progression des applications du multimédia. L'introduction du très haut débit chez l'abonné se présente également comme un catalyseur pour les autres couches du réseau, à savoir le métropolitain et le réseau dorsal (longue distance). Ce chapitre a présenté les techniques actuelles de multiplexage de longueurs d'onde (WDM), susceptible d'assurer la pérennité de ce type de système complémentaire des technologies en cuivre. Puis en se focalisant plus spécifiquement sur un composant central pour ces liaisons optiques, la diode laser DFB monomode a été décrite autant d'un point de vue physique qu'architectural. Une étude bibliographique la plus exhaustive possible des différents types de mécanismes de dégradation intrinsèques a également été réalisée. Enfin, dans une dernière partie, les méthodes actuelles d'étude de la fiabilité et appliquées à l'optoélectronique, ont été synthétisées, ainsi que les outils nécessaires. *Ceci a permis de poser les bases de la problématique actuelle concernant les prévisions de fiabilité de ce type de technologie : les faibles dérives paramétriques issues de tests tronqués en durée sur une faible population de composants testés.*

✓ La fiabilité est étroitement liée à la détermination de la cinétique des dégradations déterminée à partir de l'analyse expérimentale des dégradations subies par différents lots de composants issus de la technologie étudiée (puces nues et têtes optiques fibrées). **Le deuxième chapitre** s'est donc attaché à développer le protocole expérimental utilisé et à analyser les résultats en s'appuyant sur la compréhension des mécanismes de dégradation révélés par des tests accélérés ciblés.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons décrit ce protocole et les performances des moyens de caractérisation permettant de suivre, au cours des vieillissements, les différentes caractéristiques électriques et optiques des diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$ . Ces outils de caractérisation sont regroupés autour de deux bancs dédiés :

- Un banc de caractérisation de paramètres électriques et optiques statiques, localisé à l'IXL, et regroupant : I-V, P-I, mesures spectrales.
- Un banc de caractérisation du bruit optique de la diode laser, au sein d'ALCATEL Optronics, permettant la mesure du bruit d'intensité relative sur une gamme de fréquence s'étendant de 500 MHz à 15 GHz, et de la largeur de raie (ou bruit de phase).

*L'adéquation entre les mesures effectuées et le comportement théorique des différents paramètres analysés a été démontrée, assurant la justesse des mesures initiales réalisées sur banc.*

Dans une deuxième partie, nous avons détaillé les tests accélérés de vieillissement mis en œuvre afin de révéler les mécanismes de dégradation des composants étudiés. Ces tests ont été basés sur :

- une campagne de stockage actif en température et activé en courant (150 mA - 100°C), appliqué à la fois sur les puces nues et sur les têtes optiques,
- une campagne de cycles thermiques (-40°C/+85°C) alimentés ou non, appliqués aux têtes optiques dans le but d'analyser la susceptibilité thermomécanique et sa conséquence sur les dérives électro-optiques.

Les contraintes imposées au cours de ces tests ont été fixées en tenant compte du profil de mission établi par le fabricant (ALCATEL Optronics). Les vieillissements ont également été réalisés avec leur collaboration. *Les résultats, observés à partir de quatre grands types de signature de défaillance sont reliés à trois principaux mécanismes de dégradation :*

- Le premier se traduit par une augmentation du courant de seuil ( $I_{th}$ ), de près de 45% dans le cas des puces et 2,5% pour les têtes optiques, accompagnée d'un dédoublement de la caractéristique I(V) localisé au niveau des zones liées aux phénomènes de recombinaisons (zone II). L'analyse de la variation de la fréquence de relaxation de la diode avant et après vieillissement, tracée en fonction du courant d'alimentation, a permis de montrer que ce mécanisme est relié à une diminution de la durée de vie des porteurs ( $\tau_c$ ) dans la zone active en considérant que la durée de vie des photons ( $\tau_p$ ) n'est pas impactée. Une variation, de plus de 20% pour les puces et 8% pour les têtes sur le produit ( $\tau_c \cdot \tau_p$ ), confortant la présence de centres



recombinants non radiatifs. Ces pièges sont liés à la reprise d'épitaxie induits par une faible qualité d'interface liée au procédé de gravure RIE et conduisant à la migration de dislocations vers la zone active.

- Le second est également caractérisé par une augmentation du courant de seuil (puces : 80%, têtes : 2,5%), mais accompagnée d'une augmentation du courant dans la zone de la caractéristique I(V) modélisée par une résistance de shunt (zone I). La diminution de cette résistance  $R_{sh}$ , très importante dans le cas de puces nues (99,96%) et restant significative sur les têtes optiques (65%), est liée à une augmentation des courants de fuites dans les zones latérales de la diode laser. Une origine probable de ce type de dégradation pourrait être imputée à des micro-décharges ESDs dans les zones latérales du composant (zones protonées ou bords extérieurs à la zone active).
- Enfin, le troisième est caractérisé par une diminution importante de  $\alpha$  (plus de 10%) sur tête optique. Un désalignement optique par une susceptibilité thermomécanique semble être à l'origine de ce mécanisme de dégradation, du fait qu'il soit activé par un vieillissement accéléré sous cycles thermiques.

Ces résultats ont également permis de montrer que le courant de seuil du laser ( $I_{th}$ ) reste un paramètre pertinent à analyser pour cette technologie stabilisée dans le but de suivre l'avancement de mécanismes d'usure, mais ne permet pas la détermination de la nature du mécanisme. Pour cela, nous avons démontré l'intérêt de le comparer à d'autres types de grandeurs intrinsèques à la diode laser (réponse spectrale, fréquence de relaxation, taux d'amortissement, RIN...). Néanmoins, les dégradations atypiques obtenues ont montré, en tenant compte des distributions paramétriques initiales, que  $I_{th}$  reste un indicateur de défaillance permettant de discriminer, de manière précoce, les composants présentant des défauts latents.

Enfin, une dernière partie s'est attachée à extrapoler les variations paramétriques pour réaliser une estimation de la fiabilité en conditions opérationnelles, à partir d'une loi empirique ajustée aux variations expérimentales et en tenant compte du facteur d'accélération lié aux contraintes des tests. Cependant ces extrapolations posent la problématique :

- de la faible population des lots,
- des durées de tests de plus en plus réduites (tests tronqués, contraintes échelonnées).

