POLYPUBLIE

Circuits en AsGa pour la transmission de données sur fibre optique

Guillaume Fortin

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

Date	1997
Type	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis Mémoire de maîtrise/Master's thesis
URL de PolyPublie **PolyPublie URL**	https://publications.polymtl.ca/6932/
Conditions d'utilisation **Terms of use**	© Tous droits réservés / All rights reserved
Référence **Citation**	Fortin, G. (1997). Circuits en AsGa pour la transmission de données sur fibre optique [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/6932/

Détails de la thèse
Thesis details

Directeurs de recherche **Advisors**	Bozena Kaminska
Programme **Program**	Non spécifié

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal
https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CIRCUITS EN AsGa POUR LA TRANSMISSION DE DONNÉES SUR FIBRE OPTIQUE

GUILLAUME FORTIN
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GENIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
MAI 1997

© Guillaume Fortin, 1997.

National Library of Canada
Acquisitions and Bibliographic Services
395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale du Canada
Acquisitions et services bibliographiques
395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-33131-8

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

CIRCUITS EN AsGa POUR LA TRANSMISSION DE DONNÉES SUR FIBRE OPTIQUE

présenté par: FORTIN Guillaume

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. HOULE Jean-Louis, Ph. D., président

Mme KAMINSKA Bozena, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. MACIEJKO Romain, Ph. D., membre

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier Ewa Sokolowska pour son aide précieuse lors du test des circuits. Elle partage également ma gratitude avec Mathieu Gagnon pour de nombreuses discussions techniques éclairantes. Je remercie également Charles Roy pour les modèles de lignes de transmission. Finalement, je dois souligner le travail d'orientation de ma directrice de recherche, madame le professeur Bozena Kaminska.

Je voudrais aussi remercier mes parents pour leurs encouragements et mon amie Julie Malenfant pour son patient soutien.

Cette recherche a été réalisée grâce à une bourse du Conseil de Recherches en Sciences Naturelles et Génie (CRSNG).

RÉSUMÉ

Les systèmes de communication par fibre optique demandent des circuits électroniques très rapides pour lesquels la technologie MESFET en arséniure de gallium est bien adaptée. Ce mémoire présente donc des circuits en AsGa permettant la transmission de données sur la fibre, soit des modulateurs de diodes laser et un multiplexeur. Les modulateurs de diodes laser sont typiquement composés de deux blocs: le circuit de modulation, qui fournit un courant modulé par le signal de données, et le circuit de contrôle de la puissance optique, qui génère le courant de polarisation de la diode laser et ajuste ce courant pour maintenir la puissance émise à un niveau adéquat. Pour le multiplexeur, une architecture différentielle de type SCFL (Source Coupled FET Logic) a été retenue.

Contrairement à la plupart des articles, qui ne décrivent que le circuit de modulation ou celui de contrôle de la puissance optique, cette recherche définit une architecture de modulateur de diode laser complet intégrant ces deux éléments sur une même puce. À la connaissance de l'auteur, il s'agit d'une première étude de la question pour la technologie AsGa, puisque les très rares articles qui en traitent sont basés sur des technologies silicium.

Deux des circuits décrits ont été conçus dans le cadre d'un système de commutation de signaux optiques numériques entièrement intégré, tandis que les autres ont été pensés pour des modulateurs de diodes laser autonomes. Tous les circuits ont été réalisés dans les technologies AsGa MESFET de TriQuint Semiconductors: QEDA, QEDA/2 et TQTRx. De plus, les caractéristiques de diodes laser commerciales ont été utilisées pour la conception.

Le multiplexeur et un des circuits de modulation ont été fabriqués et les tests indiquent qu'ils permettent la transmission de données à 622 Mbit/s. À cette fréquence, le circuit de modulation peut commuter un courant de 18 mA dans une charge de 50 Ω.

Des vitesses de transmission beaucoup plus élevées peuvent être atteintes en AsGa et un circuit parvenant à un taux de modulation de 5 Gbit/s a été simulé avec PSpice. La fréquence maximale de modulation est alors fortement influencée par la capacité parasite de la diode laser.

Du côté du circuit de contrôle de la puissance optique, il apparaît possible de régulariser à la fois la valeur moyenne et l'amplitude de la puissance optique à partir du signal fourni par la photodiode moniteur du module laser. Pour un modulateur de diode laser intégré dans un circuit complexe, tel une matrice de commutateurs optoélectronique, la régularisation de la puissance optique moyenne seule constitue la meilleure solution. Bien que l'ajout du contrôle de l'amplitude de la puissance émise améliore la préservation du rapport d'extinction du signal, la complexité accrue du circuit résultant en fait une solution peu adaptée à un circuit fortement intégré.

Dans un modulateur de diode laser autonome, la régularisation conjuguée des valeurs moyenne et maximale de la puissance optique est souhaitable pour assurer la qualité de la transmission. Pour y parvenir, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur à transimpédance pour la conversion rapide du photocourant ainsi qu'un détecteur de crête pour extraire la valeur maximale de la puissance émise. Tout comme les intégrateurs qui assurent la précision et la stabilité de la boucle de contre-réaction, ces circuits doivent être très peu sensibles à la température pour ne pas nuire à la régularisation. De plus, leur bande passante détermine la fréquence de transmission maximale pour laquelle un contrôle stable de l'amplitude de la puissance optique est réalisable.

ABSTRACT

Optical fiber communication systems call for the use of high-speed electronic circuits, for which GaAs MESFET technology is well adapted. Two types of GaAs circuits designed for data transmission over optical fiber are presented in this memoir: three laser drivers and a multiplexer. Laser drivers are typically built of two parts: a modulation circuit, delivering a modulated current determined by the data pattern, and an automatic power control circuit, which regulates the bias current delivered to the laser diode in order to maintain a stable optical output power. For the multiplexer, a differential SCFL (Source Coupled FET Logic) architecture was selected.

While most papers either describe the modulation circuit or the power control circuit, a complete laser driver architecture integrating these two elements on a single chip is described in this thesis. To the author's knowledge, this is the first study of such a circuit in GaAs technology, as very few articles address the question and those that do are all based on silicon technologies.

Two of the circuits presented here have been designed as parts of a fully integrated digital optical switching system, while the others were directed at stand-alone laser drivers. All circuits were devised using TriQuint Semiconductors GaAS MESFET technologies: QEDA, QEDA/2 and TQTRx. Commercial laser diodes characteristics were employed in the design.

The multiplexer and a laser driver were fabricated and test results indicate that they are capable of achieving the targeted 622 Mbit/s data rate. The laser driver can modulate a 18 mA current in a 50 Ω load at this frequency.

GaAs technology allows for much higher transmission speeds and a 5 Gbit/s modulation circuit was simulated in PSpice. The maximum modulation frequency of this circuit is strongly dependent on the parasitic capacitance of the laser diode.

The photocurrent provided by the monitor photodiode of the laser module can be used in an automatic power control circuit to regulate both the average value and the amplitude of the optical power. However, in the case of a laser driver integrated in a complex circuit, such as an optoelectronic switch matrix, the sole stabilization of the mean optical power represents the best solution. The additional control of the optical power amplitude yields a better extinction ratio but increases significantly the complexity, area and power dissipation of the circuit.

For a stand-alone laser driver, a combination of circuits that control both the amplitude and the mean value of the optical power is desirable to ensure a reliable transmission. This can be achieved with a transimpedance amplifier, that provides a high-speed conversion of the photocurrent, and a peak detector, for the extraction of the maximum value of the optical power. To guaranty the quality of the power control, these circuits face the same constraints in terms of temperature sensitivity as the integrators that provide stability and precision to the feedback loop. Their bandwidth also determines the maximum transmission frequency that can be reached without degrading the effectiveness of the control of the optical power amplitude.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS ..... **IV**

RÉSUMÉ ..... **V**

ABSTRACT ..... **VII**

LISTE DES TABLEAUX ..... **XII**

LISTE DES FIGURES ..... **XIII**

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION **1**

CHAPITRE 2 : CONSIDÉRATIONS PRÉLIMINAIRES **3**

2.1 Survol de la technologie MESFET en AsGa 3

2.1.1 Caractéristiques de l'AsGa 3

2.1.2 Composants et structures de base 4

2.1.3 Technologies utilisées dans cette recherche 6

2.2 Opération de la diode laser 7

CHAPITRE 3 : REVUE DE LA LITTÉRATURE **12**

3.1 Introduction 12

3.2 Modulateurs de diode laser 12

3.2.1 Circuit de modulation 12

3.2.1.1 Modulateur simple 13

3.2.1.2 Commutateur de courant différentiel 14

3.2.1.3 Suiveur de tension (*voltage driver*) 15

3.2.1.4 Super-buffer 16
3.2.2 Contrôle de puissance de la diode laser 17
3.2.2.1 Régularisation de la puissance moyenne 18
3.2.3 Régularisation du temps de réponse de la diode laser 20
3.2.4 Régularisation des puissances minimale et maximale 21
3.2.4.1 Par la puissance minimale et l'amplitude 21
3.2.4.2 Par la puissance moyenne et la demi-amplitude 23
3.2.4.3 Autres méthodes 25
3.3 Multiplexeur SCFL 27

CHAPITRE 4 : MODULATEUR DE LASER AVEC CONTRÔLE DE PUISSANCE AUTOMATIQUE 29

4.1 Introduction 29
4.2 Objectifs de conception 29
4.2.1 Contraintes de conception 30
4.3 Description du circuit 31
4.3.1 Schéma global 31
4.3.2 Circuit de conversion de CTL 33
4.3.3 Circuit de contrôle de puissance 34
4.3.3.1 Description du circuit 34
4.3.3.2 Efficacité de la régularisation 41
4.3.3.3 Stabilité de la contre-réaction 46
4.3.4 Circuit de modulation 47
4.3.5 Résultats de simulation 48
4.4 Fabrication et tests 48
4.5 Conclusion 49

CHAPITRE 5 : MULTIPLEXEUR 2 À 1 SCFL 50

5.1 Introduction 50

5.2 Description du multiplexeur 50

5.3 Caractéristiques simulées 52

5.4 Test 54

5.5 Conclusion 54

CHAPITRE 6 : CIRCUIT DE MODULATION QEDA/2 55

6.1 Introduction 55

6.2 Description du circuit de modulation 55

6.3 Caractéristiques simulées 57

6.4 Test 58

6.5 Conclusion 60

CHAPITRE 7 : MODULATEUR DE DIODE LASER DANS LA TECHNOLOGIE TQTRX 61

7.1 Introduction 61

7.2 Circuit de modulation 62

7.3 Amplificateur à transimpédance 69

7.4 Détecteur de crête 71

7.5 Intégrateur 75

7.6 Amplificateur opérationnel 76

7.7 Source de courant pour la polarisation du laser 78

7.8 Conclusion 79

CHAPITRE 8 : CONCLUSION 80

CHAPITRE 9 : BIBLIOGRAPHIE 83

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 : Caractéristiques des procédés AsGa de TriQuint Semiconductors 7

Tableau 4.1 : Extrait des normes de transmission STM 30

Tableau 4.2 : Caractéristiques du module laser 31

Tableau 4.3 : Entrées/sorties du modulateur de diode laser 32

Tableau 4.4 : Performances du modulateur de diode laser 33

Tableau 4.5 : Taille des transistors du circuit de contrôle de puissance 35

Tableau 4.6 : Caractéristiques simulées du comparateur du circuit de contrôle de puissance 40

Tableau 4.7 : Paramètres des éléments de la boucle de rétro-action 43

Tableau 4.8 : Caractéristiques du circuit de modulation AsGa 1 µm (cas nominal) 48

Tableau 5.1 : Niveaux de sortie du multiplexeur SCFL (cas nominal) 52

Tableau 5.2 : Caractéristiques du multiplexeur 52

Tableau 6.1 : Caractéristiques du circuit de modulation AsGa 0,6 µm (cas nominal) ... 57

Tableau 7.1 : Niveaux logiques ECL et PECL (à l'entrée) 63

Tableau 7.2 : Caractéristiques du circuit de modulation (procédé TQTRx) 68

Tableau 7.3 : Caractéristiques de l'amplificateur à transimpédance 71

Tableau 7.4 : Caractéristiques simulées de l'amplificateur opérationnel (cas nominal). 77

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1: Courant de drain des transistors AsGa MESFET en fonction de la tension grille-source 4

Figure 2.2: Inverseur simple 6

Figure 2.3: Réponse du laser en fonction de son courant d'alimentation 8

Figure 2.4: Écrasement du signal pour un courant de polarisation inférieur au seuil ... 9

Figure 2.5: Effet de la température sur la réponse du laser 10

Figure 2.6: Régularisation de la puissance de sortie de la diode laser par le courant de polarisation 10

Figure 3.1: Modulateur de diode laser simple 14

Figure 3.2: Circuit de modulation de courant différentiel 15

Figure 3.3: Modulateur de diode laser par suiveur de tension 16

Figure 3.4: Modulateur de diode laser basé sur un super-buffer 17

Figure 3.5: Régularisation de la puissance optique moyenne par le courant de polarisation 18

Figure 3.6: Boucle de rétroaction pour la régularisation de la puissance optique moyenne 19

Figure 3.7: Circuit pour la régularisation de la puissance optique moyenne 19

Figure 3.8: Délai d'émission du laser en fonction du courant de polarisation 20

Figure 3.9: Régularisation de la puissance optique par le temps de réponse de la diode laser 21

Figure 3.10: Régularisation de la puissance optique par la puissance minimale et de l'amplitude 22

Figure 3.11: Régularisation de la puissance optique par la puissance moyenne et la demi-amplitude (Chen 1980) 23

Figure 3.12: Régularisation de la puissance optique par la puissance moyenne et la demi-amplitude (circuit modifié) 24
Figure 3.13: Élargissement de la région de seuil du laser 26
Figure 3.14: Contrôle de la puissance optique par échantillonnage des puissances minimale et maximale 26
Figure 3.15: Multiplexeur SCFL 28
Figure 4.1: Lien de communication par fibre optique 29
Figure 4.2: Schéma global du modulateur (QEDA) 32
Figure 4.3: Circuit de conversion du signal CTL 33
Figure 4.4: Circuit de contrôle de la puissance moyenne 34
Figure 4.5: Circuit de contrôle de puissance 34
Figure 4.6: Réponse simulée du comparateur en fonction de VPD (VREF = 0V) 36
Figure 4.7: Transistor de charge avec et sans polarisation automatique: (a) courant et tension drain-source, (b) résistance dynamique. 38
Figure 4.8: Phénomène de polarisation automatique 39
Figure 4.9: Divers types d'encodage des données 41
Figure 4.10: Boucle de rétroaction pour la régularisation de la puissance optique moyenne 42
Figure 4.11: Circuit de modulation 47
Figure 4.12: (a) modulation à 622 Mbits/s avec une entrée simple, (b) modulation à 2,5 Gbits/s avec une entrée différentielle 48
Figure 5.1: Multiplexeur 2 à 1 SCFL 51
Figure 5.2: Changement de canal 53
Figure 5.3: Réponse en fréquence du multiplexeur 53
Figure 5.4: Tension de sortie en fonction des variations du procédé de fabrication ... 54
Figure 6.1: Circuit de modulation de diode laser en AsGa 0,6 µm 56
Figure 6.2: Modulation à 622 Mbit/s 57

Figure 6.3: Réponse en fréquence du circuit de modulation (QED/A 2) 58
Figure 6.4: Réponse mesurée du circuit de modulation (QED/A 2) 59
Figure 6.5: Réponse en fréquence mesurée de la matrice de commutateurs opto-électronique comprenant le circuit de modulation 59
Figure 7.1: Modulateur de diode laser proposé pour la transmission à 2,5Gbits/s 62
Figure 7.2: Circuit de modulation à 5 Gbits/s 64
Figure 7.3: Diagramme de l'oeil simulé du courant fourni à la diode laser 65
Figure 7.4: Techniques pour limiter l'injection de courant dans la grille des transistors d'entrée 67
Figure 7.5: Schéma de l'amplificateur à transimpédance 69
Figure 7.6: Détecteurs de crête 72
Figure 7.7: Intégrateur 75
Figure 7.8: Amplificateur opérationnel pour l'intégrateur et le détecteur de crête 77
Figure 7.9: Source pour le courant de polarisation du laser 78

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Si elle a longtemps été employée surtout pour la transmission d'information sur longues distances, principalement dans le domaine de la téléphonie, la fibre optique commence à se tailler une place respectable dans les réseaux locaux et son application est même envisagée pour acheminer les données entre processeurs. La maturation récente du multimedia et l'engouement pour l'échange d'information numérique (Internet, etc.) ne sont certes pas étrangers à cette croissance qui semble fermement amorcée. Paradoxalement, si les diodes laser sont maintenant communes dans le marché des composantes optiques, peu de circuits de modulation autonomes permettant le contrôle de ces diodes sont disponibles commercialement. Les ingénieurs cherchant à exploiter les possibilités des transmissions optiques doivent donc utiliser des modules de transmission complets intégrant un circuit de modulation et une diode laser, dont les caractéristiques ne correspondent pas nécessairement à leurs besoins, ou concevoir eux-mêmes leur modulateur de diode laser.

Le travail présenté ici s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche sur la réalisation de circuits opto-électronique pour la commutation de signaux optiques numériques à grande vitesse. Une technologie basée sur les transistors MESFET en arséniure de gallium a été choisie pour cette recherche, en raison des fréquences élevées qu'elle permet d'atteindre et de sa disponibilité commerciale. Dès le début de la recherche, il était clair que la technologie choisie permettait de réaliser la plupart des circuits nécessaires au commutateur opto-électronique et l'intégration de tous ces circuits sur une même puce présentait un attrait indéniable. Dans ce contexte, le niveau d'intégration des circuits conçus revêtait autant d'importance que leur performance. Les circuits présentés ici ont donc été conçus selon ces deux axes: l'atteinte de la vitesse de transmission maximale, pour établir les capacités de la technologie, et l'intégration maximale, visant la réduction de la surface occupée et de la puissance dissipée.

À partir de la division du travail établie au début de la recherche, l'auteur s'est principalement attardé à la conception de modulateurs pour diodes laser, intégrant à la fois un circuit de modulation proprement dit et un circuit de régularisation de la puissance optique émise. Si cette intégration de tous les éléments nécessaire à la modulation des diodes lasers est particulièrement importante dans la perspective d'un commutateur opto-électronique à plusieurs canaux, les problèmes qui y sont associés ont été considérés dans un cadre plus large, incluant le cas des modules de transmission à très grande vitesse (2,5 Gbits et plus) ne comportant qu'une diode laser. Enfin, une brève excursion du côté des multiplexeurs fait également l'objet d'un chapitre.

Puisque la technologie AsGa est presque inusitée et que les diodes laser ne constituent pas un élément couramment employé en génie électrique, un chapitre est dédié à une brève explication de ces deux sujets. La mise en contexte se poursuit par une revue des publications pertinentes, à travers laquelle s'insère une brève analyse de l'adaptabilité des diverses techniques présentées à une réalisation sous forme de circuit intégré. Les circuits sont ensuite expliqués dans l'ordre chronologique de leur conception. Puisque cette recherche constituait le premier contact de l'auteur avec la technologie AsGa, cette approche établit une progression naturelle dans la complexité des circuits décrits et facilite la familiarisation du lecteur avec cette technologie. Les circuits du derniers chapitres sont sensiblement plus complexes et leur analyse offre une vue plus complète du problème de la modulation des diodes laser et de ses solutions.

Au niveau de la nomenclature, il convient de mentionner que le terme "laser" est parfois employé à la place de "diode laser", tandis qu'une distinction importante est établie entre un "modulateur de diode laser" et un "circuit de modulation". Dans ce mémoire, la dernière de ces expressions désigne un circuit simple qui fournit uniquement un courant modulé à la diode laser, tandis que la première fait référence à un circuit complexe qui fournit à la fois le courant de modulation et le courant de polarisation à la diode laser. Dans l'utilisation qui en est faite ici, le modulateur de diode laser inclut donc le circuit de modulation ainsi qu'un circuit de contrôle de la puissance optique émise.