*Ces deux aspects peuvent alors conduire à une faible représentativité statistique des résultats dans le cadre d'une prévision de fiabilité à long terme. Ce dernier point constitue donc l'axe central du chapitre 3 qui présente une approche palliative.*

✓ Les éléments décrits précédemment constituent une base à l'étude de la très haute fiabilité de composants de maturité commerciale. *Cette situation nécessite donc un renouvellement complet des*

*méthodes de construction et de démonstration de la fiabilité* puisqu'il faut garantir des distributions de défaillances cumulées constituées de peu ou pas de défaillances précoces et un taux de défaillance pratiquement nul en mission opérationnelle. **Ce troisième chapitre** s'est donc attaché à proposer une *solution logicielle consistant en la mise à profit d'outils statistiques* (tirages de Monte-Carlo) pour estimer les paramètres pertinents, à partir d'informations expérimentales minimales. L'objectif est d'associer, à une description fine des cinétiques de dégradation, un tirage aléatoire de couples de paramètres. Ces couples sont dépendants des performances du composant au cours du test accéléré et permettent ainsi de créer de nouveaux couples virtuels, renforçant ainsi la crédibilité statistique pour minimiser l'erreur d'estimation finale.

*Cette étude a permis de mettre en lumière plusieurs résultats significatifs :*

(i) *La première partie* décrit les étapes clés du logiciel spécifiquement développé en environnement Maple V, avec le support d'ALCATEL Optronics, et basées sur les tirages de nombres aléatoires par une approche Monte-Carlo. Une application a été mise en œuvre sur un lot de diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  de même technologie, ayant subi un test accéléré mixte (53°C-110 mA-5000 heures). Un tirage sur 1024 échantillons a été effectué à partir de 8 couples (a,m) sélectionnés et déterminés au travers du lissage mathématique, par une loi en puissance, de la variation du courant de polarisation ( $I_{\text{Bias}}$ ) de 8 diodes laser reportées sur une embase AlN. L'erreur maximale entre les distributions expérimentales et simulées est inférieure à 0,5% en considérant une loi de corrélation initiale de type logarithmique entre les paramètres a et m. Le résultat obtenu à partir de 5 tirages aléatoires successifs, chacun effectué sur 1024 points, démontre une excellente adéquation de cette technologie vis-à-vis des standards TELCORDIA puisque le taux de défaillance, en tenant compte du facteur d'accélération (AF=8), est proche de 120 FITs à 20 ans avec un écart-type très resserré (6 %).

(ii) *La deuxième partie* s'est attachée à évaluer la robustesse de la méthode utilisée. Tout d'abord, un calcul entièrement analytique a démontré que le processus des tirages Monte-Carlo n'introduisait pas de biais dans les résultats de prévision. Un point crucial a également été abordé : la minimisation de l'erreur d'estimation des lois de dégradation initialement lissées et liées à chaque composant testé en vieillissement accéléré au travers de l'application de trois types d'estimateur mathématique. *L'estimateur optimal retenu est l'estimateur vrai des moindres carrés*. Enfin, la robustesse de la méthode a été étudiée au travers de l'impact d'un biais sur l'élément clé de notre chaîne de traitement : la loi de corrélation initiale des paramètres a et m. Ainsi, nous avons mis en évidence qu'un biais, même important, sur l'erreur  $\Delta m$  de la loi de corrélation a peu d'influence sur les résultats de simulation. De même, la loi d'ajustement des instants de défaillance retenue *privilégie la loi log-normale ; la loi de Weibull étant rejetée* à cause d'une sous-estimation systématique du taux de défaillance et un comportement atypique, de ce dernier, notamment en début de vie du composant.

(iii) *La dernière partie* de ce chapitre est consacrée à la possibilité de discrimination des mécanismes de défaillance par la prise en compte d'une approche multi-paramétrique, au sein d'un lot de diodes laser (20 composants) exhibant différentes signatures de défaillance. En effet, dans

l'hypothèse d'une augmentation du taux de recombinaisons non-radiatives (Cf chapitre 2) pouvant s'accompagner à terme d'une baisse de l'efficacité optique, nous avons montré l'intérêt de reconstruire les distributions de défaillances cumulées en tenant compte des variations du courant de seuil ( $I_{th}$ ) et de l'efficacité optique ( $\alpha$ ) des diodes laser plutôt que le courant de polarisation ( $I_{Bias}$ ). La seule prise en compte de ce dernier peut conduire à extrapoler une durée de vie optimiste pour un critère fixé de fin de vie.

✓ **Le dernier chapitre**, réalisé en collaboration avec l'équipe GESTE de l'ENSIL, a délimité les contours d'une approche originale de simulation de la fiabilité dans laquelle on étudie l'interaction globale composant-système. *Nous avons appliqué ce principe à l'étude d'une liaison de télécommunication par fibre optique à 4 canaux fonctionnant à 2,5 Gbits/s chacun utilisant le principe de multiplexage de longueurs d'onde (WDM)*. Les canaux sont espacés de 0,8 nm et la modulation des émetteurs est directe. Cette démarche a pour but de montrer l'impact de la dégradation d'un paramètre d'un émetteur sur le signal transmis en fin de liaison. La très grande robustesse de la technologie étudiée approvisionnée par ALCATEL Optronics a été mise en évidence.

(i) La première partie de ce chapitre a permis de démontrer, avec succès, la faisabilité de cette méthode. En implantant une loi de dégradation expérimentale, de la forme  $at^m$ , sur le courant d'alimentation de la diode laser d'un canal, nous avons démontré l'impact d'une dégradation du courant sur les performances de la liaison globale. Ainsi, nous avons pu observer l'extinction du diagramme de l'œil (de plus de 40%), parallèlement à la dégradation du facteur de qualité de la liaison au niveau du canal 1 (diminution de près de 40%), appuyant ainsi l'absence de variations des écart-types des niveaux '0' et '1' du diagramme de l'œil. Cette dégradation est typique d'une détérioration de la puissance optique, et la présence « d'overshoots », sur le niveau '1' du diagramme de l'œil, a confirmé l'origine de cette dégradation (phénomènes de relaxation liés à la dynamique temporelle de la diode laser).