CHAPITRE 2

CONSIDÉRATIONS PRÉLIMINAIRES

2.1 Survol de la technologie MESFET en AsGa

Avant de plonger dans le vif du sujet, soit la conception de circuits en AsGa pour les transmissions sur fibre optique, il convient de donner un bref aperçu de la technologie employée, qui demeure tout de même peu commune. Cette section présente les principales caractéristiques de la technologie AsGa MESFET; le lecteur qui recherche plus d'information est invité à consulter le livre de S. J. Harrold ([16]) sur la conception de circuits en AsGa.

2.1.1 Caractéristiques de l'AsGa

Le principal atout de l'arséniure de gallium est une grande mobilité des électrons, cinq fois supérieure à celle du silicium, qui permet d'obtenir une constante RC plus faible qu'en silicium. Par contre, la mobilité des trous dans l'AsGa est environ 30% plus faible dans le silicium et les transistors de type P ne sont donc pas disponibles. À cause de cette absence de transistors complémentaires, les familles logiques AsGa ont une consommation de puissance statique non négligeable.

L'arséniure de gallium possédant une résistivité intrinsèque environ mille fois plus élevée que celle du silicium, les composants peuvent y être fabriqués sur un substrat non-dopé avec une bonne isolation. Les capacités parasites vers la masse sont ainsi réduites de façon significatives, car elles dépendent alors de l'épaisseur du substrat (de 250 à 600 μm) et non de l'épaisseur de la région de déplétion entre le puits du transistor et le substrat dopé (moins de 1 μm), comme c'est le cas en silicium.

Parmi les désavantages majeurs de l'AsGa qui prévienne son utilisation massive, on note surtout son prix élevé et sa grande fragilité qui complique l'automatisation des procédés de fabrication. L'AsGa offre également une conductivité thermique de 40% inférieure à

celle du silicium, ce qui peut forcer un plus grand espacement entre les transistors dans les circuits dont la dissipation de puissance est élevée, comme les modulateurs de diodes laser.

2.1.2 Composants et structures de base

Deux types de transistors basés sur un canal de type *n* sont couramment employés dans les circuits AsGa MESFET: les transistors à appauvrissement et les transistors à enrichissement. La principale différence entre les deux réside dans leur seuil de conduction: dans les transistors à enrichissement, la différence de potentiel grille-source doit être positive pour laisser passer le courant, tandis que dans les transistors à appauvrissement la tension grille-source doit être négative pour bloquer le canal (Figure 2.1). Les technologies utilisées dans le cadre de ce mémoire offrent deux types de transistors à appauvrissement, M et D, dont les seuils sont de -2,0V et -0,6V respectivement, et un transistor à enrichissement, E, dont le seuil varie entre 0,05V et 0,15V environ, selon la technologie.

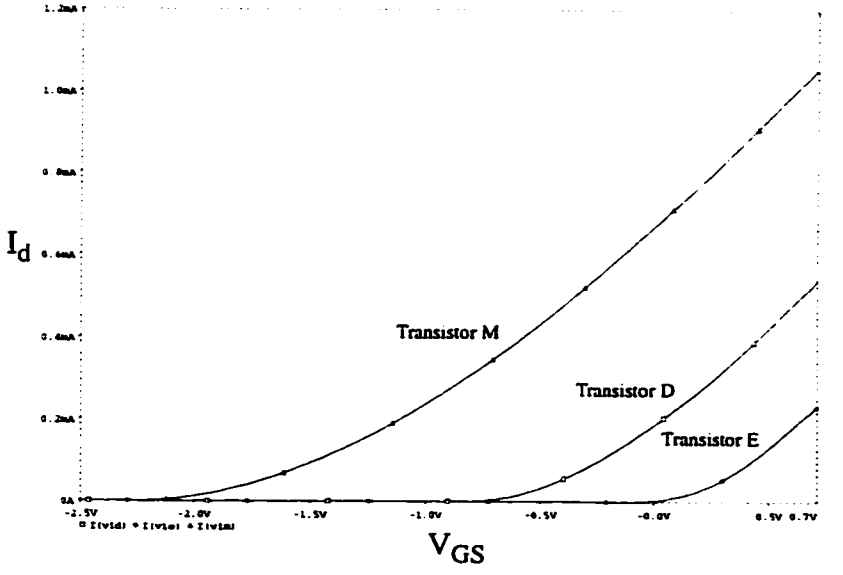


Figure 2.1: Courant de drain des transistors AsGa MESFET en fonction de la tension grille-source

Les équations qui gouvernent le courant drain-source dans les transistors MESFET sont essentiellement les même que dans les transistors MOS.

Dans la région linéaire:

$$I_{DS} = \beta (2 [V_{GS} - V_T] - V_{DS}) V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.1)$$

En saturation:

$$I_{DS} = \beta (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.2)$$

où β est proportionnel à $\mu_n (W/L)$, μ_n est la mobilité des électrons, W et L sont respectivement la largeur et la longueur de la grille du transistor, V_T est sa tension de seuil, V_{GS} est sa tension grille-source, V_{DS} est sa tension drain-source et λ dépend de la conductance de sortie du transistor.

Une des différences importante entre les transistors AsGa MESFET et les transistors MOS du point de vue de la conception de circuit réside dans le fait que la grille des MESFET n'est pas isolée complètement du canal. Le métal de grille étant fabriqué directement sur le substrat, il forme avec ce dernier une diode Schottky qui ne prévient l'injection de courant de la grille vers le canal que si les tensions grille-source et grille-drain demeurent inférieures au seuil de conduction de la diode (environ 0,6V). Au delà de ce seuil, le courant injecté dans la grille croît rapidement, ce qui peut endommager le canal et le métal de grille, en plus de détériorer la réponse du transistor. De façon générale, il faut s'assurer que le courant injecté dans la grille des transistors ne dépasse pas 200 µA.

À titre d'exemple, la figure 2.2 illustre un inverseur simple composé d'un étage de décalage de niveau et d'un étage d'inversion. L'étage de décalage de niveau déplace le niveau d'entrée vers l'alimentation négative (V_{SS}) afin de prévenir l'injection de courant dans la grille du transistor ***b2***. La tension à la source du transistor ***a1*** tend à rester proche de sa tension de grille, puisque le courant qui y circule est le même que celui du transistor ***a2***. Le décalage de niveau est assuré par deux diodes qui sont fabriquées en superposant un métal de grille sur un puits fortement dopé N.

L'étage ***b*** permet l'inversion du signal et est formé d'un transistor E qui contrôle le courant circulant dans l'étage et d'un transistor D servant de charge active. Lorsque la tension grille-source du transistor ***b2*** est élevée (proche de 0,6V), le courant qui circuit dans l'étage ***b*** est suffisant pour amener la sortie de l'inverseur très près de V_{SS}. Lorsque la tension grille-source de ***b2*** est sous son seuil (0,15V), le transistor ne laisse pas passer de courant et la sortie est chargée vers la masse par le transistor de charge ***b1***. Ce transistor est toujours en conduction car son seuil est à -0,6V.

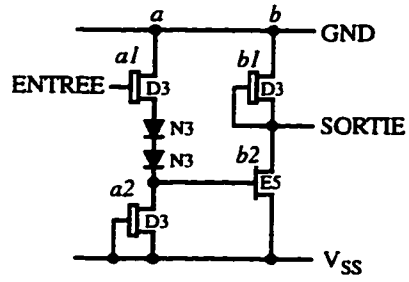


Figure 2.2: Inverseur simple

La figure 2.2 introduit également la notation qui sera utilisée dans la plupart des schémas de ce mémoire. Chaque étage du circuit est identifié par une lettre et les transistors y sont numérotés. De plus, le type et la largeur de chaque diode et transistor sont identifiés par la combinaison d'une lettre et d'un chiffre. Ainsi, un transistor identifié E5 est un transistor de type E large de cinq microns, tandis qu'une diode N3 est une diode Schottky formée avec un puits dopé N+ et ayant une largeur de trois microns.

2.1.3 Technologies utilisées dans cette recherche

Tous les circuits présentés ici ont été conçus en utilisant les technologies AsGa de la compagnie TriQuint Semiconductors. Trois technologies ont été utilisées: une technologie 1 µm (nommée QED/A) et deux technologies 0,6 µm (QED/A 2 et TQTRx) dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau 2.1:

Tableau 2.1 : Caractéristiques des procédés AsGa de TriQuint Semiconductors

Paramètre	QED/A	QED/A 2	TQTRx
Longueur de grille minimale	1 µm	0,6 µm	0,6 µm
E Seuil	0,15V	0,05V	0,15V
E I_{DS} (V_{DS} = 1,5V, V_{GS} = 0,7V)	60 µA/µm	100 µA/µm	80 µA/µm
E Fréquence de transition (f_t)	~ 12 GHz	21 GHz	18 GHz
E Transconductance	100 mS/mm	300 mS/mm	225 mS/mm
E Tension de claquage	8V minimum	7V min. typique	ND
D Seuil	-0,6V	-0,6V	-0,6V
D I_{DSS}	40 µA/µm	60 µA/µm	70 µA/µm
D Fréquence de transition (f_t)	~ 14 GHz	19 GHz	20 GHz
D Transconductance	110 mS/mm	165 mS/mm	200 mS/mm
D Tension de claquage	8V minimum	10V min. typique	ND
M Seuil	-2.0V	-2.0V	-2.20V
M I_{DSS}	235 µA/µm	300 µA/µm	270 µA/µm
M Fréquence de transition (f_t)	~15 GHz	18 GHz	ND
M Transconductance	185 mS/mm	240 mS/mm	ND
M Tension de claquage	5.5V minimum	6V min. typique	12V (nominal)
Résistance film-mince	50 Ω/carreau	50 Ω/carreau	50 Ω/carreau
Résistance implantées D	700 Ω/carreau	700 Ω/carreau	600 Ω/carreau
Capacité MIM par surface	0,305 fF/µm^2	1,2 fF/µm^2	1,2 fF/µm^2
Nb de couches de métal	2	4	3

Toutes les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel PSpice et d'un modèle de transistor développé par TriQuint. De plus, les circuits ont été conçus pour fonctionner dans toutes les variations possibles du procédé de fabrication. À cette fin, des simulations ont été effectuées dans le cas technologique nominal et dans les seize cas correspondant aux variations extrêmes du procédé. Ces cas couvrent les variations de capacité, de courant, de résistance et de tension de seuil dans les composants.

2.2 Opération de la diode laser

Dans le contexte de la réalisation d'un modulateur de diode laser pour les transmissions numériques, les caractéristiques les plus importantes de cette dernière sont celles qui lient

la puissance optique émise au courant injecté. Cette section ne s'attarde donc que sur ces relations et ignore complètement les effets plus complexes, tels le déplacement de la longueur d'onde centrale de l'émission en fonction de la puissance émise.

Afin de fonctionner en mode laser, c'est-à-dire d'émettre avec efficacité un faisceau de lumière cohérente, la diode laser doit être alimentée par un courant supérieur à son seuil d'émission stimulée. Sous ce courant de seuil, l'émission se fait comme dans une diode électroluminescente et repose sur la recombinaison spontanée des paires électron-trous, ce qui donne lieu a une émission beaucoup moins efficace et d'un spectre de longueur d'onde plus étalé. Cette émission spontanée réagit également beaucoup plus lentement aux variations du courant injecté, ce qui réduit la fréquence maximale de transmission des données.

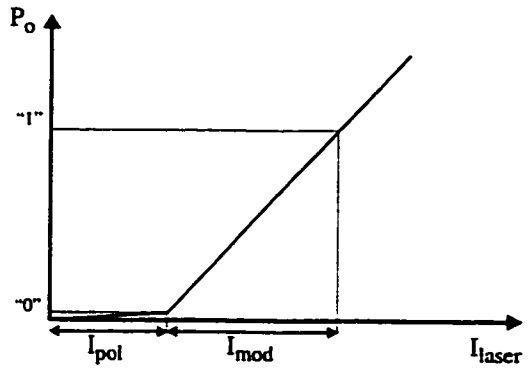


Figure 2.3: Réponse du laser en fonction de son courant d'alimentation

Afin d'assurer un fonctionnement optimal de la diode laser, le modulateur doit lui fournir un courant de polarisation stable, le plus près possible du courant de seuil, ainsi qu'un courant de modulation qui assure la transmission des données (Fig. 2.3). Si le courant de polarisation est inférieur au seuil d'émission stimulée, la transmission d'un "1" est ralentie à cause du temps nécessaire à l'accumulation des porteurs dans la région active. Le délai entre l'application de l'impulsion du courant et le début de l'émission stimulée dans une diode laser est donné par:

$$t_d = \tau \ln\left(\frac{I}{I - I_{seuil}}\right) \tag{2.3}$$

(où τ est lié au temps d'accumulation des porteurs dans la cavité).

Lorsque le courant de polarisation est inférieur au seuil, le rapport d'activité se trouve également réduit sous 50% à cause de l'écrasement du signal dans la région d'émission spontanée. La combinaison de ces deux effets est illustrée à la figure 2.4.

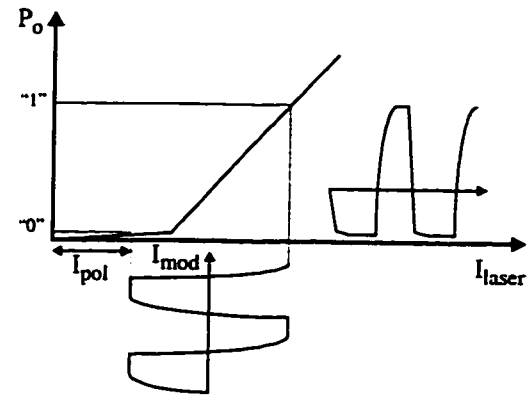


Figure 2.4: Écrasement du signal pour un courant de polarisation inférieur au seuil

Par contre, si le courant de polarisation est supérieur au seuil, la puissance optique correspondant à un zéro logique est augmentée et le rapport d'extinction, qui est le ratio entre la puissance émise pour un "1" et la puissance émise pour un "0", est réduit (équation 2.4). Il est donc désirable de fournir un courant de polarisation s'approchant le plus possible du courant de seuil de l'émission stimulée.

$$EX = 10\log\left(\frac{P_{O_1}}{P_{O_0}}\right) \tag{2.4}$$

Le seuil d'émission stimulée, qui varie de diode en diode, change également avec la température et le vieillissement de la diode laser. Pour maintenir la vitesse et la qualité de la transmission, le courant de polarisation fourni par le modulateur doit s'ajuster en conséquence et demeurer aussi près que possible du courant de seuil. Si le courant de

polarisation est maintenu constant, le temps de réponse du laser augmente avec la température et le rapport d'extinction varie (Fig. 2.5).

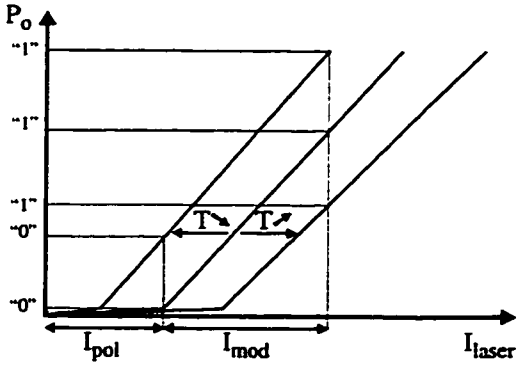


Figure 2.5: Effet de la température sur la réponse du laser

En contrôlant le courant de polarisation injecté dans la diode laser, le rapport d'extinction et la vitesse de modulation sont préservés (Fig. 2.6). La puissance optique correspondant à un "1" logique varie cependant encore quelque peu à cause de la diminution de l'efficacité de l'émission stimulée avec la température (affaissement de la pente sur la figure 2.6).

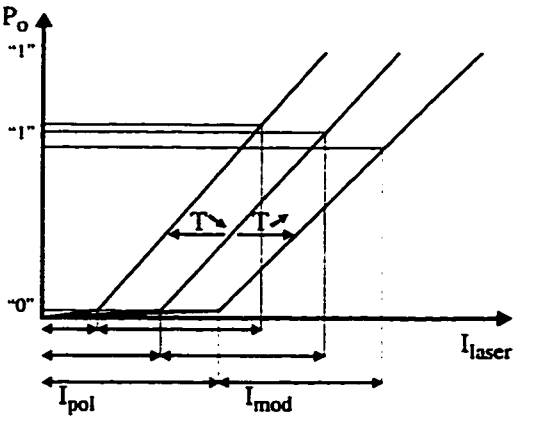


Figure 2.6: Régularisation de la puissance de sortie de la diode laser par le courant de polarisation

La correction du courant de polarisation injecté dans le laser est basée sur l'information fournie par la photodiode moniteur du module laser. Les lasers planaires possèdent en effet deux faces émettrices: la première est connectée à la fibre et sert à la transmission de l'information, tandis que la seconde émet dans une photodiode qui permet de connaître en

tout temps la puissance émise par le laser. À partir du courant fourni par cette photodiode, il est possible d'ajuster le courant de polarisation pour qu'il demeure approximativement égal au courant de seuil, tel qu'expliqué à la section 3.2.

CHAPITRE 3

REVUE DE LA LITTÉRATURE

3.1 Introduction

Ce chapitre offre un tour d'horizon aussi complet que possible des divers types de circuits de modulation et de régularisation de la puissance optique des diodes laser. Si les circuits de modulation constituent actuellement un sujet très couvert en microélectronique, les circuits de régularisation de la puissance optique ont principalement été étudiés à la fin des années 70 et ont été fabriqués en utilisant des composants séparés. Ces derniers ont donc été commentés en fonction de leur adaptabilité à la microélectronique.

Dans le cas du multiplexeur, dont l'importance pour ce mémoire est moindre, la revue des publications se limite à l'architecture qui s'est imposée de façon naturelle.

3.2 Modulateurs de diode laser

Pour exploiter efficacement la diode laser, il faut lui fournir un courant de polarisation proche du courant de seuil ainsi qu'un courant de modulation proportionnel à la puissance que l'on désire émettre. Les articles traitant des modulateurs de diode laser (*laser drivers*) décrivent généralement soit le circuit qui fournit le courant de modulation, soit le circuit de contrôle de puissance qui régularise la puissance émise. Dans cette section, nous ferons donc une distinction entre les circuits de modulation et les circuits de contrôle de puissance.

3.2.1 Circuit de modulation

Le rôle du circuit de modulation est de transformer le signal de données en un courant modulé pour la diode laser. Si sa structure est généralement simple, sa conception est rendue complexe par plusieurs contraintes:

- Le courant de modulation maximal nécessaire varie de 20 mA à 50 mA selon les diodes, ce qui demande des transistors de sortie très larges et nuit à l'opération à haute vitesse. De plus le courant de modulation doit pouvoir être ajusté sans compromettre l'ouverture d'oeil de la puissance optique émise. Il ne doit pas non plus être affecté par l'amplitude du courant de polarisation.
- Puisque les modulateurs opèrent souvent à des fréquences très élevées, il peut être nécessaire d'adapter à 50 Ω leur impédance de sortie, ce qui augmente la dissipation de puissance et le courant qui doit être fourni par l'étage de sortie.
- La gigue temporelle (*time jitter*) introduite par le modulateur doit être minimisée, ce qui demande un bon contrôle sur les temps de montée et de descente du signal de sortie.
- Le courant fourni par le modulateur ne doit pas osciller lors des transitions (*ringing*) afin de préserver la qualité de la transmission.
- Le temps de descente de la puissance optique d'une diode laser étant plus long que son temps de montée, il peut être souhaitable que le modulateur produise un dépassement vers le bas lors de la descente (*undershoot*) afin d'accélérer la chute de la puissance optique.