(ii) Dans la deuxième partie, nous nous sommes focalisés sur la dégradation de la longueur d'onde d'un émetteur laser sous une forme mathématique identique à la précédente. Dans ce cadre, la stabilité de la longueur d'onde est un paramètre essentiel à la qualité de transmission de l'information car les problèmes de diaphonie sont toujours à craindre. Cette stabilité est difficile à assurer, du fait qu'elle est soumise à l'influence, d'une part d'une possible dégradation de la cavité optique du laser, mais également de la stabilité en température du composant (phénomène de 'tracking'). Les résultats ont montré que la dégradation d'un canal détériorait non seulement le signal du canal incriminé mais aussi celui du canal adjacent, révélant la présence de diaphonie. Cependant, ils révèlent aussi que le critère de défaillance de 0,1 nm de dérive maximale de la longueur d'onde centrale, communément utilisé dans les normes de qualification, est largement surestimé pour ce type d'application. Le nombre de composants présentant un taux d'erreur binaire supérieur à  $10^{-5}$  après 25 ans de fonctionnement (valeur minimale imposée avec un dispositif de codes de correction d'erreurs) est proche de 20%, alors que 50% des composants dépassent le critère de défaillance. Nous avons ainsi démontré la pertinence d'introduire les distributions

paramétriques expérimentales après les tests accélérés sur l'évolution de la longueur d'onde, plutôt que de considérer le comportement atypique d'un composant unique pour caractériser l'impact d'une dégradation sur les performances de la liaison.

(iii) Enfin, dans une troisième partie, nous avons appliqué la même démarche, à des paramètres de deuxième niveau tels que la largeur de raie et la fréquence de relaxation, pour l'analyse de l'impact possible sur la restitution correcte du signal (déformation temporelle des créneaux). Il ressort que les dérives temporelles expérimentales de ces paramètres, mises en lumière dans le chapitre 2, n'ont eu qu'un impact négligeable sur les performances intrinsèques de la liaison. En particulier, la variation expérimentale d'un composant atypique de la largeur de raie, évoluant de 10 MHz (80 fm) avant vieillissement à 70 MHz (600 fm) après 25 ans de fonctionnement, reste très inférieure à l'espacement entre canaux imposé à la liaison.

Les perspectives de ces travaux doivent adresser les points suivants :

✓ Les résultats du chapitre 3 permettent d'offrir des perspectives intéressantes à ce travail en combinant cette étude à une approche de type « modèles multi-composantes (MCM) », récemment introduits dans la bibliographie (Université McMaster-Canada). Elle propose, en particulier, le lien entre les variations d'une grandeur électrique ( $I_{th}$ ) et des paramètres plus étroitement liés à la technologie du composant comme par exemple, le taux de défauts intrinsèques dans la zone active.

✓ Grâce à la démarche développée dans le chapitre 4, nous avons pu évaluer l'importance de paramètres évalués de manière indépendante, ou encore proposer un avis sur la pertinence de critères de défaillance établis par les normes de qualification. Cependant, une dégradation d'un composant ne provoque que très rarement des dommages sur un seul paramètre. Les perspectives à court-terme imposent donc :

- soit des modélisations multi-paramètres afin de rendre les simulations plus en accord avec les dispositifs de redondance (asservissement en température, courant, longueur d'onde, codes de correction d'erreurs, ...),
- soit l'introduction de MCMs spécifiques, pour assurer la relation entre la nature du défaut et la variation de la grandeur expérimentale introduite, au travers d'une prise en compte d'un type de défaillance majeur sur la technologie étudiée.

Ce type d'études offrirait, non seulement la possibilité de créer de nouvelles architectures, d'évaluer leur robustesse vis à vis de critères de défaillance imposés, mais aussi de créer des briques technologiques susceptibles d'être utilisées pour des applications faibles coûts ou à forte densité d'intégration (ex. suppression des dispositifs de régulation thermique sur les diodes laser AlGaInAs/InP 1,55  $\mu\text{m}$  à température caractéristique élevée). Ce dernier chapitre a permis de conclure que les simulations « système » se révèlent être complémentaires aux outils de conception pour estimer l'impact des défaillances sur un système complet.

# Bibliographie

---

- [1] ALCATEL, ENSIL, France Telecom, Optics Valley, SEE  
" **Journée d'étude Technologie d'accès et évolutions futures** ", *Marcoussis, 25 octobre 2005.*
- [2] YOLE Developpement, THALES Airborne Systems  
" **Etude générique sur les technologies optoélectroniques** ", *Rapport MINEFI / DIGITIP3 / STSI / SDCO, 2002.*
- [3] D.B. Eason, Z. Yu, W. C. Hughes, W.H. Roland, C. Boney, J. W. Cook, Jr.  
" **High-brightness blue and green light-emitting diodes** ", *Applied Physic Letters, Volume 66, 1995, pp 115-117.*
- [4] J.Kovac, L. Pternai, O. Lengyel  
" **Advanced light emitting diodes structures for optoelectronic applications** ", *Thin Solid Films, Volume 433, 2003, pp 22-26.*
- [5] H. C. Wang, Y. K. Su, Y. H. Chung, C. L. Lin, W. B. Chen, S. M. Chen  
" **AlGaInP light emitting diode with a current-blocking structure** ", *Solid State Electronics, Volume 49, 2005, pp 37-41.*
- [6] S. Nakamura  
" **InGaN-based violet laser diodes** ", *Semiconductor Sciences Technology, Volume 14, 1999, pp R27-R40.*
- [7] A. Akselrad  
" **The electronic technology of gallium nitride : the 2002 Benjamin Franklin medal in engineering presented to Shinji** ", *Journal of the Franklin Institute, Volume 340, 2003, pp 249-261.*
- [8] U. Brand, G. Hester, J. Grochmalicki, R. Pike  
" **Super-resolution in optical data storage** ", *Journal of Optics A, Volume 1, 1999, pp 794-800.*
- [9] E. Altman, A. Ferrira, J. Galtier  
" **Les réseaux satellites de télécommunication : technologies et services** ", *Edition – Dunod, 1999.*
- [10] Rapport d'information parlementaire  
" **Haut débit et territoire : enjeu de couverture, enjeu de concurrence** ", <http://www.senat.fr/rap/r04-443/r04-4434.html>.