3.2.1.1 Modulateur simple

La figure 3.1 illustre un circuit simple permettant l'opération d'une diode laser à plus d'un Gbit/s (Abbott et al., 1978). Lorsque le signal $\overline{\text{DATA}}$ est bas, la diode laser est alimentée par les résistances R_1 et R_2. Lorsque le signal $\overline{\text{DATA}}$ monte, une partie du courant provenant de R_1 est détourné à travers le transistor et seul un courant approximativement égal au courant de seuil du laser passe à travers R_2. La résistance R_2 garde également le transistor en saturation.

Bien que ce modulateur simple permette une opération rapide de la diode laser, il offre très peu de flexibilité pour l'ajustement de l'amplitude du courant de modulation et du

courant de polarisation, ce qui rend impossible toute forme de correction de la puissance optique par l'ajustement de ces deux courants.

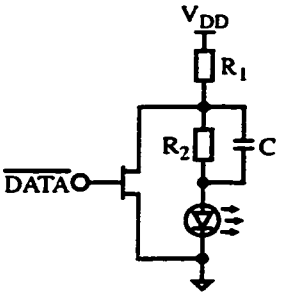


Figure 3.1: Modulateur de diode laser simple

3.2.1.2 Commutateur de courant différentiel

La plupart des circuits de modulation du courant pour les diodes laser sont formés d'un étage d'amplification différentiel, d'un ou plusieurs étages de décalage de niveau et d'un étage de sortie, également différentiel (Figure 3.2). Si cette approche est particulièrement populaire, c'est qu'elle comporte plusieurs avantages:

- L'amplitude du courant de modulation peut être aisément ajustée en contrôlant la source de courant de l'étage différentiel (par la tension V_{CUR} sur la figure 3.2).
- La transmission différentielle des signaux facilite la conservation du rapport d'activité (la durée des "1" par rapport à la durée des "0").
- La transmission différentielle diminue l'influence du bruit sur le signal et permet de tirer un courant constant des alimentations, ce qui réduit le bruit propagé dans ces dernières.
- La plupart des composants à haute vitesse (multiplexeurs,...) qui sont utilisés en conjonction avec le modulateur de diode laser fonctionnent avec des signaux différentiels.
- Finalement, les architectures différentielles sont moins sensibles aux variations du procédé de fabrication.

Le fonctionnement des modulateurs différentiels est simple à comprendre: l'étage d'entrée différentiel régénère le signal de données, un étage double de décalage de niveau en ajuste le niveau pour la commande de l'étage de sortie et ce dernier transforme la tension de commande en un courant de modulation pour le laser. Les transistors de l'étage de sortie doivent être de grande taille à cause de l'amplitude du courant requis, ce qui complexifie la conception d'un modulateur rapide.

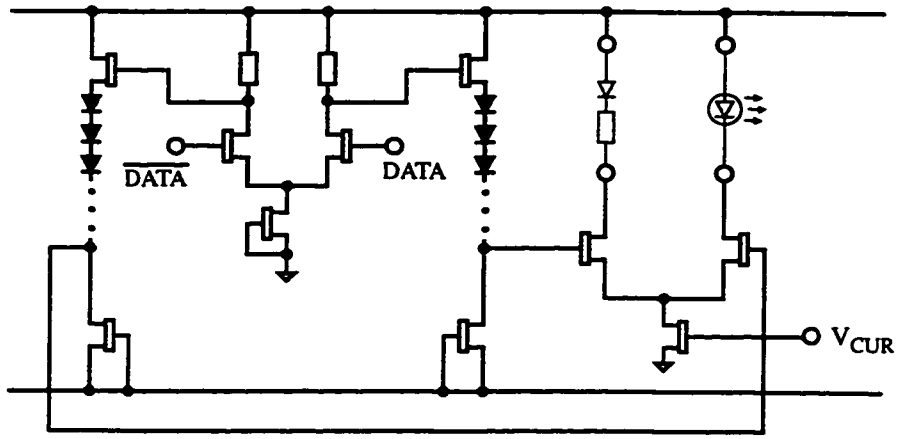


Figure 3.2: Circuit de modulation de courant différentiel

3.2.1.3 Suiveur de tension (*voltage driver*)

Un modulateur de diode laser fonctionnant comme un suiveur de tension a été proposé par Wang et al. en 1993 ([64]) (Figure 3.3). L'étage de sortie de ce circuit est un suiveur de tension qui utilise la diode laser comme charge. Puisque la diode est adaptée à 50 Ω et que la résistance intrinsèque de la diode laser est faible, le courant qui y circule reste proche de V_{OUT}/50 Ω.

Le circuit de Wang et al. a été conçu pour des taux de transmission allant jusqu'à 20 Gbit/s en utilisant des transistors AsGa à grande mobilité des électrons (HEMT) ayant une longueur de grille de 0,3 µm. L'utilisation de résistances de terminaison internes, d'inductances pour la compensation HF et d'un amplificateur C^3A (*capacitively coupled current amplifier*) permet d'atteindre ces grandes performances. Le C^3A permet de

produire un dépassement lors de la descente du signal, ce qui accélère l'arrêt de l'émission stimulée dans la diode laser.

Les tensions de commande V_{IH} et V_{IM} permettent de contrôler respectivement les niveaux haut et bas de la tension de modulation V_{OUT}. Il est donc possible d'ajuster le courant de polarisation fourni à la diode par la tension V_{IM}. Ce type de modulateur permet de fournir à la fois le courant de modulation et le courant de polarisation en n'utilisant qu'un seul transistor de sortie.

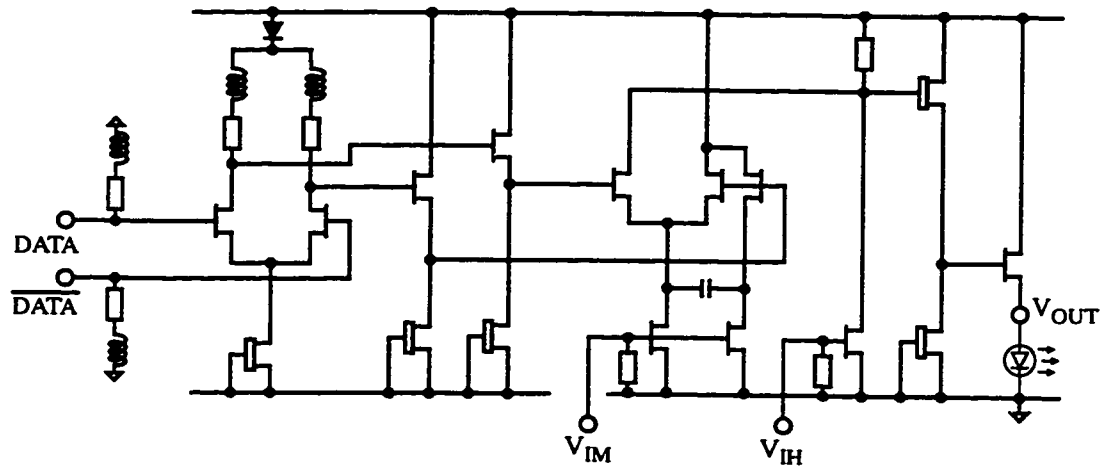


Figure 3.3: Modulateur de diode laser par suiveur de tension

3.2.1.4 Super-buffer

En 1994, Riishoj a présenté un modulateur différentiel basé sur la logique de type *super-buffer* permettant l'opération d'une diode laser jusqu'à 5 Gbits/s (Figure 3.4). Ce circuit présente une impédance de sortie adaptée à 50 Ω, qui correspond à l'inverse des transconductances des transistors T_1 et T_2. Afin de maintenir la transconductance de ces transistors constante, leur tension grille-source doit demeurer inchangée, ce qui est réalisé en ajustant les tensions de grilles pour qu'elles suivent les tensions de sortie (OUT et $\overline{OUT}$). Le modulateur est donc formé de deux étages différentiels imbriqués, l'étage extérieur fournissant le courant de modulation au laser et l'étage intérieur ajustant les

tensions de grille des transistors T_1 et T_2 pour que l'impédance de sortie demeure constante.

L'entrée ADJ permet d'ajuster l'amplitude du courant de modulation et la tension CON sert à l'ajustement des sources de courant des étages différentiels (probablement pour compenser l'effet des variations du procédé de fabrication).

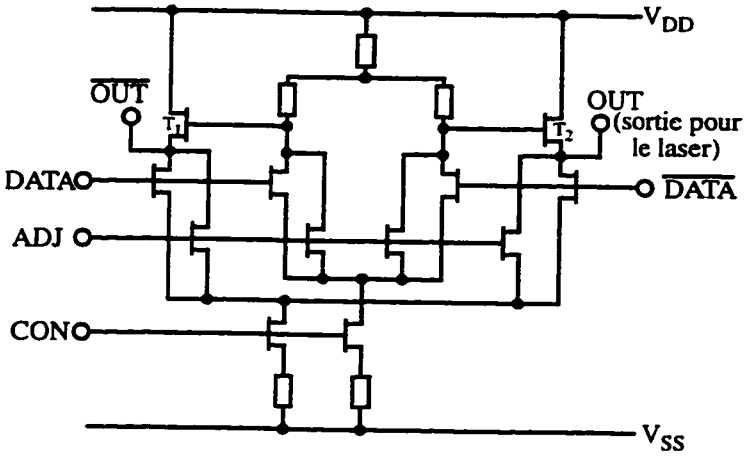


Figure 3.4: Modulateur de diode laser basé sur un super-buffer

3.2.2 Contrôle de puissance de la diode laser

Pour assurer la qualité de la transmission optique, le courant fourni au laser lors de la transmission d'un zéro doit être maintenu aussi près que possible du courant de seuil. Cette approche assure un bon compromis entre le temps de réponse de la diode laser et le rapport d'extinction de la puissance modulée (section 2.2).

La régularisation du courant de polarisation fourni au laser est généralement effectuée par une des trois techniques suivantes: la stabilisation de la puissance optique moyenne, le contrôle du temps de réponse du laser ou le contrôle des puissances optique minimale et maximale émises. La dernière méthode stabilise à la fois le rapport d'extinction, le temps de réponse de la diode et l'amplitude de la modulation.

3.2.2.1 Régularisation de la puissance moyenne

Les deux effets principaux des variations de température et du vieillissement sur la diode laser sont le déplacement du seuil d'émission stimulée et l'affaissement du gain en émission stimulée. Ces deux effets entraînent une diminution de la puissance optique émise ainsi que le ralentissement de la réponse du laser.

L'idée de base du contrôle du courant de polarisation par la régularisation de la puissance optique moyenne est que la cause principale de la diminution de la puissance optique provient du déplacement du seuil d'émission du laser. Ainsi, le courant de polarisation fourni au laser reste près du seuil d'émission stimulée si la puissance optique moyenne (P_{OM}) reste constante (Fig. 3.5), en supposant un courant de modulation constant.

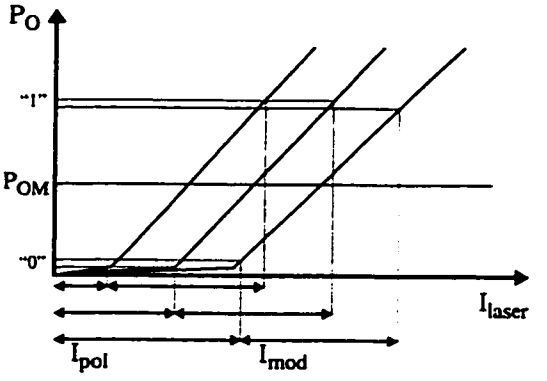


Figure 3.5: Régularisation de la puissance optique moyenne par le courant de polarisation

La régularisation de la puissance optique moyenne est réalisée par une boucle de rétroaction simple (Fig. 3.6). La puissance optique émise par la diode laser est mesurée par la photodiode moniteur, dont le photocourant est transformé en une tension proportionnelle par un pont de résistances. La présence d'une capacité dans le pont de résistances forme un filtre RC passe-bas, qui permet d'extraire la phototension moyenne et élimine les variations de la puissance optique causées par le signal de données. Cette phototension est ensuite soustraite de la tension de référence qui fixe la valeur de la puissance optique moyenne pour obtenir une tension de contrôle. Ainsi, si la puissance optique est inférieure à celle requise, la différence entre la tension de référence et la

phototension est positive et le courant de polarisation est augmenté pour rétablir l'équilibre.

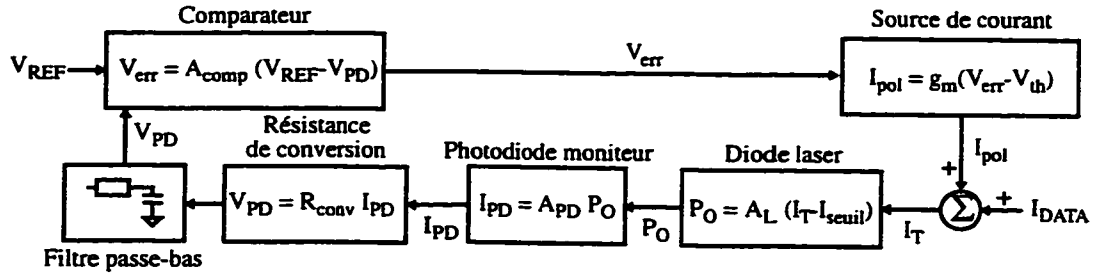


Figure 3.6: Boucle de rétroaction pour la régularisation de la puissance optique moyenne

La figure 3.7 illustre le fonctionnement et la structure du circuit de contrôle de la puissance moyenne. Celui-ci est principalement formé d'un comparateur de tension, d'un filtre passe-bas et d'une source de courant commandée par la tension.

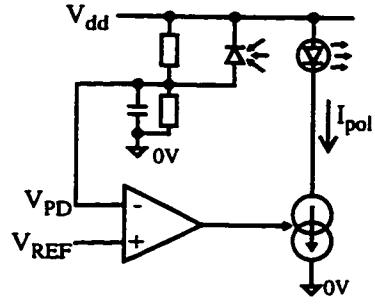


Figure 3.7: Circuit pour la régularisation de la puissance optique moyenne

Cette technique de stabilisation de la puissance moyenne est la plus simple des méthodes de contrôle de la puissance optique. Une variante de cette méthode où le signal d'erreur est intégré a été utilisée par Svacek en 1980 ([53]) et Olgaard en 1994 ([32]).

Une seconde variante (Chen, Dorman et Shumate, 1978, [48]) extrait également la valeur moyenne du signal de données pour assurer le bon fonctionnement du régulateur de puissance lors de l'envoi de longues chaînes de zéro. Cette technique permet d'utiliser des filtres de réponse plus rapide, ce qui pourrait faciliter l'intégration de la capacité sur un circuit intégré. Une description plus complète de l'utilisation de la valeur moyenne du signal de données est disponible à la section 3.2.4.2.

3.2.3 Régularisation du temps de réponse de la diode laser

Une autre technique pour contrôler le courant de polarisation fourni à la diode laser consiste à régulariser le délai d'émission de celle-ci (Salter, Smith, White et Webb, 1977). En effet, lorsque le courant de polarisation est inférieur au seuil d'émission stimulée, la réponse du laser est ralentie lors de la transmission d'un "1" (Fig. 3.8), à cause du temps requis pour atteindre la densité de porteurs nécessaire à l'émission stimulée.

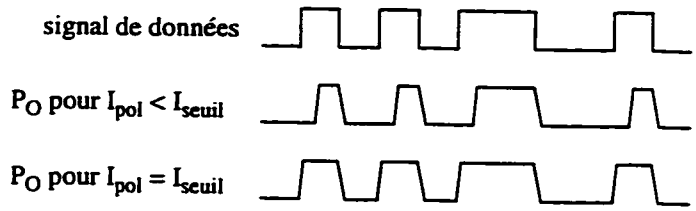


Figure 3.8: Délai d'émission du laser en fonction du courant de polarisation

Plus le courant de polarisation est en deçà du seuil d'émission stimulée, plus la réponse de la diode laser est lente. Quand le courant de polarisation est égal ou supérieur au seuil, le temps de réponse devient très court et ne varie plus. Ainsi, en ajustant le courant de polarisation pour obtenir un délai d'émission court mais non nul, il devient certain que la diode laser est polarisée juste sous son seuil d'émission stimulée. Par contre, il est impossible de fournir un courant de polarisation égal au seuil d'émission stimulée, car le temps de réponse est le même au seuil et au dessus du seuil, ce qui ne permet pas de différencier ces deux états.

La figure 3.9 illustre un circuit permettant le contrôle du courant de polarisation par la mesure du temps de réponse de la diode laser. Dans ce circuit, la puissance optique est comparée au signal de données par une porte ou-exclusif pour obtenir une impulsion égale au délai, qui est intégrée et soustraite d'une impulsion de référence, également intégrée. Si le délai est plus long que l'impulsion de référence, alors le courant de polarisation est augmenté, tandis qu'il est diminué si le délai est plus court que la référence.

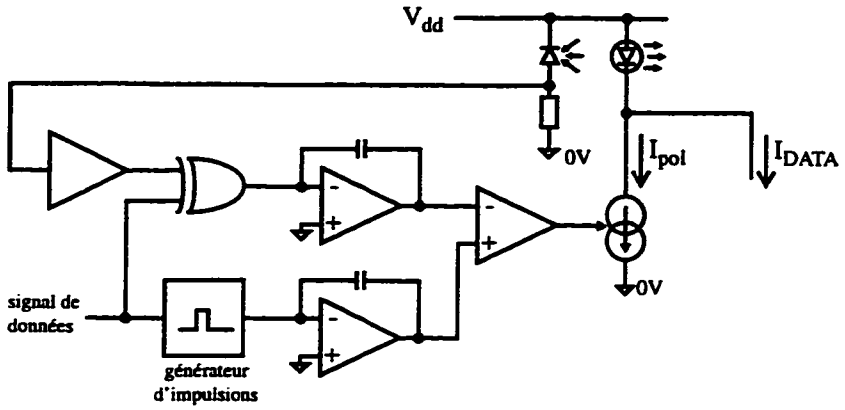


Figure 3.9: Régularisation de la puissance optique par le temps de réponse de la diode laser

3.2.4 Régularisation des puissances minimale et maximale

Il est possible de contrôler à la fois les courants de polarisation et de modulation fournis à la diode laser pour compenser les effets de la température et du vieillissement sur le seuil d'émission stimulée et sur le gain du laser.

3.2.4.1 Par la puissance minimale et l'amplitude

Un circuit permettant l'extraction de la valeur minimale et de l'amplitude de la puissance optique a été présenté par Gruber, Marten, Petschacher et Russer en 1978 ([15]) (Fig. 3.10). L'extraction de la puissance moyenne est réalisée par un amplificateur DC à faible dérive en température, tandis que l'amplitude est obtenue par un amplificateur AC combiné avec des détecteurs de crête minimale et maximale. Des tensions correspondant aux puissances minimale et maximale sont soustraites les tensions de référence $V_{REF\text{-}D1}$ et $V_{REF\text{-}D2}$. Ces dernières sont fournies par des diviseurs de tension afin de compenser les variations de la réponse des diodes D1 et D2 avec la température.

La soustraction de la demi amplitude P_{MOY}-P_{MIN} et de la puissance moyenne P_{MOY} résulte en une tension proportionnelle à la puissance minimale. Cette tension est comparée à une valeur de référence pour ajuster le courant de polarisation fourni à la diode laser. De même, par la somme des tensions P_{MAX}-P_{MOY} et P_{MOY}-P_{MIN} dont est soustraite une

tension de référence correspondant l'amplitude recherchée, nous obtenons un signal d'ajustement de l'amplitude de la puissance optique modulée. Ce circuit permet donc de compenser à la fois les effets du déplacement du seuil du laser par l'ajustement du courant de polarisation et la variation du gain du laser par la correction de l'amplitude du courant modulé fourni à la diode.

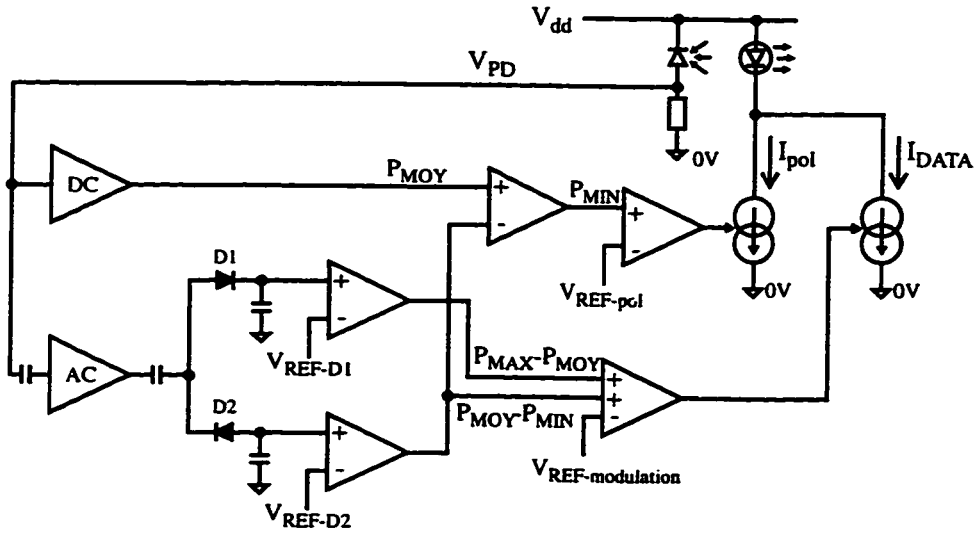


Figure 3.10: Régularisation de la puissance optique par la puissance minimale et de l'amplitude

Bien que le circuit de la figure 3.10 permette une régulation complète de la puissance optique du laser, il présente quelques désavantages qui le rendent moins attrayant en pratique:

- Le circuit requiert une photodiode relativement rapide pour mesurer l'amplitude de la puissance optique. L'importance de cette contrainte est réduite car la détection de la valeur de crête des composantes de plus basse fréquence du signal est aussi possible.
- Le circuit est complexe et requiert sept amplificateurs, dont les seuils et les gains doivent être bien contrôlés, ce qui complique sa réalisation en microélectronique.
- Le circuit demande un filtre passe-bas (pour l'amplificateur DC), deux filtres passe-haut et deux détecteurs de crête; les capacités de ces éléments requièrent une surface importante sur un circuit intégré ce qui en augmente le coût de fabrication.

Il est apparent qu'il faut rechercher des solutions plus simples pour la réalisation en microélectronique de ce type de circuit de contrôle de puissance.

3.2.4.2 Par la puissance moyenne et la demi-amplitude

Chen à présenté en 1980 ([7]) un circuit simplifié pour le contrôle de la puissance optique des diodes laser. Dans ce circuit, dont un schéma de principe est présenté à la figure 3.11, le courant de polarisation fourni au laser est ajusté pour maintenir la puissance moyenne à un niveau constant, tandis que le courant de modulation est ajusté pour maintenir l'amplitude de la puissance optique constante. Le circuit prend également en compte le niveau moyen du signal de données pour assurer une bonne régularisation même lorsque le rapport d'activité du signal varie.

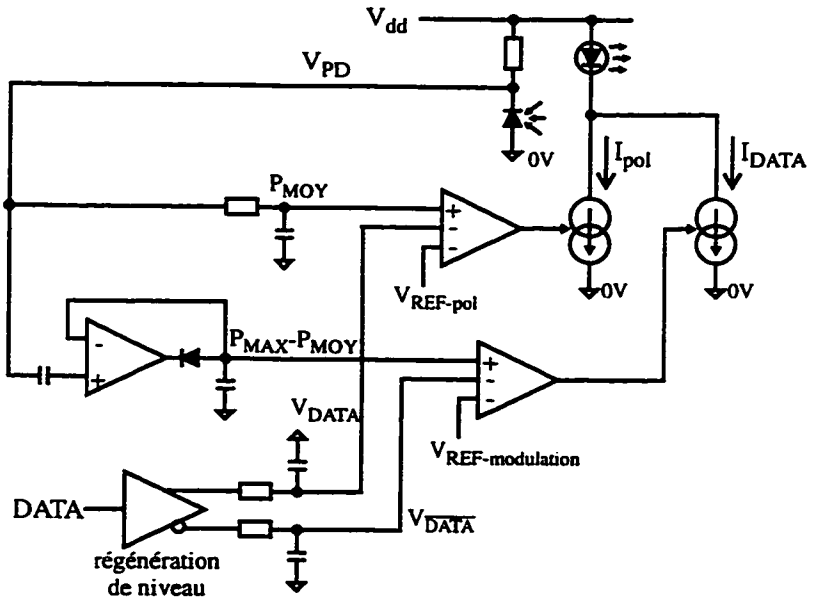


Figure 3.11: Régularisation de la puissance optique par la puissance moyenne et la demi-amplitude (Chen 1980)

Dans ce circuit, la correction du courant de polarisation est effectuée plus rapidement que celle de l'amplitude du courant de modulation. Cette correction plus rapide peut être réalisée en calculant la puissance moyenne par un filtre passe-bas avec un temps de réponse plus court que celui du comparateur qui ajuste le courant de modulation.

Dans le circuit de Chen, un premier comparateur régularise le courant de polarisation à partir de la puissance moyenne et du rapport d'activité, tandis que le second comparateur ajuste le courant de modulation à partir de la demi-amplitude et de l'inverse du rapport d'activité. Cependant, une description détaillée du fonctionnement du circuit ne sera pas donnée ici, car plusieurs erreurs ou imprécisions se sont glissées dans le court article de Chen et le circuit présenté ne semble pas pouvoir fonctionner correctement. Principalement, $V_{\overline{DATA}}$ devrait être utilisé à la place de V_{DATA} pour le contrôle du courant de polarisation à cause de l'inversion du signal optique lors de la transformation du photocourant en tension. De plus, l'utilisation de $V_{\overline{DATA}}$ pour la régularisation du courant de modulation peut entraîner une augmentation indésirable du courant de modulation lors de la transmission d'une longue chaîne de "1". Il est donc nécessaire d'envisager d'autres solutions pour maintenir l'amplitude du courant de modulation malgré les variations du rapport d'activité.

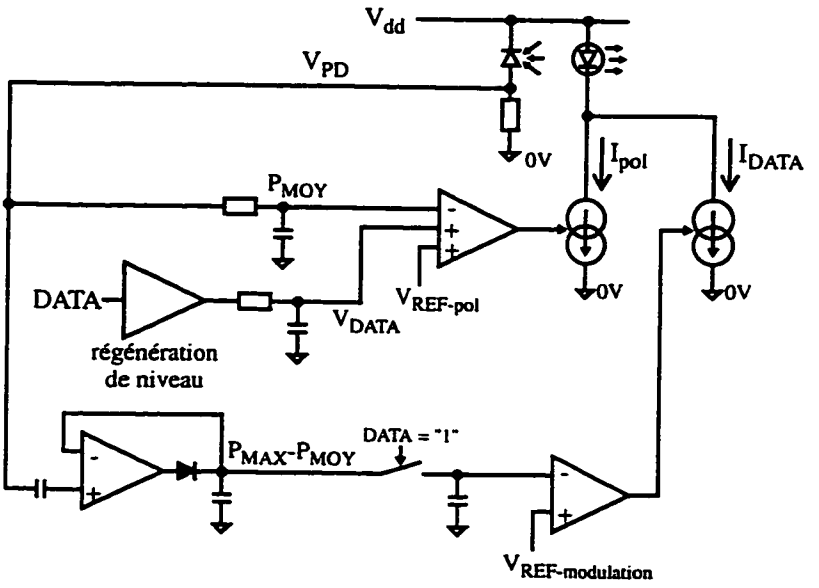


Figure 3.12: Régularisation de la puissance optique par la puissance moyenne et la demi-amplitude (circuit modifié)

La figure 3.12 présente une variante du circuit de Chen corrigeant les problèmes identifiés ci-haut. Dans ce circuit, la tension V_{PD} est directement proportionnelle à la puissance

optique, ce qui permet de corriger le courant de polarisation en comparant directement la puissance optique moyenne au rapport d'activité et à la valeur de référence.

La correction de l'amplitude de la puissance optique utilise encore la mesure de sa demi-amplitude, mais le rapport d'activité n'est plus pris en compte. Afin d'assurer un maintient de l'amplitude du courant de modulation lors de la transmission de longues chaînes de "0", un échantillonneur-bloqueur commandé par le signal de données est utilisé. Ainsi, l'amplitude maximale de la puissance optique n'est échantillonnée que lors de la transmission d'un "1" et sa valeur est conservée lors de la transmission d'un "0". Comme dans le circuit d'origine, la correction du courant de polarisation doit être plus rapide que celle de l'amplitude du courant de modulation.

Par rapport au circuit simple de régularisation de la puissance moyenne, le circuit présenté par Chen offre une régularisation beaucoup plus précise mais pose tout de même deux contraintes non négligeables:

- il requiert une photodiode et un amplificateur relativement rapides pour la détection de l'amplitude maximale;
- la régénération des niveaux de tensions du signal de données doit être peu sensible à la température.

3.2.4.3 Autres méthodes

Une méthode de contrôle du courant de polarisation basée sur la saturation de la tension au bornes du laser à été présentée par Albanese en 1977 ([1]). Cette méthode a l'avantage de ne pas requérir de photodiode moniteur, mais n'est pas utilisable avec les diodes laser actuelles puisque la tension à leurs bornes sature bien avant que le courant injecté ne soit égal au courant de seuil.

Smith a également présenté en 1978 ([49]) une méthode basée sur la modulation à basse fréquence du courant de seuil. Lors de l'émission d'un "0", un signal à basse fréquence est ajouté au courant de seuil (Fig. 3.13), tandis que l'émission d'un "1" se fait normalement.

En mesurant l'amplitude de la puissance optique émise lors de la transmission de "0", il est possible de savoir si le courant de polarisation est sous le seuil ou au dessus du seuil et de l'ajuster en conséquence. La puissance optique minimale étant ainsi contrôlée, il est possible de contrôler l'amplitude de la modulation à l'aide d'un simple circuit de régularisation de la puissance optique moyenne.

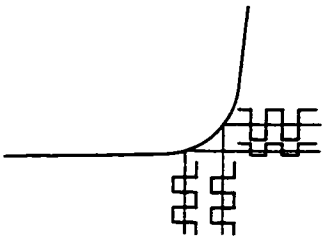


Figure 3.13: Élargissement de la région de seuil du laser

Une méthode mentionnée par Chown, Davis, Epworth et Farrington (Sandbank 1980, [42]) consiste à échantillonner les valeurs maximales et minimales de la puissance optique et à les comparer avec des valeurs de référence. La mesure de la puissance optique minimale est utilisée pour le contrôle du courant de polarisation, tandis que le courant de modulation est ajusté, plus lentement, à partir de la tension correspondant à la puissance optique maximale.

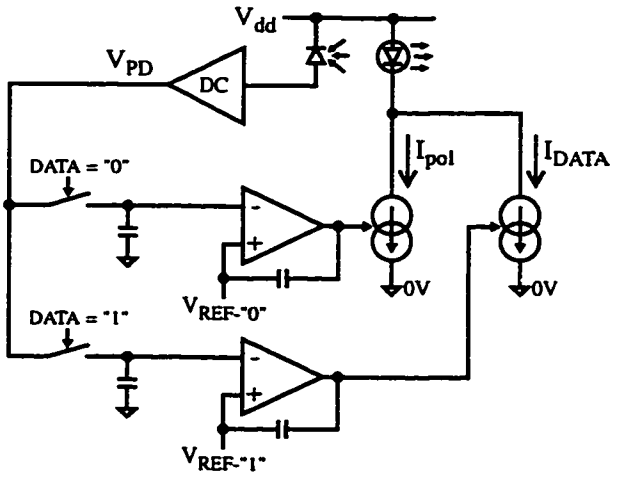


Figure 3.14: Contrôle de la puissance optique par échantillonnage des puissances minimale et maximale

Cette technique demande une photodiode et un amplificateur DC rapides, ainsi qu'une période d'intégration du signal suffisamment longue pour que la nature et la fréquence des transitions n'aient pas d'effet important sur les courants de polarisation et de modulation. En effet, la puissance optique moyenne est plus faible lors de la transmission d'un "1" isolé que lors de la transmission de plusieurs "1" consécutifs.

Ettenberg, Denlinger et Patterson ont proposé en 1979 ([11]) un circuit de modulation ajustant automatiquement le courant fourni à la diode en fonction de la température du modulateur. Ce circuit a été conçu pour la modulation à basse fréquence et est basé sur la dépendance en température de la tension base-émetteur des transistors bipolaires. Il permet de maintenir la puissance optique maximale à 10% de la valeur requise, mais doit être placé en contact presque direct avec la diode laser pour subir les mêmes variations de température. Finalement, le circuit ne compense pas la dégradation de la réponse de la diode due au vieillissement et ne constitue pas en somme une solution très intéressante.

Il est également possible de régulariser la puissance optique d'une diode laser en régularisant sa température. Cette méthode requiert évidemment un capteur de température en contact avec le laser, ainsi qu'un dispositif de refroidissement (à effet Peltier, par exemple) et ne corrige pas les effets du vieillissement sur la réponse sur la réponse de la diode.

3.3 Multiplexeur SCFL

La logique SCFL (*source-coupled FET logic*) est une des plus courantes et des plus fiables en AsGa. Elle utilise des signaux différentiels, ce qui réduit sa sensibilité au bruit et aux variations du procédé de fabrication, tout en lui permettant d'atteindre de grandes vitesses et de présenter une charge constante sur l'alimentation.

Il existe plusieurs variantes de la logique SCFL, les principales différences se situant au niveau de la réalisation des sources de courant ou des charges. La figure 3.15 illustre un

multiplexeur SCFL classique, utilisant des résistances comme charges et un simple transistor comme source de courant.

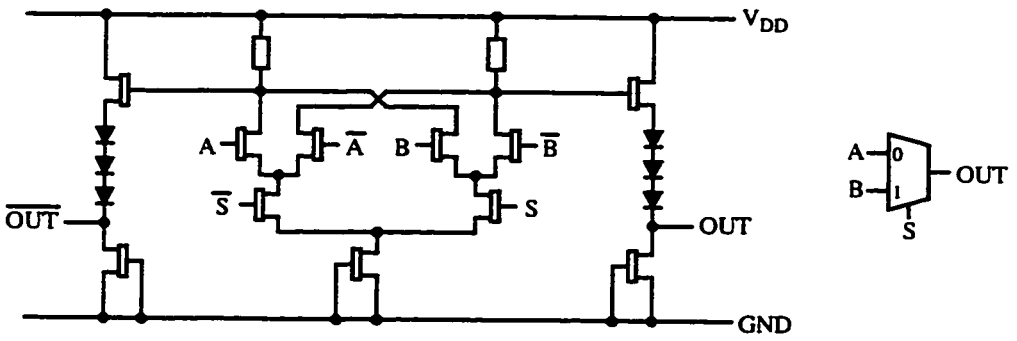


Figure 3.15: Multiplexeur SCFL

Le principe de fonctionnement de ce multiplexeur est simple: lorsque le signal $\overline{S}$ est haut et S est bas, les signaux A et $\overline{A}$ peuvent se propager jusqu'aux sorties OUT et $\overline{OUT}$, tandis que la source des transistors commandés par B et $\overline{B}$ est flottante. Lorsque $\overline{S}$ est bas et S est haut, ce sont les entrées B et $\overline{B}$ qui peuvent se propager jusqu'aux sorties.

CHAPITRE 4

MODULATEUR DE LASER AVEC CONTRÔLE DE PUISSANCE AUTOMATIQUE

4.1 Introduction

Dans un système de communication par fibre optique, tel qu'illustré à la figure 4.1, la transmission des données est effectuée à l'aide de quatre modules actifs principaux:

- le modulateur de diode laser, qui convertit les niveaux de tension du signal de données en un courant modulé;
- la diode laser, qui transforme le courant modulé en une puissance optique équivalente;
- la photodiode qui recrée un courant proportionnel à la puissance optique;
- le circuit de réception qui amplifie et régénère le signal de la photodiode pour recréer le signal de données original.

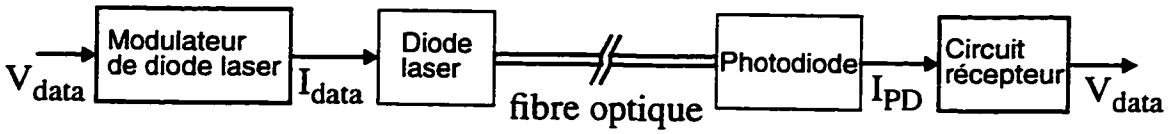


Figure 4.1: Lien de communication par fibre optique

L'élément décrit dans ce chapitre est un modulateur de diode laser conçu pour la modulation de diodes laser planaires intégrant une photodiode moniteur. Le modulateur permet la transmission de données jusqu'à 2,5 Gbits/s, tout en régularisant la puissance optique du laser afin d'assurer une transmission fiable. Il a été réalisé dans la technologie QED/A 1 µm de TriQuint Semiconductors.

4.2 Objectifs de conception

Les deux fonctions principales du modulateur de diode laser présenté ici sont la modulation du courant de la diode laser pour assurer la transmission des données et la

génération d'un courant de polarisation s'ajustant pour suivre le seuil de la diode laser. Le taux de modulation maximal visé est de 2,5 Gbits/s et l'amplitude du courant de modulation doit pouvoir être ajustée pour contrôler la puissance optique émise. Du point de vue du circuit de contrôle du courant de polarisation, l'objectif premier est d'en réaliser la plus grande partie possible de façon intégrée. L'insensibilité de ce circuit aux variations de température est également un avantage à considérer.

Finalement, il est d'usage d'inclure une fonction d'arrêt dans le modulateur qui permet de couper le courant fourni à la diode laser lorsque cette dernière n'est pas en utilisation.

4.2.1 Contraintes de conception

Le modulateur de diode laser permet la génération du courant de modulation et du courant de polarisation du laser qui assure la stabilité de la puissance optique émise. Il a de plus été conçu pour respecter les normes de transmission SONET sur courtes distances (< 2 km), décrites dans la recommandation G.957 du CCITT (Tableau 4.1).

Tableau 4.1 : Extrait des normes de transmission STM

Paramètre	Unités	I-1 (OC-3)	I-4 (OC-12)	I-16 (OC-48)
Taux de transmission	kbit/s	155 520	622 080	2 488 320
Longueur d'onde	nm	1260-1360	1260-1360	1265-1365
Puissance moyenne émise				
- maximum	dBm	-8	-8	-3
- minimum	dBm	-15	-15	-10
Rapport d'extinction minimal	dB	8,2	8,2	8,2

Le modulateur a été conçu pour fonctionner avec un module laser de la compagnie AMP dont les caractéristiques pertinentes sont résumées dans le tableau 4.2. Nous retenons surtout que le courant qui doit être injecté pour atteindre le seuil d'émission laser varie de 9 mA à 20 mA et qu'un courant de modulation de 15 mA au dessus du seuil est nécessaire pour émettre une puissance de 0,15 mW (-8 dBm) dans la fibre. Il est aussi à remarquer que le laser supporte un taux de modulation maximal de 1,25 Gbits/s tandis que le modulateur a été conçu pour un taux allant jusqu'à 2,5 Gbits/s. Des diodes laser plus

rapides mais présentant des caractéristiques semblables à celle d'AMP sont disponibles commercialement.