- 
- [11] KMI Research Optical Networking Intelligence  
" **Fiberoptics Market Forecasts** ", 19 Nov. 2002.
- [12] S. Huyghe  
" **Fiabilité des amplificateurs optiques à semiconducteur 1,55  $\mu\text{m}$  pour des applications de télécommunication : Etude expérimentale et modélisation physique** ", *Thèse de doctorat, Université de Bordeaux, 2005.*
- [13] M. Yang, J. Liu, Q. Chen, B. Zhang  
" **Design of 25 GHz thin film filter with a third high refractive index materials as cavity layers** ", *Thin Solid Films, Volume 425, 2003, pp 193-195.*
- [14] J. Carroll, J. Whiteaway, D. Plumb  
" **Distributed feedback semiconductor lasers** ", *Edition – London : Institution of Electrical Engineers ; Bellingham, Washington : SPIE Engineering Press, 1998.*
- [15] R. Maciejko  
" **Optoélectronique** ", *Edition – Presse Internationale Polytechnique, 2002.*
- [16] D. K. Mynbaev, L. L. Sheiner  
" **Fiber-optic communications technology** ", *Edition – Prentice Hall, 2001.*
- [17] H. Mawatari, M. Fukuda, Y. Tohmori  
" **Degradation behavior of the active region and passive region in buried heterostructure (BH) distributed Bragg reflector (DBR) lasers** ", *Microelectronics Reliability, Volume 39, 1999, pp 1857-1861.*
- [18] Zh.I. Alferov, A.F Ioffe  
" **Quantum wells and superlattices come of age** ", *III-V's Reviews, Volume 10, Issue 7, 1997, pp 26-31.*
- [19] E. Rosencher et B. Vinter  
" **Optoélectronique** ", *Edition -Paris : Thomson-CSF / Masson, 1998, Chapitre 1, 7 et 13, 558 pages.*
- [20] M. Fukuda  
" **Reliability and degradation of semiconductor lasers and Leds** ", *Edition - Norwood MA : Artech house, 1991.*
- [21] Y. G. Zhang, A. Z. Li, Y. L. Zheng, C. Lin and G. Z. Jian  
" **MBE grown 2.0  $\mu\text{m}$  InGaAsSb/AlGaAsSb MQW Ridge waveguide laser diodes** ", *Journal of Crystal Growth, Volumes 227-228, July 2001, pp 582-585.*
- [22] V. M. Ustinov, A. E. Zhukov, N. A. Maleev, A. R. Kovsh, S. S. Mikhrin, B. V. Volovik, Yu. G. Musikhin, Yu. M. Shernyakov, M. V. Maximov, A. F. Tsatsul'nikov and *al.*  
" **1.3  $\mu\text{m}$  InAs/GaAs quantum dot lasers and VCSELs grown by molecular beam epitaxy** ", *Journal of Crystal Growth, Volumes 227-228, July 2001, pp 1155-1161.*
- [23] J.I. Chyi

---

" **MBE growth and characterisation of InGaAs quantum dot lasers** ", *Materials Science and Engineering B, Volume 75, Issues 2-3, 1 June 2000, pp 121-125.*

[24] S. Hinooda, S. Loualiche, B.Lambert, N. Bertru, M. Paillard, X. Marie and T.Amand

" **Wetting layer carrier dynamics in InAs/InP quantum dots** ", *Applied Physics Letters, Volume 78, Issue 20, 2001, pp 3052-3054.*

[25] D. Wood

" **Optoelectronic semiconductor devices** ", *Edition - New York : PRENTICE HALL, 1994, pp 160-248.*

[26] S.Desmond Smith

" **Optoelectronic devices** ", *Edition - New York : PRENTICE HALL, 1995, pp 257-282.*

[27] O. Ueda

" **Reliability and degradation of III-V optical devices** ", *Edition - Boston London : Artech house, 1996, Chapter I and II, 357 pages.*

[28] G.P. Agrawal

" **Fiber-optic communication systems** ", *second edition – New York : John Wiley & sons, chapter 3, 555 pages.*

[29] M. Pommies

" **Analyse des mécanismes de dégradation des lasers à semiconducteurs pour applications dans les télécommunications** ", – *Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2002.*

[30] B. H. Tran Thi

" **Modélisation du bruit d'intensité des lasers InGaAsP : Etude de la translation du bruit basse fréquence dans la bande du signal de modulation** ", – *Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, 1997.*

[31] F. Koyoma, Y. Suematsu, K. Kojima, K. Furuya

" **1.5  $\mu\text{m}$  phase adjusted active distributed reflector laser for complete dynamic single mode operation** ", *Electronics Letters, Vol. 20, 1984, pp 391-393.*

[32] H. Soda, K. Wakao, H. Sudo, T. Tanahashi, H. Imai

" **GaInAsP/InP phase-adjusted distributed feedback lasers with a step-like nonuniform stripe width structure** ", *Electronics Letters, Vol. 20, 1984, pp 1016-1018.*

[33] S. Calvez

" **Laser à fibre pour les télécommunications multiplexées en longueur d'onde : étude de l'accordabilité en longueur d'onde et de la génération de trains multi-longueurs d'onde d'impulsions par voie electro-optique** ", – *Thèse de doctorat, Université de Franche Comté, 2002.*

[34] M.-C. Amann, J. Buus

" **Tunable Laser Diodes** ", *Edition - Boston London : Artech house, 1998, Chaptitres 3 et 5, 357 pages.*

---

[35] S. P. Sim, A. P. Skeats, M. R. Taylor, M. Hockly, D. M. Cooper, A. W. Nelson, W. J. Devlin, J. C. Regnault

**" High reliability InGaAsP/InP buried heterostructure lasers grown entirely by atmospheric MOVPE "**, *Proceeding of European Conference on Optical Communication ECOC '88, ville ?, Volume ?, 1988, pp. 396-399.*

[36] M. Fukuda, G. Iwane

**" Degradation of active region in InGaAsP/InP buried heterostructure lasers "**, *Journal of Applied Physic Letters, Vol. 58, 1985, pp 2932-2936.*