Tableau 4.2 : Caractéristiques du module laser

Paramètre	Symbole	Unités	Minimum	Typique	Maximum
Longueur d'onde centrale	l	nm	1290	1310	1330
Taux de modulation		Gbits/s	-	-	1,25
Courant de seuil	I_{seuil}	mA	-	9	20
Tension de polarisation	V_{POL}	V	-	1,2	1,5
Courant total	I_T	mA	-	30	50
Temps montée/descente	T_M,T_D	ns	-	0,4	-
Photocourant moniteur	I_{mon}	mA	0,1	-	0,7
Terminaison (externe)	R_{term}	W	-	50	-

4.3 Description du circuit

4.3.1 Schéma global

La figure 4.2 illustre la structure du modulateur de diode laser qui a été conçu. Le courant total fourni au laser est formé par la somme du courant de polarisation et du courant de modulation. Le courant de modulation (I_{DATA}) est créé à partir du signal de données différentiel DATA et son amplitude est contrôlée par la tension V_{CM}, tandis que le courant de polarisation (I_{pol}) est généré par le circuit de contrôle de puissance et sa valeur est ajustée pour que la puissance optique moyenne requise par la tension V_{REF} demeure stable. Ces deux courants peuvent être réduits à 0 mA par le signal de contrôle CTL: le modulateur fonctionne normalement lorsque CTL est à "1" alors qu'il est mis à l'arrêt quand CTL est à "0".

Pour ajuster le courant de polarisation et maintenir constante la puissance optique émise par la diode laser, le circuit de contrôle de puissance utilise le photocourant généré par la photodiode moniteur du module laser, après l'extraction de sa valeur moyenne et sa conversion en tension par un pont de résistances.

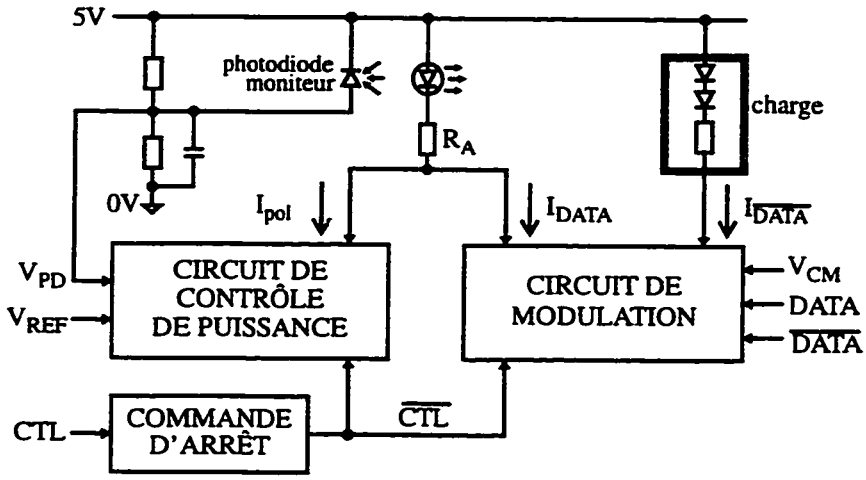


Figure 4.2: Schéma global du modulateur (QEDA)

Afin d'assurer un fonctionnement correct du circuit de modulation, il est souhaitable d'utiliser une charge externe présentant des caractéristiques semblables à celles de la diode laser (V_{POL} = 1.2V, Z_{OUT} = 50Ω) sur la sortie $I_{\overline{DATA}}$.

Le tableau 4.3 résume le rôle des entrées et sorties du modulateur, tandis que le tableau 4.4 donne un aperçu de ses performances simulées.

Tableau 4.3 : Entrées/sorties du modulateur de diode laser

Signal	Type	Niveau(x)	Rôle
DATA, $\overline{DATA}$	Entrée numérique différentielle	"0": 0,9V "1": 1,7V	Signal de données
V_{CM}	Entrée analogique	-2.5V à 0.5V	Contrôle l'amplitude du courant modulé (I_{DATA})
I_{DATA}	Sortie	0mA à 24mA	Courant de modulation de la diode laser
$I_{\overline{DATA}}$	Sortie	0mA à 24mA	Inverse du courant de modulation de la diode laser
V_{REF}	Entrée analogique	-0,5V à 0,5V	Tension de référence pour fixer la valeur du courant de polarisation (I_{pol})
V_{PD}	Entrée analogique	2,0V à 3,0V	Tension correspondant au photocourant de la photodiode moniteur
I_{pol}	Sortie	0mA à 35mA	Courant de polarisation de la diode laser
CTL	Entrée numérique	"0": 0,4V "1": 1,2V	"0": Mise à l'arrêt (I_{pol} + I_{DATA} = 0mA) "1": Fonctionnement normal
V_{DD}	Alimentation	+5V	Alimentation positive
GND	Alimentation	0V	Masse
V_{SS}	Alimentation	-2,5V	Alimentation négative

Tableau 4.4 : Performances du modulateur de diode laser

Paramètre	Symbole	Cas nominal	Pire cas
Courant de polarisation	I_{pol}	jusqu'à 35 mA	jusqu'à 25 mA
Courant de modulation	I_{DATA}	24 mA_{cc} max.	17 mA_{cc} max.
Taux de transmission	-	jusqu'à 2,5 Gbits/s	jusqu'à 2,5 Gbits/s
Temps de démarrage	-	12 ms	18 ms
Puissance dissipée	P	200 mW	-

4.3.2 Circuit de conversion de CTL

Un circuit simple convertit le signal CTL vers des niveaux de tensions utilisables pour le contrôle du fonctionnement des circuits de contrôle de puissance et de modulation. Ce circuit est formé de trois étages (Fig. 4.3): un premier étage de décalage de niveau, un étage d'inversion et un second étage de décalage de niveau. Les étages de décalage de niveau sont formés d'un suiveur auquel ont été ajoutées des diodes pour abaisser le niveau de tension; chaque diode réduit ainsi la tension d'environ 0,6V. Les étages de décalage de niveau sont nécessaires dans la technologie MESFET AsGa car la grille des transistors n'est pas isolée.

L'étage d'inversion sert à régénérer la tension à la sortie du premier étage de décalage de niveau et permet de mettre le circuit en service quand CTL est à "1". La combinaison de ces trois étages transforme le signal CTL, dont les niveaux logiques sont à 0,4V et 1,2V, en $\overline{CTL}$, dont les niveaux logiques sont à -2,5V et -1,8V.

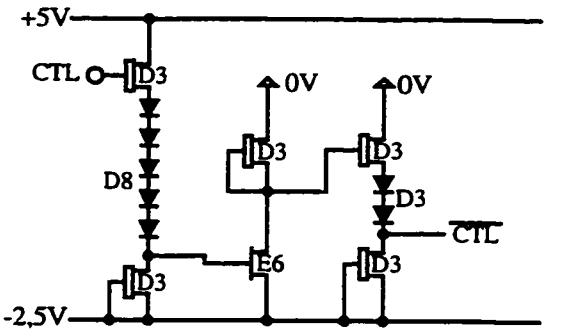


Figure 4.3: Circuit de conversion du signal CTL

4.3.3 Circuit de contrôle de puissance

Le circuit de contrôle de puissance régularise la puissance optique moyenne émise par la diode laser (Figure 4.4). La régularisation est effectuée en comparant la puissance émise, telle que mesurée par la photodiode moniteur, avec une valeur de référence et en ajustant le courant de polarisation pour que la puissance optique moyenne demeure égale à la valeur requise. Une description plus complète du principe de la régularisation de la puissance optique moyenne est présentée à la section 3.2.2.1.

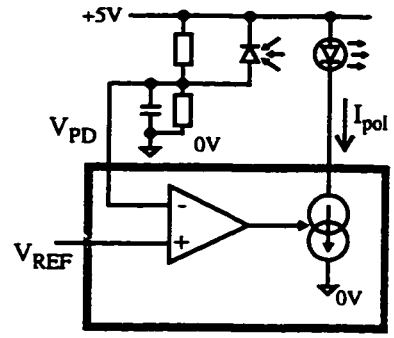


Figure 4.4: Circuit de contrôle de la puissance moyenne

4.3.3.1 Description du circuit

Le schéma complet du circuit de contrôle de puissance est illustré à la figure 4.5. Les étages ***a*** à ***d*** forment un comparateur, l'étage ***f*** sert à la mise à l'arrêt du modulateur et l'étage ***g*** est un transistor utilisé comme source de courant.

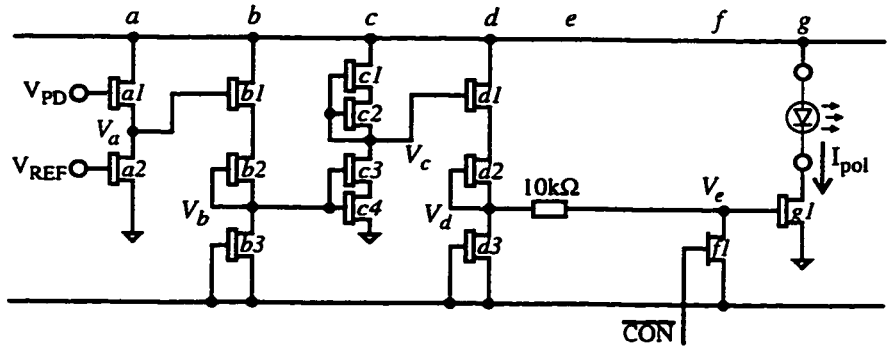


Figure 4.5: Circuit de contrôle de puissance

Le comparateur formé par les étages ***a*** à ***d*** est conçu pour être largement insensible aux variations de la température et du procédé de fabrication. En effet, puisque le circuit de contrôle de puissance doit corriger le déplacement du seuil de la diode laser avec la température, il est souhaitable que sa réponse soit le moins possible affectée par la température. Le modulateur et la diode laser peuvent être emballés ensemble et subir des variations de température semblables.

Tableau 4.5 : Taille des transistors du circuit de contrôle de puissance

Transistor	Type	Taille (μm)
a1, a2	D	5
b1, b2, b3	D	5
c1, c3	M	5
c2, c4	D	5
d1, d2, d3	D	10
f1	E	10
g1	D	300

La comparaison entre la phototension correspondant à la puissance optique et la tension de référence est effectuée dans l'étage ***a*** du circuit de contrôle de puissance. Lorsque la phototension (V_{PD}) est 2,5V plus élevée que la tension de référence (V_{REF}), les deux transistors de l'étage ***a*** voient les mêmes chutes de tension à leurs bornes et la tension de V_a est égale à 2,5V. Si V_{PD} augmente, alors la différence de potentiel (V_{PD}- V_a) entre la grille et la source du transistor ***a1*** s'accroît également, le transistor devient moins résistif et la tension V_a augmente en conséquence. De même, si V_{PD} diminue (V_{PD}- V_a) décroît, la résistance du transistor ***a1*** croît et la tension V_a diminue. La tension V_a est donc proportionnelle à la différence entre V_{REF} et V_{PD} et ce de manière très linéaire quand V_{PD} varie entre 2,0V et 3,0V et V_{REF} varie entre -0,5V et 0,5V (Fig. 4.6).

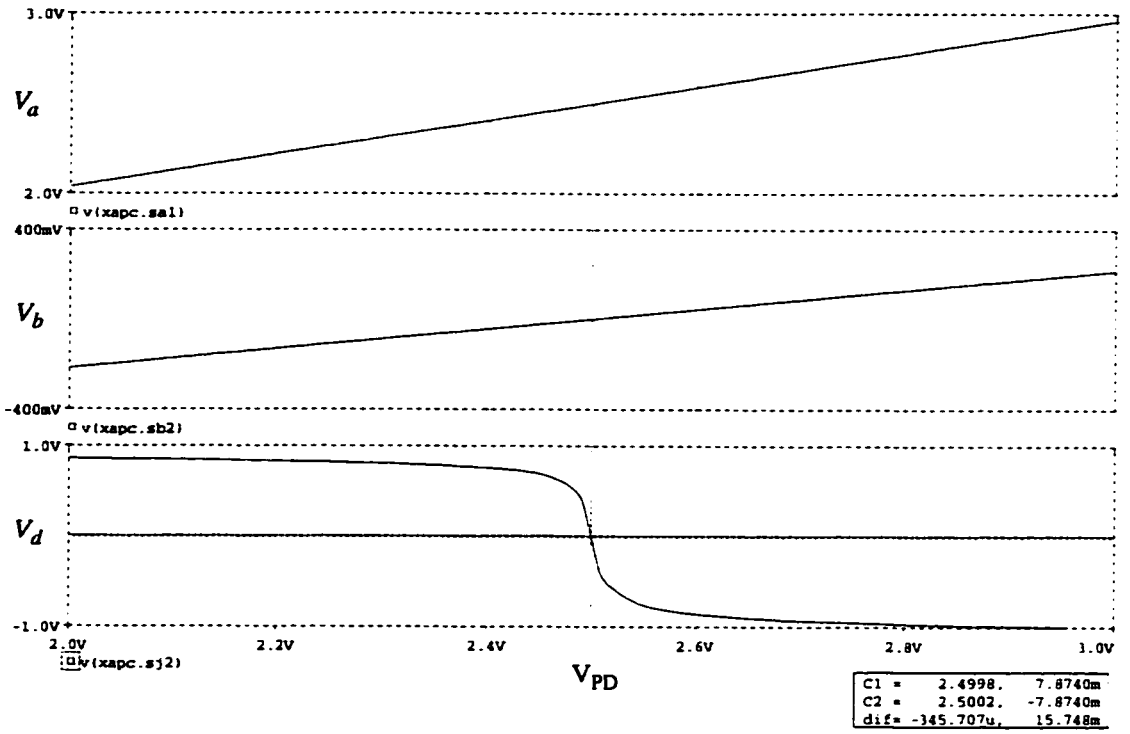


Figure 4.6: Réponse simulée du comparateur en fonction de V_{PD} (V_{REF} = 0V)

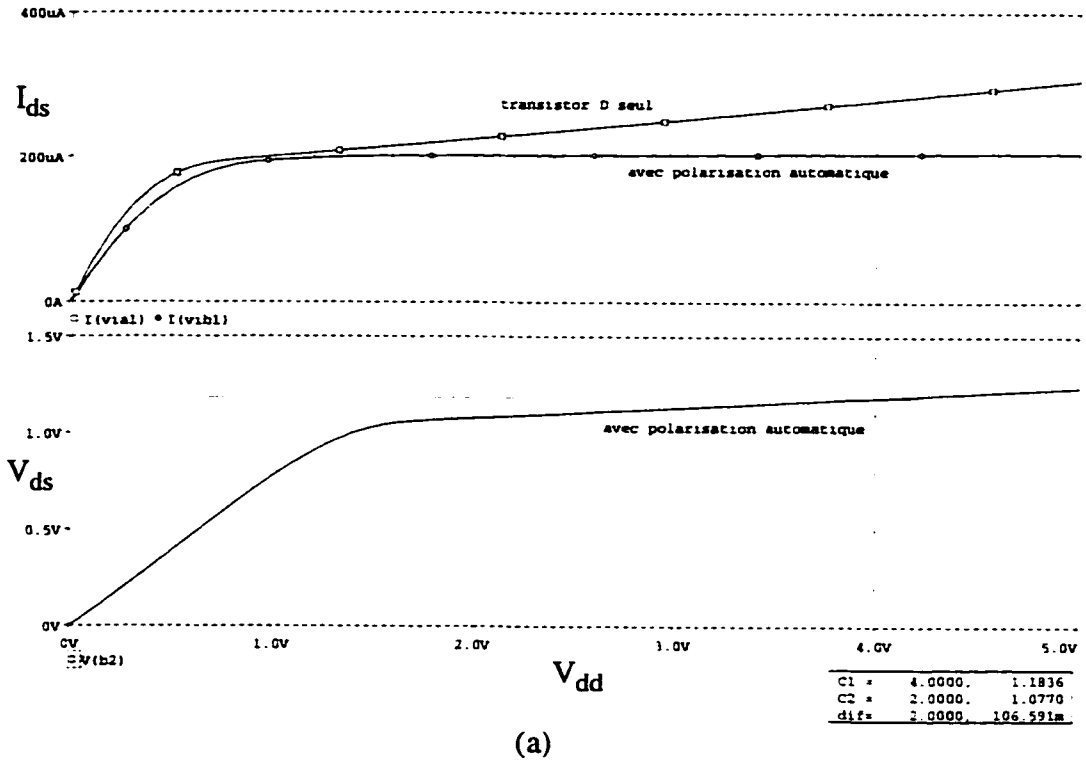
Si la tension V_a varie linéairement avec la différence entre la tension de référence et la phototension, cette variation n'est cependant pas suffisante pour réaliser une rétroaction efficace et il est nécessaire d'ajouter un étage de gain. L'inverseur de l'étage ***c*** effectue l'amplification requise de l'erreur qui permet la correction du courant de polarisation. Afin de pouvoir amplifier le signal d'erreur de l'étage ***a***, il faut effectuer un décalage de niveau qui transforme la tension V_a, centrée à 2,5V, en une tension V_b, centrée à 0V. La technique habituelle pour effectuer un décalage de niveau consiste à combiner un étage suiveur avec une série de diodes qui décalent le signal d'environ 0,6V chacune (section 2.1.2). Toutefois, le seuil des diodes varie de manière significative en fonction de la température et la grandeur du décalage effectué variera également de façon notable si la température change. Afin de contourner ce problème, un étage de décalage de niveau formé de trois transistors identiques est utilisé dans l'étage ***b***. Lorsque V_a est à 2,5V, ces trois transistors voient les mêmes différences de potentiel à leur bornes et la tension V_b est égale à 0V. Cet étage de décalage de niveau peut être interprété comme la combinaison

d'un suiveur (transistor ***b1***) et d'un diviseur de tension (transistors ***b2*** et ***b3***). Puisque les trois transistors qui le composent sont identiques, les courants qui y circulent varieront de façon très similaire avec la température et les tensions sur les noeuds de l'étage ***b*** resteront presque inchangées. Au point d'équilibre, quand V_a est à 2,5V et V_b est à 0V, les tensions sur les noeuds ne sont pas affectées du tout par la température car chaque transistor voit les mêmes tensions à ses bornes. Le principal défaut de cet étage de décalage de niveau est qu'il réduit de moitié la valeur du signal d'erreur. Le comportement de V_b en fonction de V_{PD} est également illustré à la figure 4.6.

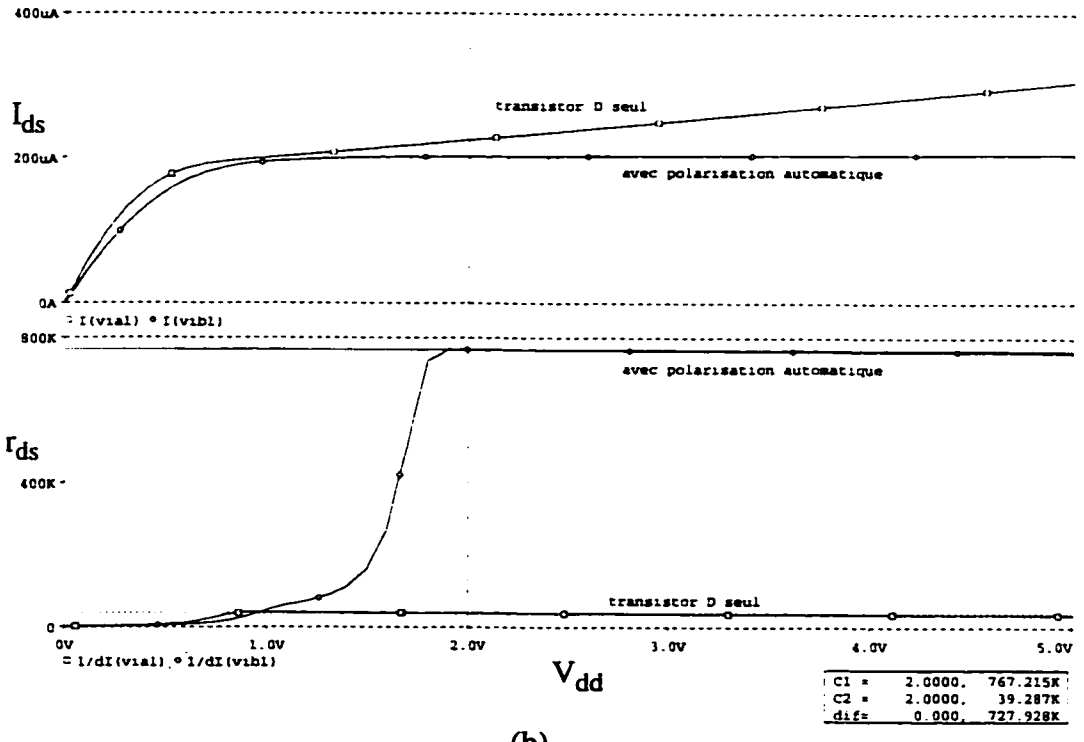
L'inverseur de l'étage ***c*** utilise une polarisation automatique (*bootstrap*) des transistors pour augmenter son gain. Il est clair sur les courbes de la figure 4.7 que le branchement d'un transistor M et d'un transistor D en série produit une source de courant très peu sensible à la variation de la tension à ses bornes. Lorsqu'elle est utilisée comme charge et opérée en saturation, cette source de courant présente une résistance dynamique (R_d) très élevée, puisque le courant I_D ne s'accroît que très peu quand (V_1-V_3) augmente (Fig. 4.8).

La figure 4.7 montre que la résistance dynamique de la charge avec polarisation automatique est environ 20 fois supérieure à celle du transistor D seul. Cette augmentation de la résistance dynamique totale dépend de la transconductance et de la résistance dynamique et du transistor M (Xiao et al. 1992, [67]).

$$R_d = \frac{\Delta(V_1 - V_3)}{\Delta I_D} = g_{m_M} R_{ds_M} R_{ds_D} \qquad (4.1)$$



(a)



(b)

Figure 4.7: Transistor de charge avec et sans polarisation automatique: (a) courant et tension drain-source, (b) résistance dynamique.

Le fonctionnement de la polarisation automatique par un transistor M est analogue celui d'une configuration cascode. Quand il est placé en saturation, le transistor M tend à régulariser la tension aux bornes du transistor D, comme l'illustre la figure 4.8. Puisque le transistor M a un seuil beaucoup plus bas que celui du transistor D (-2V vs 0,6V), il peut opérer avec une tension V_{GS} de l'ordre de -1,1V en laissant passer le même courant qu'un transistor D de même taille dont la tension V_{GS} est de 0V.

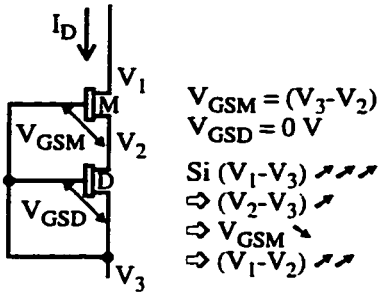


Figure 4.8: Phénomène de polarisation automatique

Dans la configuration de la figure 4.8, la tension V_{GSM} du transistor M est égale à la tension source-drain du transistor D (environ -1,1V). Lorsque la différence de potentiel (V_1-V_3) augmente, la tension V_2 augmente également, provoquant une diminution de la différence de potentiel V_{GSM}. La résistance du transistor M s'accroît alors et l'augmentation de (V_1-V_2) absorbe la plus grande partie de l'accroissement de (V_1-V_3). Ainsi, la variation de la tension (V_2-V_3) n'est égale qu'à environ 5% de la variation de la tension (V_1-V_3), ce qui stabilise le courant I_D qui circule dans le transistor D. La figure 4.7 illustre l'augmentation de (V_2-V_3) en fonction de (V_1-V_3).

Afin de préserver la stabilité du circuit malgré les variations de la température et du procédé de fabrication, les transistors d'entrée de l'inverseur de l'étage *c* sont eux aussi placés en configuration de polarisation automatique. De cette manière le courant varie de façon similaire avec la température dans les transistors d'entrée et de charge, ce qui stabilise la tension de sortie V_c. De plus, lorsque la tension V_b est à 0V, les transistors

d'entrée et de charge voient les mêmes tensions à leurs bornes et la tension V_c est alors à 2,5V.

L'étage ***d*** de la figure 4.5 effectue le même décalage de niveau que l'étage ***b***, afin de transformer V_c, qui est centrée sur 2,5V, en V_d, centrée sur 0V. Les étages ***a*** à ***d*** forment donc un comparateur qui permet de vérifier si la puissance optique lue par la photodiode moniteur est bien celle requise par la tension V_{REF}. Les caractéristiques importantes de ce comparateur sont données dans le tableau 4.6:

Tableau 4.6 : Caractéristiques simulées du comparateur du circuit de contrôle de puissance

Paramètre	Valeur
Gain DC	33.2 dB
Gain AC	22.2 dB
Taux de rejet en mode commun	> 81 dB
Plage de tensions d'entrée	1V
$(\Delta V_{OFFSET}) / (\Delta T)$	0 V/°C
Fréquence de coupure	12 MHz

Puisque la photodiode moniteur lit la puissance optique émise par le laser à tout moment, le photocourant qu'elle génère suit la modulation d'amplitude du signal de données. La valeur moyenne de la puissance optique est obtenue à l'aide un filtre passe-bas, formé des résistances de conversion et d'une capacité placée en parallèle. Afin éliminer complètement les variations de puissance optique dues au signal, la constante de temps du filtre doit être très basse (environ 100 Hz) et une capacité de l'ordre du micro-farad est utilisée. Il est souhaitable de filtrer le signal de la photodiode à l'entrée du comparateur plutôt qu'à sa sortie, car la valeur moyenne de l'erreur obtenue dans ce dernier cas serait influencée par le déséquilibre presque inévitable entre les taux de montée et de descente de la sortie du comparateur (*rising and falling slew-rates*), lesquels sont sensibles à la température.

Il est nécessaire d'utiliser une fréquence de coupure très basse car les transmissions optiques sont souvent faites selon un protocole NRZ (*Non-Return to Zero*) et que le circuit de contrôle de puissance ne prend pas en compte le flot des données. Ainsi, lorsqu'une

très longue chaîne de bits identiques est transmise, il faut éviter que la valeur moyenne de l'erreur ne change et que le comparateur ne tente de corriger cette variation temporaire de la puissance moyenne due au signal et non à un changement du comportement de la diode laser. Une capacitance assez élevée doit donc être choisie pour le filtre, mais sa valeur peut être diminuée pour des transmissions basées sur d'autres encodages où le rapport d'activité reste constant peu importe la nature des données (Manchester, par exemple).

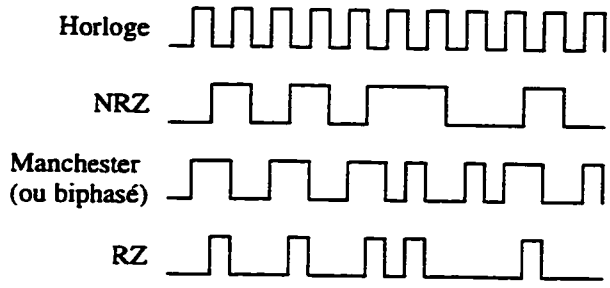


Figure 4.9: Divers types d'encodage des données

À partir de la tension V_e, le courant de polarisation est généré par le transistor ***g1*** qui agit comme source de courant. Bien que le courant fourni par ce transistor varie avec la température, la boucle de rétroaction réduit cette variation par un facteur approximativement égal au gain en boucle ouverte du système (équation 4.10).

À la sortie du comparateur, une résistance prévient l'injection de courant dans la grille du transistor de sortie ***g1***. De plus, lorsque le transistor de l'étage ***f*** est mis en conduction, il descend la tension V_e près de -2,5V, ce qui bloque le transistor ***g1*** et réduit le courant de polarisation à 0 mA.

4.3.3.2 Efficacité de la régularisation

Dans le système de contrôle de la puissance optique moyenne illustré à la figure 4.10, la tension V_e tend vers une valeur d'équilibre pour laquelle le courant de polarisation permet d'atteindre la puissance optique demandée. En ce sens, V_e ne constitue pas un signal

d'erreur proprement dit, mais plutôt un signal de commande qui est ajusté en fonction de la puissance optique mesurée.

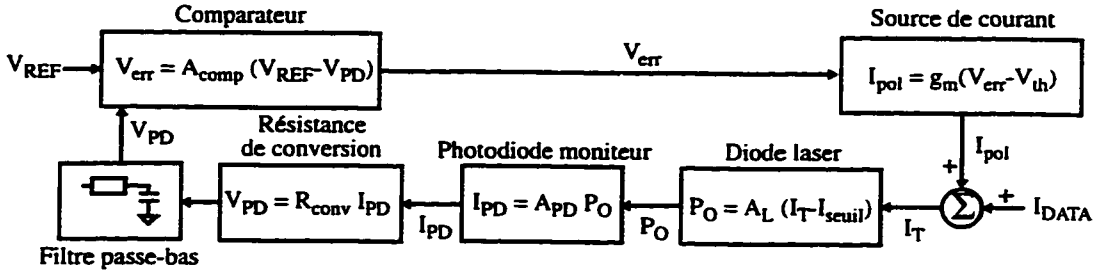


Figure 4.10: Boucle de rétroaction pour la régularisation de la puissance optique moyenne

En posant un comportement linéaire des éléments du système comme hypothèse simplificatrice, la tension d'équilibre vers laquelle tend V_e est:

$$V_e = \frac{I_{biais}}{g_m} + V_{th} = (V_{REF} - V_{PD}) A_{comp} \tag{4.2}$$

Dans cette équation et dans l'analyse qui suit, nous supposons que la phototension est centrée autour de 0V et non de 2,5V et que le comparateur est conçu en conséquence. Cette simplification mathématique n'affecte pas la validité du raisonnement et allège les équations.

À partir de la boucle de rétroaction de la figure 4.10, nous pouvons établir une équation d'équilibre pour le courant de polarisation:

$$I_{biais} = ((V_{REF} - (I_{biais} + I_{DATA_{MOY}} - I_{seuil}) A_L A_{PD} R_{conv}) A_{comp} - V_{th}) g_m \tag{4.3}$$

Après quelques transformations algébriques, nous obtenons une relation entre les divers paramètres du système, la tension de référence et le courant de polarisation:

$$I_{biais} = \frac{((V_{REF} - (I_{DATA_{MOY}} - I_{seuil}) A_L A_{PD} R_{conv}) A_{comp} - V_{th}) g_m}{1 + A_L A_{PD} R_{conv} A_{comp} g_m} \tag{4.4}$$

Il est également possible de déterminer la tension de référence nécessaire en utilisant:

$$V_{REF} = \frac{((I_{biais} + I_{DATA_{MOY}} - I_{seuil}) A_L A_{PD} R_{conv} A_{comp} + V_{th}) g_m + I_{biais}}{A_{comp} g_m} \quad (4.5)$$

Les paramètres de ces équations sont:

Tableau 4.7 : Paramètres des éléments de la boucle de rétro-action

Variable	Unités	Valeur typique	Description
I_{pol}	mA	10	Courant de polarisation
$I_{DATAMOY}$	mA	5	Valeur moyenne du courant de modulation
I_{seuil}	mA	9	Courant de seuil du laser
V_{REF}	mV	-	Tension de référence qui fixe la puissance optique moyenne
A_L	mW/mA	0,01	Gain du laser
A_{PD}	mA/mW	0,5	Efficacité quantique de la photodiode
R_{conv}	Ω	8000	Résistance pour la conversion du photocourant en phototension
A_{comp}	-	45	Gain du comparateur (basse fréquence)
g_m	mA/mV	0,035	Transconductance du transistor utilisé comme source de courant
V_{th}	mV	-600	Seuil du transistor utilisé comme source de courant

Par exemple, si nous voulons obtenir un courant de polarisation de 10 mA, sachant que la moyenne du courant de modulation est de 5 mA et en utilisant les valeurs typiques du tableau 4.7, nous devons fixer la tension de référence à:

$$V_{REF} = \frac{\left(6mA \times 0,01\frac{mW}{mA} \times 0,5\frac{mA}{mW} \times 8000\Omega \times 45 - 600mV\right)0,035\frac{mA}{mV} + 10mA}{45 \times 0,035\frac{mA}{mV}} \quad (4.6)$$

$$V_{REF} = 233mV \quad (4.7)$$

En supposant toujours une réponse linéaire du laser au dessus du seuil, le courant moyen injecté dans le laser devrait produire une phototension moyenne de 240mV, ce qui place la tension V_e à -314mV (par $V_e = (V_{REF} - V_{PD}) \times A_{comp}$). Il est donc clair que le circuit de contrôle de puissance tente d'atteindre une valeur de V_e pour laquelle la puissance optique moyenne correspond à celle demandée.

Au delà de l'estimé des valeurs de la tension de référence et du courant de polarisation correspondant, l'analyse de l'efficacité du circuit de contrôle de puissance pour la régularisation de la puissance moyenne est particulièrement importante. À partir de la boucle de rétroaction de la figure 4.10, nous obtenons une équation qui lie la puissance optique moyenne aux paramètres du circuit de contrôle:

$$P_O = \frac{A_L (I_{DATA_{MOY}} + g_m (V_{REF} A_{comp} - V_{th}) - I_{seuil})}{1 + A_L A_{PD} R_{conv} A_{comp} g_m} \tag{4.8}$$

La sensibilité de la puissance optique aux variations du seuil d'émission stimulée est ainsi donnée par:

$$\frac{\partial P_O}{\partial I_{seuil}} = \frac{-A_L}{1 + A_L A_{PD} R_{conv} A_{comp} g_m} \tag{4.9}$$

La variation de la puissance optique lorsque le seuil de la diode laser se déplace est réduite par un facteur approximativement égal au gain en boucle ouverte du système. Il est donc possible de stabiliser la puissance optique émise de façon très efficace si le gain du comparateur est suffisamment élevé.

L'équation 4.8 permet d'établir la sensibilité de la puissance optique moyenne aux variations des divers paramètres. Par exemple, la sensibilité de la puissance optique aux variations de la transconductance du transistor de sortie est donnée par:

$$\frac{\partial P_o}{\partial g_m} = \frac{((V_{REF} - (I_{DATA_{MOY}} - I_{seuil}) A_L A_{PD} R_{conv}) A_{comp} - V_{th}) A_L}{(1 + A_L A_{PD} R_{conv} A_{comp} g_m)^2} \tag{4.10}$$

Sensibilité de la puissance moyenne à la variation de la résistance de conversion:

$$\frac{\partial P_o}{\partial R_{conv}} = \frac{(I_{seuil} - I_{DATA_{MOY}} + (V_{th} - V_{REF} A_{comp}) g_m) (A_L)^2 A_{PD} A_{comp} g_m}{(1 + A_L A_{PD} R_{conv} A_{comp} g_m)^2} \tag{4.11}$$

Sensibilité de la puissance moyenne à la variation du gain du comparateur:

$$\frac{\partial P_o}{\partial A_{comp}} = \frac{(V_{REF} - (I_{DATA_{MOY}} - I_{seuil} - V_{th}g_m) A_L A_{PD} R_{conv}) A_L g_m}{(1 + A_L A_{PD} R_{conv} A_{comp} g_m)^2} \tag{4.12}$$

Sensibilité de la puissance moyenne au déplacement du seuil du comparateur (*offset*):

$$\frac{\partial P_o}{\partial V_{OFFSET}} = \frac{-A_L A_{comp} g_m}{1 + A_L A_{PD} R_{conv} A_{comp} g_m} \tag{4.13}$$

Les variations de la plupart des paramètres du circuits sont compensées par le gain en boucle ouverte du système et affectent donc assez peu le courant fourni par le circuit de contrôle de puissance si le gain du comparateur est élevé. Par contre, nous constatons que les effets du déplacement du seuil du comparateur (*offset*) et des variations de la valeur de la résistance de conversion sont essentiellement indépendants du gain du comparateur. En effet, si le produit $A_L A_{PD} R_{conv} A_{comp} g_m$ est beaucoup plus grand que 1 et que le gain du comparateur est lui-même très élevé, les équations 4.11 et 4.13 deviennent:

$$\frac{\partial P_o}{\partial R_{conv}} \approx \frac{-V_{REF}}{(R_{conv})^2 A_{PD}} \tag{4.14}$$

$$\frac{\partial P_o}{\partial V_{OFFSET}} \approx \frac{-1}{A_{PD} R_{conv}} \tag{4.15}$$

L'importance d'assurer la stabilité de la réponse DC du comparateur en fonction de la température ressort clairement ici. Si le comparateur présenté dans ce chapitre offre un bon comportement sur ce point, son gain n'est cependant pas assez élevé pour compenser efficacement les variations des autres paramètres et l'ajout de deux étages d'amplification serait approprié.

Il convient aussi de rappeler que les variations du gain de la diode laser ne sont pas compensées et affectent le rapport d'extinction de la puissance émise (section 2.2). Une méthode de régularisation plus complète est étudiée dans le dernier chapitre.

4.3.3.3 Stabilité de la contre-réaction

La stabilité de la boucle de contre-réaction est inconditionnelle si la fréquence de coupure liée au premier pôle du système est suffisamment basse pour que le gain du signal de retour atteigne 0 dB avant qu'un deuxième pôle n'apparaisse ([13], [31]). En effet, le premier pôle ne crée qu'un déphasage de 90 degrés du signal de retour (V_{PD}) et la stabilité du système est assurée si la marge de phase du système est supérieure à 45 degrés à la fréquence pour laquelle le gain sur le signal de retour est unitaire (0 dB). Ainsi, si le gain unitaire est atteint avant qu'un second pôle n'introduise un déphasage supplémentaire, la stabilité du système est garantie.

Dans le circuit de contrôle de la puissance optique, le premier pôle provient du filtre RC qui extrait la valeur moyenne du signal de la photodiode tandis que le second pôle est introduit par le comparateur. Puisque le gain dans la boucle n'est que de 36 dB dans les basses fréquences et que le premier pôle du comparateur ne se manifeste qu'à 12 MHz, le pôle introduit autour de 100 Hz par le filtre passe-bas assure facilement la stabilité du système. En effet, la décroissance de -20 dB par décade fait chuter l'amplitude du signal de retour à 0 dB avant 10 kHz, tout en n'introduisant qu'un déphasage de 90 degrés sur ce signal.

Quand le gain du comparateur devient très élevé, il est préférable d'extraire la valeur moyenne du signal par le biais d'un amplificateur compensé de façon interne et configuré comme un intégrateur. La stabilité d'un tel intégrateur est alors inconditionnelle si l'amplificateur est stable pour un gain unitaire et l'effet de multiplication de la capacité permet d'obtenir la même fréquence de coupure que dans le circuit présenté ici avec un produit RC divisé par le gain en boucle ouverte de l'amplificateur. Ainsi, pour obtenir une fréquence de coupure de 100 Hz avec un amplificateur dont le gain est égal à 1000, le produit RC nécessaire est de 1,6 µs, tandis qu'il est de 1,6 ms avec un simple filtre passe-bas de premier ordre. En somme, dans un intégrateur le produit RC fixe la fréquence de transition (fréquence pour laquelle le gain est unitaire), tandis que dans un filtre de

premier ordre ce même produit fixe la fréquence de coupure. Un circuit de régularisation de la puissance optique basé sur les intégrateurs est présenté au chapitre 7.

4.3.4 Circuit de modulation

Le circuit qui génère le courant de modulation pour la diode laser est basé sur une architecture différentielle (Fig. 4.11): l'étage de gain ***b*** régénère le signal, qui est ensuite décalé par les étages ***a*** et ***c***, dont la sortie commande le commutateur de courant de l'étage ***d***. La diode laser est connectée à une des sorties de ce dernier étage, tandis qu'une charge ayant un comportement semblable est placée sur l'autre sortie; une résistance de 50 Ω est souvent utilisée en guise de charge, mais peut être combinée avec une diode et une capacité pour mieux simuler les caractéristiques de la diode laser. L'étage ***f*** permet le contrôle de l'amplitude du courant de modulation, par le biais d'un suiveur de tension et d'un transistor branché en charge afin de d'empêcher l'injection de courant dans la grille du transistor ***d1***. Finalement, la mise à l'arrêt du modulateur est effectuée en amenant la grille du transistor ***b1*** à -2.5V par le biais d'un transistor à enrichissement commandé par le signal $\overline{CTL}$ (étage ***e***).