[37] R. Hirano, E. Oomura, H. Higuchi, Y Sakakibara, H. Namizaki, W. Suzaki, K. Fujikawa

**" Position of the degradation and improved structure for the buried crescent InGaAsP/InP (1.3  $\mu\text{m}$ ) lasers "**, *Applied Physic Letters, Vol. 43, 1983, pp 187-198.*

[38] M. Hiaro, K. Mizuishi, M. Nakamura

**" High reliability lasers for optical communications "**, *IEEE Journal on Selected Areas of Communications, Vol. SAC-4, 1986, pp 1494-1500.*

[39] S. P. Sim

**" A review of the reliability of III-V opto-electronic components "**, *Proceeding of the NATO Advanced Research Workshop on Semiconductor Device Reliability, NATO ASI Series E : Applied Sciences, Vol. 175, 1989, pp 301-321.*

[40] E. Takeda, N. Suzuki

**" An empirical model for device degradation due to hot-carrier injection "**, *IEEE Electron Device Letters, Vol. EDL-4, 1983, pp 111-113.*

[41] K-I. Mizuishi, M. Sawai, S. Satoru, S. Tsuji, M. Hirao, M. Nakamura

**" Reliability of InGaAsP/InP Buried Heterostructure 1.3 $\mu\text{m}$  Lasers "**, *Journal of Quantum Electronics, Vol. QE19, 1983, pp 1294-1301.*

[42] S. P. Sim, M. J. Robertson, R. G. Plumb

**" Catastrophic and latent damage in GaAlAs lasers caused by electrical transients "**, *Journal of Applied Physic Letters, Vol. 55, 1984, pp 3950-3955.*

[43] R. N. Shaw

**" The effects of electrical-overstress transients on semiconductor lasers and their avoidance in drive circuit design "**, *Proceeding of European ESD Symposium, 1991.*

[44] D. H. Newman, S. Ritchie

**" Reliability and degradation of lasers and LEDs "**, *Howes and Morgan, 1981.*

[45] R. Paoletti, M. Agresti, G. Burns, et al.

**" 100  $^{\circ}\text{C}$ , 10Gb/s directly modulated InGaAsP DFB lasers for uncooled Ethernet applications "**, *27th European Conference on Optical Communication ECOC '01, Amsterdam, Volume 6, 2001, pp. 84-85.*

[46] G. Morello, C. Baron, D. Re, D. Sarocchi, G. Meneghini



---

" **Evaluation of induced damage by CH<sub>4</sub> /H<sub>2</sub> reactive ion etching on InP:n<sup>++</sup> "**, *Microelectronic Engineering*, Vol. 67-68, 2003, pp 356-362.

[47] G. Franz

" **Damage in III/V semiconductors caused by hard- and soft-etching plasmas "**, *Journal of Vacuum Science*, Vol. A19, 2001, pp 762-772.

[48] S. Murad, M. Rahman, N. Johnson, S. Thoms, S.P. Beaumont, C.D.W. Wilkinson

" **Dry etching damage in III-V semiconductors "**, *Journal of Vacuum Science*, Vol. B14, 1996, pp 3658-3662.

[49] E.L. Hu, C.H. Chen, D.L. Green

" **Low-energy ion damage in semiconductors : A progress report "**, *Journal of Vacuum Science*, Vol. B14, 1996, pp 3632-3636.

[50] C.H. Chen, D.L. Green, E.L. Hu

" **Diffusion and chaneling of low-energy ions : The mechanism of ion damage "**, *Journal of Vacuum Science*, Vol. B13, 1995, pp 2355-2359.

[51] G. Nakagawa, K. Miura, K. Tanaka and M. Yano

" **Lens-coupled laser-diode module integrated on silicon platform "**, *Proceedings of the SPIE, The International Society for Optical Engineering*, Vol. 2610, 1996, pp 59-64.

[52] M.R. Matthews; B.M. Macdonald and K.P. Preston

" **Optical components-the new challenge in packaging "**, *40th Electronic Components and Technology Conference (Cat. No.90CH2893-6). IEEE, New York, NY, USA, Vol. 1, 1990, pp 206-13.*

[53] Y. Deshayes

" **Diagnostic de défaillances de systèmes optoélectroniques émissifs pour application de télécommunication : caractérisations optoélectroniques et simulations thermomécaniques "**, *Thèse de doctorat, Université de Bordeaux, 2002.*

[54] G. Zwingelstein

" **Diagnostic des défaillances "**, *Hermes, 1995.*

[55] S. Carubelli

" **Contribution à l'identification et à l'estimation des contraintes de fatigue thermique des convertisseurs intégrés pour la traction électrique "**, *Thèse de doctorat, Université Nancy, Septembre 2003.*

[56] J-L. Goudard, P. Berthier, X. Boddaert, D. Laffitte and J. Périnet

" **Reliability of optoelectronic components for telecommunications "**, *Microelectronics Reliability*, Vol. 40, 2000, pp 1701-1708.