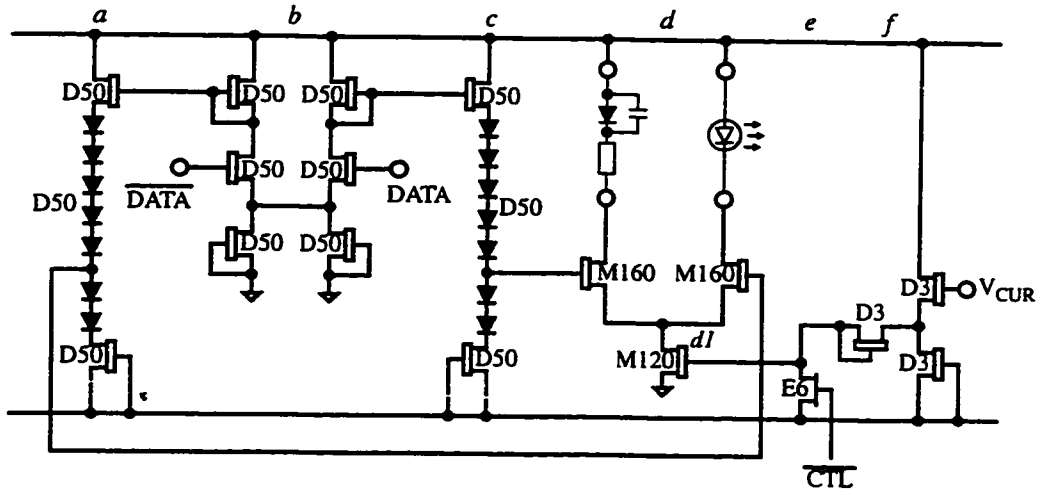


Figure 4.11: Circuit de modulation

Les transistors utilisés dans l'étage de sortie sont de type M et permettent un courant drain-source plus élevé que les transistors D. Par contre, les transistors M ont une tension

de claquage drain-source d'environ 6 volts et il faut s'assurer de ne pas dépasser cette limite. À cette fin, deux diodes sont utilisées au bas des étages *a* et *c* pour empêcher que la grille des transistors du commutateur de courant ne descende sous -1V.

4.3.5 Résultats de simulation

Les performances du circuit de modulation sont résumées dans le tableau 4.8:

Tableau 4.8 : Caractéristiques du circuit de modulation AsGa 1 µm (cas nominal)

Paramètre	Valeur
Débit maximal	2,5 Gbits/s
Courant de modulation	jusqu'à 24 mA_{cc}
Fréquence de coupure (f_c)	774 MHz
Dissipation de puissance	170 mW
Gain de l'étage d'entrée	18,7 dB

Les figures 4.12 a et b illustrent la génération du courant de modulation avec une entrée simple et une entrée différentielle, à 622 Mbits/s et 2,5 Gbits/s respectivement.

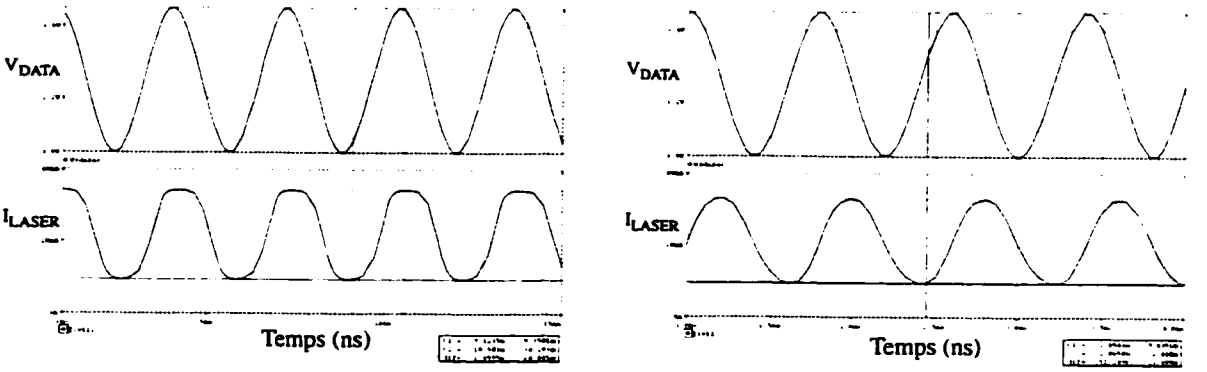


Figure 4.12: (a) modulation à 622 Mbits/s avec une entrée simple, (b) modulation à 2,5 Gbits/s avec une entrée différentielle

4.4 Fabrication et tests

Le dessin des masques du modulateur de diode laser a malheureusement été réalisé et envoyé à la fabrication beaucoup trop rapidement. Il comporte ainsi de nombreuses erreurs qui empêchent tout test utile du circuit.

4.5 Conclusion

Le circuit présenté atteint un taux de modulation allant jusqu'à 2,5 Gbits/s et fournit les courants de polarisation et de modulation nécessaires à l'opération de diodes laser disponibles commercialement.

Le circuit de contrôle de puissance est intégré en bonne partie dans le modulateur de diode laser et est conçu pour être très peu sensible à la température. Son comportement pourrait cependant être amélioré pour une faible augmentation de surface en ajoutant deux étages de gain. De plus, si le comparateur donne de très bons résultats en simulation, il pourrait se révéler trop sensible au variations des alimentations ainsi qu'aux différences mineures entre les caractéristiques des transistors d'un même étage (*mismatch*).

Malgré ces imperfections, ce premier modulateur de diode laser constitue une bonne base qui est mise à profit dans les circuits suivants.

CHAPITRE 5

MULTIPLEXEUR 2 À 1 SCFL

5.1 Introduction

Un multiplexeur 2 à 1 a été conçu dans le cadre du projet de matrice de commutateurs pseudo-optique. Dans une telle matrice, les entrées optiques numériques sont converties en un signal électrique, aiguillées vers une sortie par le biais d'un multiplexeur et reconverties en un signal optique par une diode laser. Les entrées du multiplexeur sont donc fournies par le circuit de réception et sa sortie contrôle le modulateur de diode laser. Puisque ces deux circuits utilisent des signaux différentiels, l'architecture SCFL a été privilégiée pour la conception du multiplexeur. Le circuit à été réalisé dans la technologie 0,6 µm QED/A 2 de TriQuint Semiconductors.

5.2 Description du multiplexeur

L'aiguillage des données dans le multiplexeur (Figure 5.1) est commandé par les signaux S et $\overline{S}$. Lorsque S est actif, le signal A est propagé vers la sortie, alors que c'est le signal B qui est transmis lorsque $\overline{S}$ est haut.

Afin d'obtenir un gain élevé tout en réduisant la surface du multiplexeur, des transistors D de taille minimale sont utilisés comme charge. L'emploi de transistors E comme commutateurs de courant permet également d'augmenter le gain du circuit, puisque leur transconductance est égale à près du double de celle des transistors D.

Une attention particulière a été apportée au contrôle de l'injection de courant dans la grille des transistors d'entrée puisque le métal de grille ne peut supporter un courant supérieur à 600 µA dans les technologies 0,6 µm de TriQuint. À cette fin, une source de courant cascode offrant une très haute impédance de sortie est utilisée dans l'étage différentiel. Lorsqu'un courant est injecté dans la grille des transistors d'entrée, la tension V_a aux bornes de la source de courant augmente fortement, ce qui cause une diminution de la

tension grille-source des transistors d'entrée et stabilise donc l'injection de courant. Afin de protéger ces transistors, le circuit est conçu pour limiter l'injection de courant à moins de 150 μA lors d'une opération normale.

Un deuxième avantage de la source de courant cascode est qu'elle réduit l'impact des variations du procédé de fabrication sur les variations de tension des niveaux de sortie. En effet, le gain en mode commun est proportionnel au rapport entre la résistance de charge et la résistance de la source de courant et l'augmentation de cette dernière par la configuration cascode réduit la sensibilité des niveaux de sortie au niveau commun des signaux d'entrée.

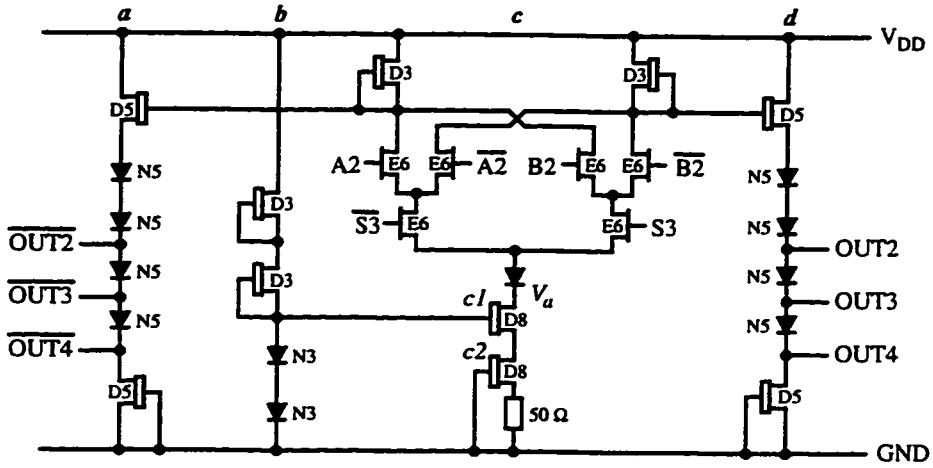


Figure 5.1: Multiplexeur 2 à 1 SCFL

La source de courant cascode est formée d'un transistor de polarisation commandé par une référence de tension et d'un transistor formant une source de courant compensée par le biais d'une résistance branchée sur sa source. Le courant fourni par la source cascode est ainsi doublement compensé: lorsque le courant augmente dans la résistance de 50 Ω, la tension grille-source du transistor ***c2*** diminue, ce qui fait augmenter sa tension de drain et réduit la tension grille-source du transistor ***c1***, entraînant une forte augmentation globale de la tension aux bornes de la source de courant. Cette grande impédance de sortie de la source de courant assure la stabilité du courant qu'elle fournit. L'emploi d'un transistor M pour effectuer la polarisation automatique du transistor source de courant aurait pu

constituer une alternative plus compacte à la configuration cascode, mais les transistors M n'étaient pas disponibles au moment de la conception du circuit.

Dans les portes logiques SCFL, trois copies de chaque signal de sortie sont générées, avec des niveaux de tension moyens distancés d'un seuil de diode. Ces signaux, crées par les étages ***a*** et ***d*** dans le multiplexeur de la figure 5.1, sont nécessaires pour commander efficacement les entrées des autres portes SCFL, qui peuvent comporter jusqu'à trois transistors en série. Dans le multiplexeur présenté ici, seul deux transistors sont utilisés en série et une diode à donc été placée pour compenser l'absence du troisième étage de transistors d'entrée. Cette capacité de la logique SCFL de composer des fonctions logiques complexes par l'agencement de trois étages de transistors peut contrebalancer le fait que sa structure de base demande plus de surface que celle de plusieurs autres familles logiques.

Tableau 5.1 : Niveaux de sortie du multiplexeur SCFL (cas nominal)

Sortie	$V_{"0"}$	$V_{"1"}$
Niveau 2	2,0V	3,5V
Niveau 3	1,4V	2,9V
Niveau 4	0,8V	2,3V

5.3 Caractéristiques simulées

Les caractéristiques simulées du multiplexeur sont données dans le tableau 5.2. Le multiplexeur a été optimisé pour un débit de 622 Mbit/s mais supporte des débits de plus de 2,5 Gbits/s.

Tableau 5.2 : Caractéristiques du multiplexeur

Paramètre	Valeur
Débit par canal	2,5 Gbits/s
Temps de commutation	250 ps
Diaphonie	-58 dB à 311 MHz -35 dB à 1,25 GHz
Gain	15 dB
Fréquence de coupure (f_c)	1,64 GHz
Dissipation de puissance	5,6 mW

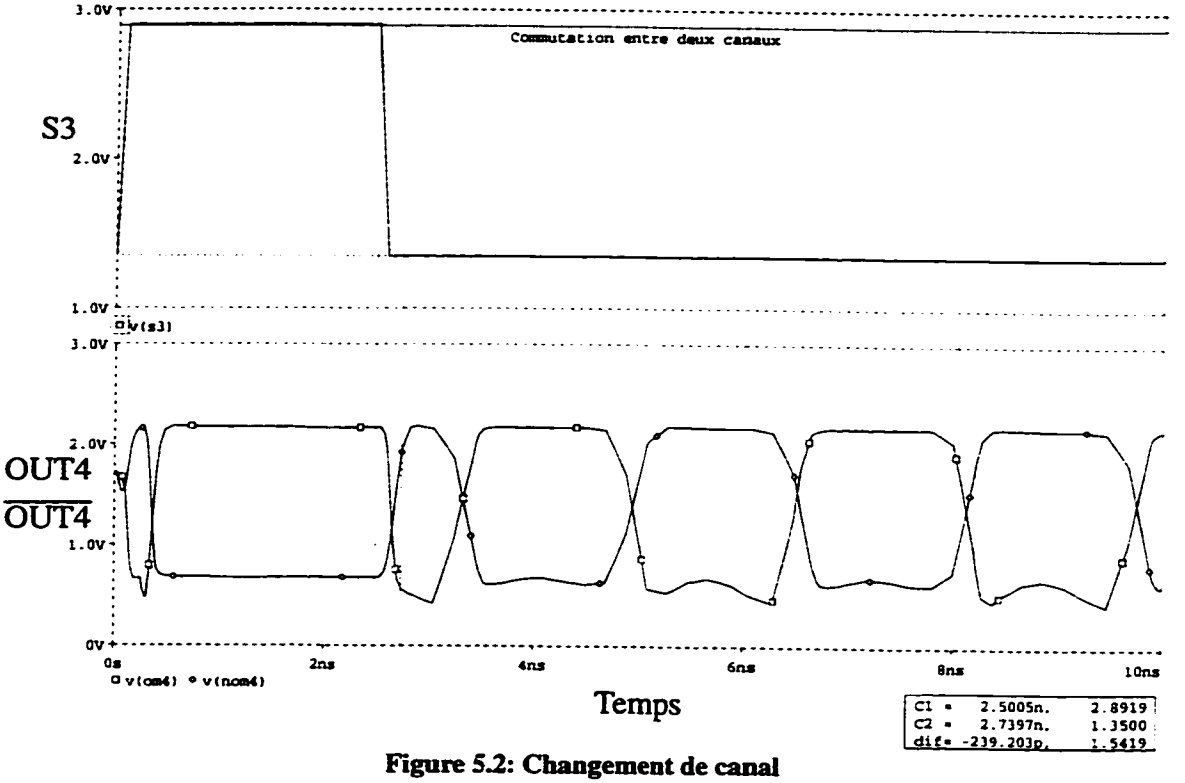


Figure 5.2: Changement de canal

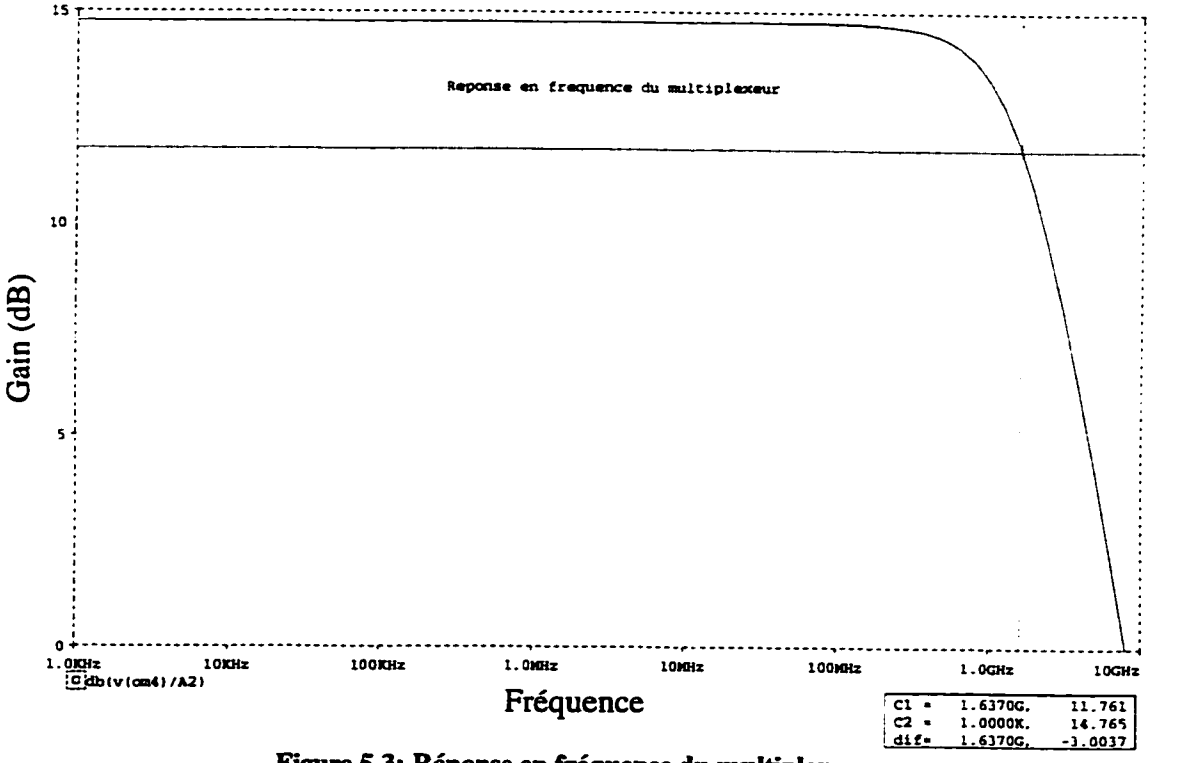


Figure 5.3: Réponse en fréquence du multiplexeur

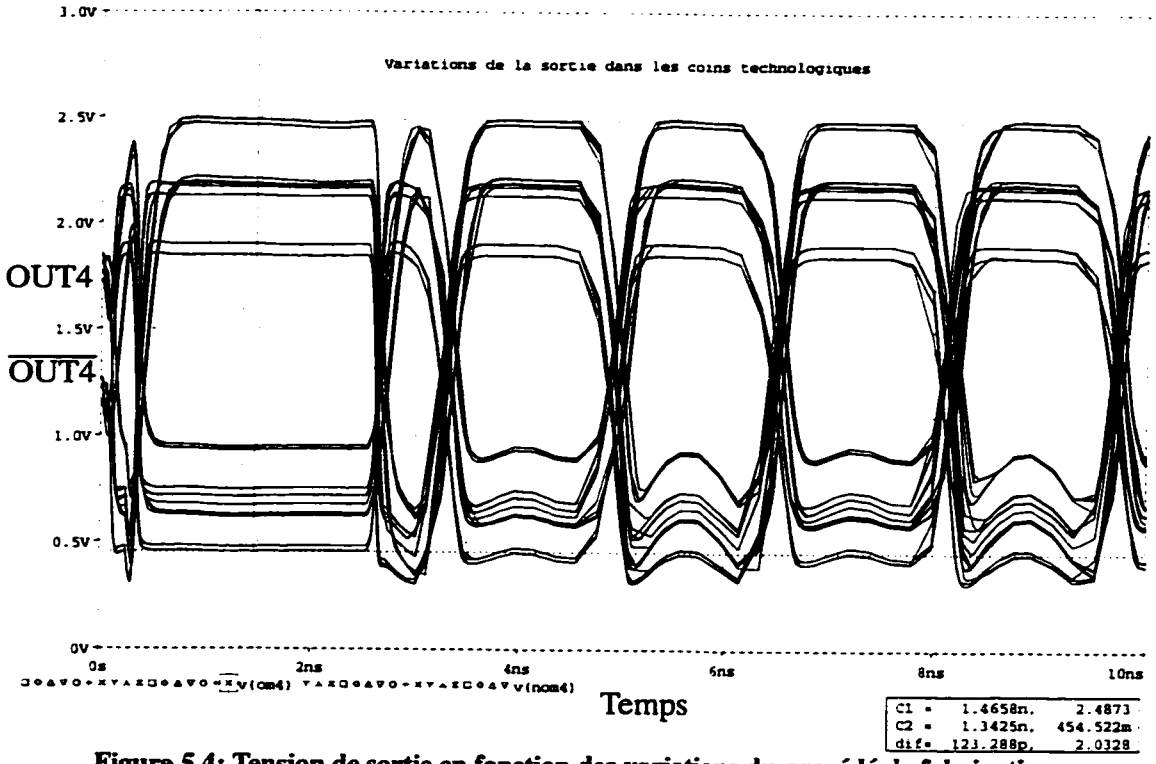


Figure 5.4: Tension de sortie en fonction des variations du procédé de fabrication

5.4 Test

L'exemplaire du circuit qui a été assemblé pour le test a été endommagé lors de sa mise à l'essai. Les tests sur le système de commutation complet indiquent cependant que le multiplexeur aiguille correctement les signaux.