[57] M. Schwob, G. Peyrache

" **Traité de fiabilité "**, *Masson et Cie, 1969.*

- 
- [58] D. Sauvage, D. Laffitte, J. Périnet, P. Berthier, J-L. Goudard  
" **Reliability of optoelectronics components for telecommunications** ", *Microelectronics Reliability*, Vol. 42, 2000, pp 1307-1310.
- [59] F. Verdier  
" **Analyse Statistique des Données de Life Test** ", *Journée Life Test des Composants Electroniques, CCT-CNES, n°15*.
- [60] Y. Deshayes, L. Bechou, L. Mendizabal, Y. Danto  
" **Early Failure Signatures of 1310 nm Laser Modules Using Electrical, Optical and Spectral Measurements** ", *Measurements*, Vol. 34, 2003, pp 157-178.
- [61] DGA  
" **Guide FIDES 2004 édition A : Méthodologie de fiabilité pour les systèmes électroniques** ", *Document Méthodologique DGA, Référence DM/STTC/CO/477-A, 2004*.
- [62] J-L. Goudard, P. Berthier, X. Boddaert, D. Laffitte, J. Périnet,  
" **New qualification approach for optoelectronic components** ", *Microelectronics Reliability*, Vol. 42, 2000, pp 1307-1310.
- [63] Z. Pandi, A. Fumagalli, M. Tacca, L. Wosinka  
" **Impact of OXC failures on network reliability** ", *Proceedings of SPIE – Reliability of Optical Fiber Components, Devices, Systems, and Networks II, Strasbourg, France, Vol. 5465, 2004, pp 139-150*.
- [64] P.D. Wright, W.B Joyce and D.C. Craft  
" **Electrical derivative characteristics of InGaAsP buried heterostructure lasers**", *Journal of Applied Physics*, 1982, pp 1364-1372.
- [65] B.B. Elenkrig, S. Smetona, J.G. Simmons, B. Takasaki, J.D. Evans and T. Makino  
" **Series resistance and its effect on the maximum output power of 1.5  $\mu\text{m}$  strained-layer multiple-quantum-well Ridge waveguide InGaAsP lasers**", *Journal of Applied Physics, Volume 87, Issue 1, 2000, pp 1-4*.
- [66] G. Chiorboli, M. Vanzi, M.C. Ronchini, F. Fantini  
" **Electrical characterisation for failure analysis of DHBC InGaAsP/InP laser diodes**", *ISTFA 92, 1992, pp 237-240*.
- [67] M. Fukuda  
" **Reliability and degradation of semiconductor lasers and Leds**", *Edition - Norwood MA : Artech House, 1991, Chapitre II, IV and VII, 346 pages*.
- [68] A.M. Ojeda, E. Redondo, G. Gonzalez Diaz and I. Martil  
" **Analysis of light-emission processes in light-emitting diodes and semiconductor lasers**", *European Journal of Physics, Volume 18, Issue 2, 1997, Pages 63-67*.
- [69] I. Joindot, M. Joindot  
" **Les télécommunications par fibres optiques**", *Edition - Dunod, 1996, 737 pages (à vérifier)*.

- 
- [70] I. Joindot  
" **Bruit relatif d'intensité des lasers à semiconducteur**", *Thèse de doctorat, Université de Montpellier, 1990.*
- [71] Agilent 71400, Lightwave Signal Analyser : Application notes 371
- [72] Agilent 11980A, Fiber Optic Interferometer : Operation and Service Manual
- [73] A. Bonfiglio, M. B. Casu, F. Magistrali, M. Maini, G. Salmini, M. Vanzi  
" **A different approach to the analysis of data in life-tests of laser diodes**", *Microelectronics Reliability*, vol. 38, 1998, pp 767-771.
- [74] L. A. Coldren, S. W. Corzine  
" **Diode lasers and photonic integrated circuits**", *Edition – Wiley Interscience, 1995, 624 pages.*
- [75] P. Resneau, M. Krakovski  
" **Long term ageing with highly stable performances of 1.55  $\mu\text{m}$  DFB lasers for microwave optical links**", *Reliability of Optical Fiber Components, Devices, Systems, and Networks II – Proceedings of SPIE, 27-28 April 2004, pp 117-126.*
- [76] Datasheet AVANEX  
" **Power Source 1915 LMI – 2.5 Gb/s Laser Module – 20 mW**", *Site internet : <http://www.avanex.com/Products/datasheets/Transmission/PwrSource.1915LMI.20.pdf>.*
- [77] S. P. Sim  
" **The reliability of laser diodes and laser transmitter modules**", *Microelectronics Reliability*, vol. 33 (7), 1993, pp 1011-1030.
- [78] M. Fukuda, G. Iwane  
" **Correlation between degradation and device characteristic changes in InGaAsP/InP buried heterostructure lasers**", *Journal of Applied Physics*, vol. 59 (4), 1986, pp 1031-1037.
- [79] R. Sobiastiankas, J.G. Simmons, G. Letal and R.E. Mallard  
" **Experimental study on the intrinsic response, optical and electrical parameters of 1.55  $\mu\text{m}$  DFB BH laser diodes during aging tests**", *accepté pour publication dans IEEE Transactions on Device and Materials Reliability.*
- [80] J. Eom, C.B. Su, J.S. LaCourse, R.B. Lauer,  
" **The relation of doping level to K factor and the effect on ultimate modulation performance of semiconductor laser**", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 2, 1990, pp 692-694.
- [81] Y. Deshayes, L. Bechou, J.Y. Deletage, F. Verdier, Y. Danto, D. Laffitte, J.L. Goudard  
" **Three-dimensional FEM simulations of thermomechanical stresses in 1.55  $\mu\text{m}$  Laser modules**", *Microelectronics Reliability*, vol. 43, 2003, pp 1125-1136.
- [82] M. Fukuda, F. Kano, T. Kurosaki, J.-I. Yoshida  
" **Spectral aspect of degradation in 1.55  $\mu\text{m}$  long-cavity MQW DFB lasers**", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 4 (4), 1992, pp 305-307.

---

[83] C.H. Henry

**"Theory of the linewidth of semiconductor lasers"**, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. QE-18, 1982, pp 259-264.

[84] H. Mawatari, M. Fukuda, S. Matsumoto, K. Kishi, Y. Itaya

**"Reliability and degradation behaviors of semi-insulating Fe-doped InP buried heterostructure lasers fabricated by MOVPE and dry etching technique"**, *Microelectronics Reliability*, vol. 36 (11/12), 1996, pp 1915-1918.

[85] Z. Cui, J. J. Liou ; Y. Yue, H. Wong

**" Substrate current, gate current and lifetime prediction of deep-submicron nMOS devices "**, *Solid-State Electronics*, Vol. 49, 2005, pp 505-511.

[86] R. J. Bolam, W. Pamachandran, D. Coolbaugh, K. Watson

**" Electrical Characteristics and Reliability of UV Transparent Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> Metal-Insulator-Metal (MIM) capacitors "**, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 1, 2002, pp 1-4.

[87] K. S. Kim, H.I. Kim, C. H. Yu, E. G. Chang

**" Fatigue analysis of high-speed photodiode submodule by using FEM "**, *Microelectronics Reliability*, Vol. 44, 2004, pp 167-171.

[88] J. M. Hammersley, D. C. Handscomb

**" Les méthodes de Monte-Carlo "**, *Dunod*, 1967 (230 pages).

[89] J.P. Nougier

**" Méthodes de calcul numérique "**, *Masson*, 1987, 3<sup>ème</sup> édition.

[90] J.-Y. Delétage, F. Verdier, B. Plano, Y. Deshayes, L. Bechou, Y. Danto

**"Reliability estimation of BGA and CSP assemblies using degradation law model and technological parameters deviations"**, *Microelectronics Reliability*, vol. 43, 2003, pp 1137-1144.

[91] N. Hwang, S.-G. Kang, H.-T. Lee, S.-S. Park, M.-K. Song, K.-E. Pyung

**"An empirical Lifetime projection method for laser diode degradation"**, *Reliability Physics Symposium, 35th Annual Proceedings, IEEE International, 8-10 April 1997*, 272 - 275.

[92] Telcordia GR-468-CORE

**"Generic Reliability Assurance Requirements for Optoelectronic Devices Used in Telecommunications Equipments"**, *Issue 1, Decembre 1998*.

[93] S. W. Park, C. K. Moon, J. H. Kang, Y. K. Kim, E. H. Hwang, B. J. Koo, D. Y. Kim, J. I. Song

**"Overgrowth on InP corrugations for 1.55  $\mu$ m DFB LDs by reduction of carrier gas flow in LPMOCVD"**, *Journal of Crystal Growth*, vol. 258, 2003, pp 26-33.

[94] T. Ikegami, M. Fukuda

**"Optoelectronics reliability"**, *Quality and Reliability Engineering International*, vol. 7, 1991, pp 235-241.

[95] H. Imai, K. Isozumi, T. Takusagawa

---

**"Deep level associated with the slow degradation of GaAlAs DH laser diodes"**, *Applied Physics Letters*, Vol. 33, 1978, pp 330-332.

[96] Y. Horikoshi, T. Koyabashi, Y. Furukawa

*Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 18, 1979, pp 2237-??.

[97] K. Kondo, O. Ueda, S. Isozumi, S. Yamakoshi, K. Akita, T. Katoni

*IEEE Transaction on Electron Devices*, Vol. ED-30, 1983, pp 321-??.

[98] S. L. Chuang, N. Nakayama, A. Ishibashi, S. Taniguchi, K. Nakano

**"Degradation of II-VI blue-green semiconductor lasers"**, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. 34, 1998, pp 851-857.

[99] S. L. Chuang, A. Ishibashi, S. Kijima, N. Nakayama, M. Ukita, S. Taniguchi

**"Kinetic model for degradation of light emitting diodes"**, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. 33, 1997, pp 970-979.

[100] S. Tanigushi, T. Hino, S. Itoh, K. Nakano, N. Nakayama, A. Ishibashi, M. Ikeda

**"100 h II-VI blue-green laser diode"**, *Electronics Letters*, Vol. 32, 1996, pp 552-553.

[101] S. Nakamura

*Proceeding of Conference on Lasers Electro-Optics, Baltimore, MD, 1997, pp 318-319.*

[102] S. K. K. Lam, R.E. Mallard, D. T. Cassidy

**"Analytical model for saturable aging in saturable aging in semiconductor lasers"**, *Journal of Applied Physics*, Vol. 94, 2003, pp 1803-1809.

[103] A. Dubois

**"Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique : de la conception des systèmes à la validation des composants"**, *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2001.*

[104] J.-L. Verneuil

**"Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s"**, *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2003.*

[105] T. K. Svensson, P.-O. E. Karlsson

**"Deploying optical performance monitoring in TeliaSonera's network"**, *Proceedings of SPIE – Reliability of Optical Fiber Components, Devices, Systems, and Networks II, Strasbourg, France, Vol. 5465, 2004, pp 151-156.*

[106] L. Zhou, M. Held, L. Wosinska

**"Analysis and optimisation of connection availabilities in optical networks with different protection strategies "**, *Proceedings of SPIE – Reliability of Optical Fiber Components, Devices, Systems, and Networks II, Strasbourg, France, Vol. 5465, 2004, pp 157-167.*

[107] K. Petermann

**"Laser diode modulation and noise"**, *Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1998.*

---

[108] T. P. Lee

**"Recent advance in long-wavelength semiconductor laser for optical fiber communication"**, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 79, n°3, 1991, pp. 252-276.

[109] A. Carencu

**"Composants actifs, Systèmes optiques"**, *Institut d'Etudes Scientifiques de Cargèse, Ecole d'été*, pp. 93-143, Juillet 1991.

[110] E. Bigan

**"Modulateurs électro-absorbants en onde guidées pour liaison optique à 1,55 µm"**, *L'Echo des Recherches*, n°149, 1992, pp. 29-38.

[111] F. Devaux

**"Fabrication, caractérisation et mise en œuvre des modulateurs électro-absorbants en onde guidée à 1,55 µm pour les liaisons à très haut débit"**, *Thèse de doctorat de l'Université Paris XI*, 1993.

[112] M. Fichet

**"Introduction aux fibres optiques"**, *Association pour la Diffusion de la Connaissance Scientifique*, 1996.

[113] R. Heidemann, B. Wedding, G. Veith

**"10-GB/s transmission and beyond"**, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81, n°11, 1993, pp. ??.

[114] ITU-T Recommendation G.652

**"Characteristics of a dispersion-shifted single-mode optical fibre cable"**, *October 2000*.

[115] ITU-T Recommendation G.653

**"Characteristics of a dispersion-shifted single-mode optical fibre cable"**, *October 2000*.

[116] P. L. François, J. F. Bayon, F. Alard

**"Design of quadruple-clad fiber"**, *Electronics Letters*, Vol. 20, 1984, pp. 688-689.

[117] G.P. Agrawal

**"Nonlinear fiber optics"**, *Academic Press, New York*, 1989.

[118] P. L. François, J. F. Bayon, F. Alard

**"Characterization procedure of fiber packaging relative to microbend"**, *Electronics Letters*, Vol. 34, 1998, pp. 2421-2422.

[119] B. Mikkelsen et al.

**"Monolithic integrated Michelson interferometer with SOA's for high speed all optical signal processing"**, *Proc. Optical Fiber Communications, San Diego, TuH4, February 1995*.

[120] P. Berthier

---

**"Transistors à effet de champs AlInAs/(Al)GaInAs(P) pour photodétection intégrée à 1,3 – 1,5  $\mu\text{m}$ ",** *Thèse de doctorat de l'Université de Montpellier II, 1993.*

[121] C. Aupetit-Berthelemot

**"Étude des effets parasites du transistor à haute mobilité électronique (HEMT) sur InP pour applications micro-optoélectroniques",** *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 1998.*

[122] R. J. McIntyre

**"Multiplication noise in uniform avalanche diode",** *IEEE Transactions on Electronic Devices, Vol. ED13, 1965, pp. 154.*

[123] A. Glavieux, M. Joindot

**"Communications numériques : introduction",** *collection Pédagogique de Télécommunication, Edition Masson, 1996.*

[124] J. P. Delmas

**"Introduction aux probabilités",** *collection Pédagogique de Télécommunication, Ellipse éditeur, 1993.*

[125] O. K. Tonguz

**"Optimum detection versus Personick's formula : a comparison",** *Proc. Optical Fiber Communications, San Diego, USA, February 1993.*

[126] C. Le Brun, E. Guillard, J. Citerne

**"Communication systems interactive software (COMSIS) : modelling of components and its application communication systems",** *Applied Optics, Vol. 37, 1998, pp 6059-6065.*

---

# Production scientifique

---

## Publications

[P1] Y. Deshayes, L. Béchou, L. Mendizabal, Y. Danto

**"Early failure signatures after thermal cycles of 1310 nm laser modules using electrical, optical and spectral measurements"**, *Measurements Journal*, Vol. 34, 2003, pp 157-178.

[P2] L. Mendizabal, J.L. Vernal, L. Béchou, C. Aupetit-Berthelemot, Y. Deshayes, F. Verdier, J.M. Dumas, Y. Danto

**"Impact of 1.55  $\mu\text{m}$  laser diode degradation laws on fibre optic performances using a system simulator"**, *Microelectronics Reliability*, Vol. 43, 2003, pp 1743-1749.

[P3] L. Mendizabal, L. Béchou, Y. Deshayes, F. Verdier, Y. Danto, D. Laffite, J.L. Goudard, F. Houe

**"Study of influence of failure modes on lifetime distribution prediction of 1.55  $\mu\text{m}$  DFB laser diodes using weak drift of monitored parameters during ageing tests"**, *Microelectronics Reliability*, Vol. 44, 2004, pp 1337-1342.

## Conférences internationales et nationales avec publications des actes

[C1] L. Mendizabal, L. Béchou, Y. Deshayes, F. Verdier, Y. Danto

**"Prédiction de distributions de durées de vie de composants optoélectroniques émissifs 1,55  $\mu\text{m}$  : lois expérimentales et méthodologie statistique"**, *7ème JNRDM 2004, Marseille-France, 4-6 Mai 2004*.

[C2] L. Béchou, L. Mendizabal, C. Aupetit-Berthelemot, Y. Deshayes, J.M. Dumas, D. Laffite, J.L. Goudard, Y. Danto

**"Performance and reliability predictions of 1550 nm WDM optical transmission links using a system simulator"**, *Soumis à SPIE Photonics Europe Conference, Strasbourg-France, Avril 2006*.



**Titre :**

Fiabilité de diodes laser DFB 1,55  $\mu\text{m}$  pour des applications de télécommunication : Approche statistique et interaction composant-système

**Résumé :**

Ces travaux de thèse décrivent le développement et la mise en œuvre d'une méthodologie d'estimation de la fiabilité à long terme d'une technologie stabilisée de diode laser à contre-réaction répartie (DFB) 1,55 $\mu\text{m}$  à couche active InGaAsP sur substrat InP pour des applications de télécommunication. Elle est basée sur la mesure de caractéristiques électriques et optiques analysées après l'application de contraintes de vieillissement combinant différents facteurs d'accélération. Une méthode de reconstruction statistique de distributions de durée de vie, basées sur les tirages de Monte-Carlo, a été mise en œuvre pour palier à la faible population de composants et aux faibles variations paramétriques induites par les tests accélérés. Enfin, l'interaction composant-système est analysée par l'intermédiaire de simulations d'une liaison de télécommunication 4 canaux utilisant le multiplexage de longueurs d'onde (WDM) avec un débit 2,5 Gbits/s par canal. Ces simulations ont permis d'évaluer l'impact des dérives expérimentales sur les performances de ce type de liaison, en conditions opérationnelles, en prévision de futures architectures de réseaux métropolitains et locaux.

**Mots-clés :**

Fiabilité des composants, diode laser DFB, mécanismes de défaillances, méthodologie statistique, réseau de télécommunication optique, simulation système.

---

**Title:**

Reliability of 1.55  $\mu\text{m}$  DFB laser diodes for telecommunication application : Statistical approach and component-system interaction

**Abstract:**

This work describes the development and the setting of a methodology to estimate long-term reliability of mature distributed feedback (DFB) 1,55 $\mu\text{m}$  laser diode with InGaAsP active layer on InP substrate for applications of telecommunication. This methodology is based on the measurement of electric and optical characteristics analyzed after application of ageing combining various factors of acceleration. A statistical method of lifetime distribution rebuilding, based on Monte-Carlo random selection, was carried out in order to compensate for the weak population of components and the weak parametric variations induced by the accelerated tests. Lastly, the component-system interaction is analyzed via simulations of a 4 channels telecommunication link using the multiplexing wavelengths (WDM) with a 2,5 Gbits/s bit rate by channel. These simulations made it possible to evaluate the impact of experimental drifts on this kind of link performances, in operational conditions, in preparation for future architectures of local and metropolitan area networks.

**Keywords:**

Components reliability, DFB laser diode, failure behaviours, statistical methodology, optical telecommunication network, system simulation

---

Laboratoire d'Etude de l'Intégration des Composants et Systèmes Electroniques (IXL),  
Université Bordeaux 1.

351, Cours de la Libération - 33405 Talence Cedex.

Tél. : +33 (0)5 40 00 65 40 - Fax : +33 (0)5 56 37 15 45

<http://www.ixl.fr>