5.5 Conclusion

Le multiplexeur SCFL présenté a été conçu pour un système de commutation pseudo-optique fonctionnant jusqu'à 622 Mbit/s mais il peut atteindre un débit de 2,5 Gbits/s. Lors de la réalisation du circuit, une attention particulière a été portée à la diminution de l'injection de courant dans la grille des transistors d'entrée et à la stabilité des niveaux de sortie malgré les variations du procédé de fabrication.

CHAPITRE 6

CIRCUIT DE MODULATION QEDA/2

6.1 Introduction

Dans le cadre du projet de matrice de commutateurs pseudo-optique, un second circuit de modulation pour les diodes laser a été réalisé. Il a été conçu dans la technologie QED/A 2 0,6 µm pour le même type de diode laser que le premier modulateur, mais il ne comporte pas de circuit de correction de la puissance optique.

Bien que ce circuit ait été réalisé dans une technologie plus performante que celle utilisée pour le premier, sa vitesse a été limitée afin de couper le bruit à haute fréquence présent dans le signal. En effet, le système de commutation conçu opère à une fréquence maximale de 622 Mbit/s (311 Mhz), correspondant au standard de communication optique SONET OC-12, et il est nécessaire d'éliminer le bruit dont la fréquence dépasse celle du signal pour conserver la qualité de la transmission. En limitant la fréquence d'opération du circuit de modulation, ce dernier agit comme un filtre passe-bas et sa consommation de puissance est également diminuée.

6.2 Description du circuit de modulation

La structure du circuit de modulation est très semblable à celle de celui présenté précédemment: un étage d'entrée régénère et adapte le niveau moyen du signal de données, tandis qu'un étage de commutation de courant alimente la diode laser. L'entrée différentielle correspond au niveau de sortie 4 de la logique SCFL (tableau 5.1). De fait, l'étage d'entrée est très semblable à un inverseur SCFL et utilise la même source de courant cascode que dans le multiplexeur pour prévenir l'injection de courant dans la grille des transistors d'entrée.

L'arsenal de diodes et de résistances de l'étage de sortie (*e*) vise à prévenir l'injection de courant dans la grille des transistors de commutation du courant de sortie. Ainsi, la chute

de tension aux bornes de la résistance de 500 Ω réduit d'autant la chute de tension aux bornes de la diode de grille des transistors ***e1*** et ***e2***, ce qui diminue le courant qui y circule. De plus, la diode branchée en parallèle avec la grille de ces transistors a un seuil légèrement plus bas que celui de leurs diodes grille-source et absorbe donc la plus grande partie de l'injection de courant. Les quatre diodes branchées en sens inverse ne servent qu'à protéger cette diode de protection dont la tension de claquage n'est que de 3 volts.

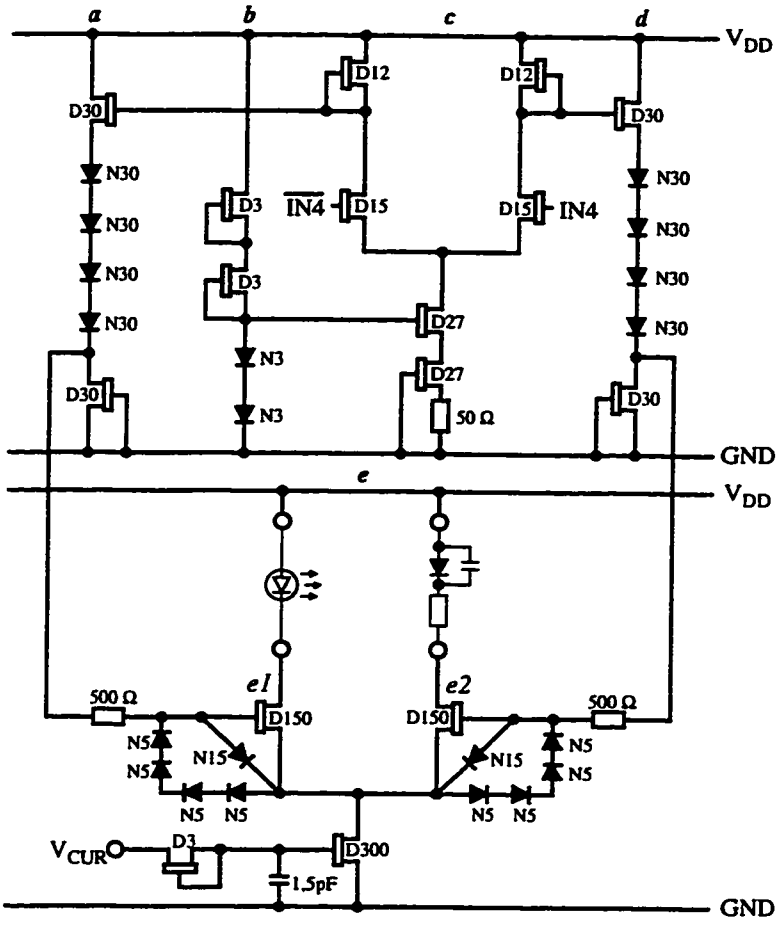


Figure 6.1: Circuit de modulation de diode laser en AsGa 0,6 μm

Les deux principaux éléments qui limitent la vitesse de transmission du circuit de modulation sont la résistance de sortie des transistors de l'étage de décalage de niveau et la résistance de 500 Ω, qui forment un filtre RC passe-bas avec la capacité de grille des transistors ***e1*** et ***e2***. Encore une fois, ce choix est avantageux du point de vue du système

puisqu'il permet d'éliminer le bruit à haute-fréquence tout en réduisant la consommation de puissance du circuit de modulation.

Comme dans le premier modulateur de diode laser, l'amplitude du courant de modulation peut être contrôlée par la tension V_{CUR}. Le transistor de taille minimale branché comme charge en série sur cette entrée prévient l'injection de courant dans grille du transistor ***e3*** tandis que la capacité de 1,5 pF stabilise sa tension de grille et par conséquent le courant de modulation.

6.3 Caractéristiques simulées

Les caractéristiques du circuit de modulation sont résumées dans le tableau 5.2:

Tableau 6.1 : Caractéristiques du circuit de modulation AsGa 0,6 µm (cas nominal)

Paramètre	Valeur
Débit	622 Mbit/s
Courant de modulation	jusqu'à 25 mA_{cc}
Fréquence de coupure (f_c)	518 MHz
Dissipation de puissance	150 mW
Gain de l'étage d'entrée	13,8 dB

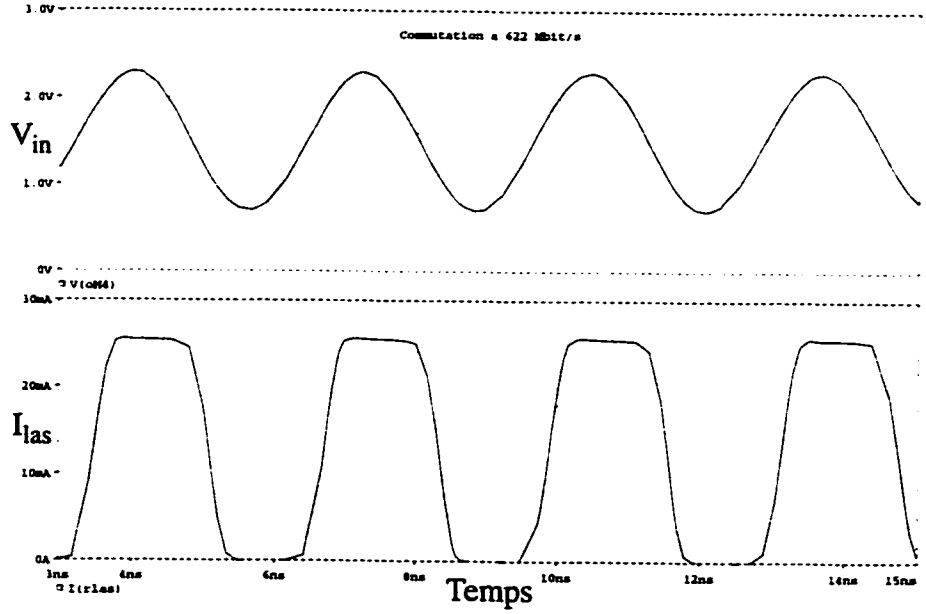


Figure 6.2: Modulation à 622 Mbit/s

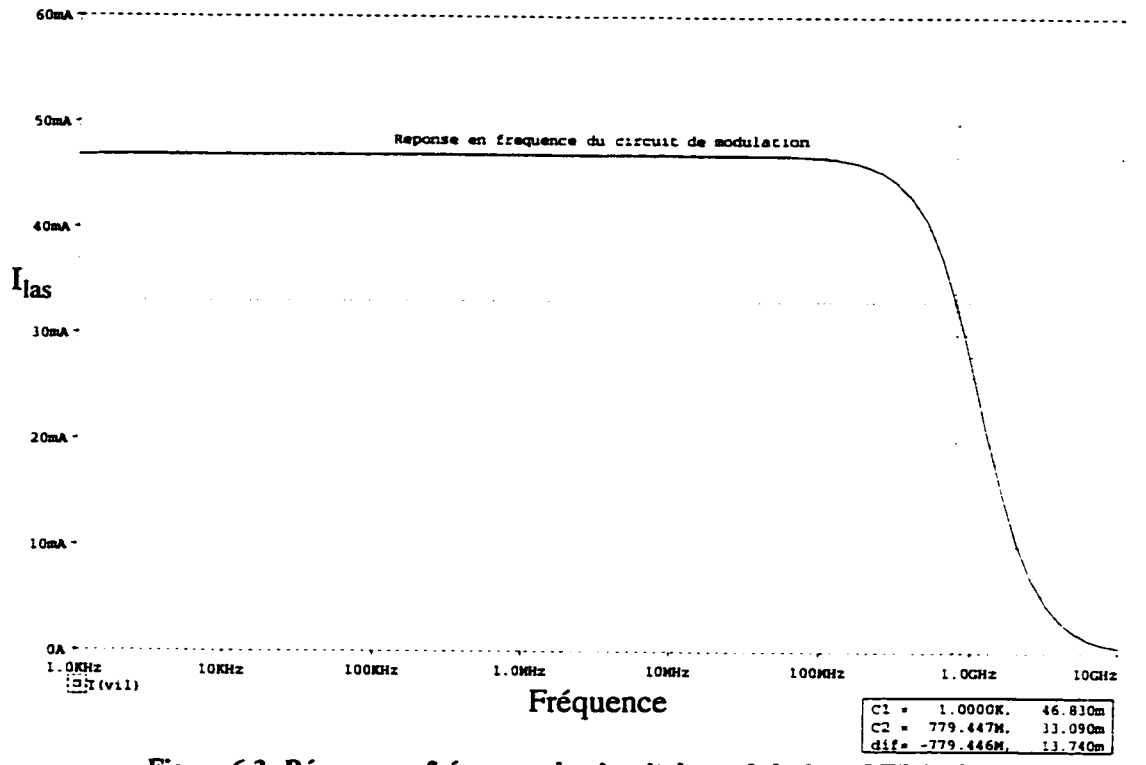


Figure 6.3: Réponse en fréquence du circuit de modulation (QED/A 2)

6.4 Test

La figure 6.4 montre la variation de l'amplitude des courants de sortie du circuit de modulation lorsqu'il est connecté à deux charges de 50 Ω. La modulation est commandée par une entrée différentielle triangulaire à 1 kHz.

Il ressort de ces mesures que le circuit de modulation fournit un courant d'environ 18 mA quand V_{CUR} = 0V, tel que prévu par les simulations. De plus, l'onde sur la sortie destinée à la charge passive a la même forme triangulaire que le signal d'entrée.

Par contre, le courant destiné à la diode laser est inférieur d'environ 20% à celui généré pour la charge passive, ce qui ne peut être expliqué facilement puisque le circuit est symétrique. Cette diminution d'amplitude est accompagnée d'un arrondissement des sommets du signal destiné à la diode laser, ainsi que d'un niveau de sortie moyen inférieur d'environ 200mV à l'autre, indiquant qu'un plus grand courant DC circule dans cette branche. À la limite, ces différences pourraient être attribuées à un phénomène de

backgating. Un seul exemplaire du circuit a été testé pour l'instant et il est nécessaire de répéter les mesures pour voir si ce comportement est systématique.

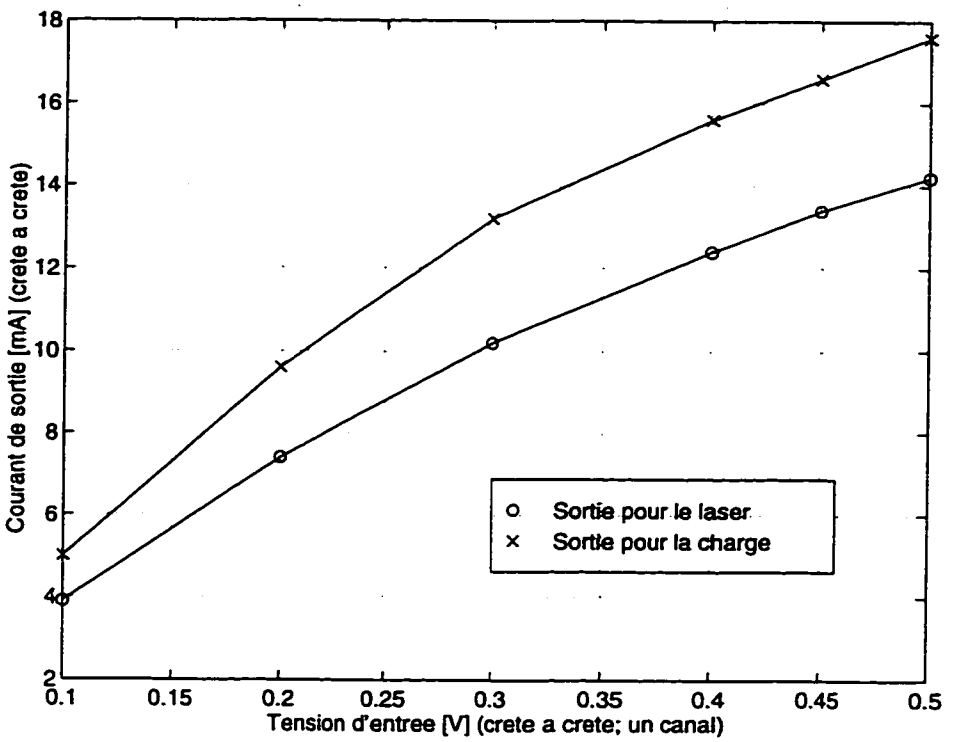


Figure 6.4: Réponse mesurée du circuit de modulation (QED/A 2)

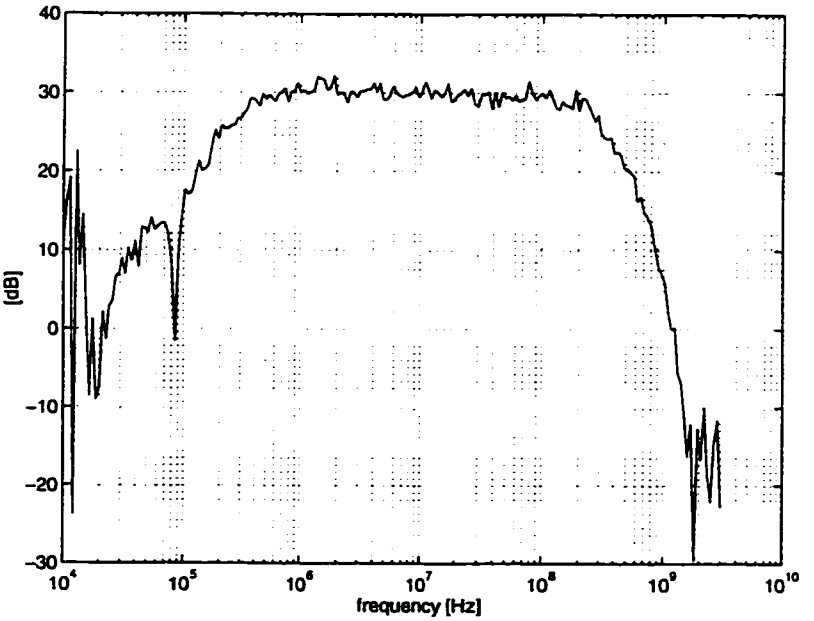


Figure 6.5: Réponse en fréquence mesurée de la matrice de commutateurs opto-électronique comprenant le circuit de modulation

La réponse en fréquence du circuit de modulation (Fig. 6.5) a été obtenue en testant le circuit de commutation opto-électronique complet à l'aide d'un analyseur de réseau. La fréquence de coupure d'environ 300 MHz est inférieure à celle prévue par les simulations. La coupure dans les basses-fréquences est causée par la présence d'un filtre passe-haut dans le circuit de réception.

6.5 Conclusion

Un deuxième circuit de modulation de diode laser a été conçu. Le débit que ce circuit peut atteindre a été limité afin d'améliorer les performances du système dans lequel il est utilisé. Encore une fois, le contrôle de l'injection de courant dans la grille des transistors constituait un objectif important.

CHAPITRE 7

MODULATEUR DE DIODE LASER DANS LA TECHNOLOGIE TQTRx

7.1 Introduction

Cette section poursuit le travail amorcé au chapitre 4 sur la réalisation de modulateurs de diode laser rapides en arséniure de gallium. Cette fois, l'emphase est placée sur l'atteinte de la vitesse de modulation maximale et sur l'impact des parasites externes (micro-soudures (*wirebonds*), circuit imprimé, ...), dans le contexte d'une intégration du modulateur dans le même emballage que la diode laser. Au niveau du circuit de contrôle de puissance, la solution recherchée doit idéalement offrir à la fois une bonne régularisation des puissances optiques moyenne et maximale tout en étant peu sensible à la température.

La figure 7.1 illustre un circuit de contrôle de puissance répondant à ces exigences. Il permet le contrôle de l'amplitude et de la valeur moyenne de la puissance optique pour un signal de données dont le rapport d'activité est de 1/2 (autant de "0" que de "1"). La puissance optique moyenne est régularisée à partir de la valeur moyenne du photocourant de la diode moniteur, tandis que l'amplitude de la puissance optique est contrôlée en comparant la valeur maximale du photocourant à une valeur de référence (après conversion en tension dans les deux cas). Cette approche est semblable à celle de Chen ([7]), qui a été analysée à la section 3.2.4.2.

Pour prendre en compte la valeur moyenne du signal de données, il serait nécessaire de régénérer ce signal à un niveau constant, indépendant de la fréquence d'opération et de la température. Afin de simplifier le problème, nous supposons donc un encodage des données offrant un rapport d'activité de 1/2 pour un échantillonnage très long.

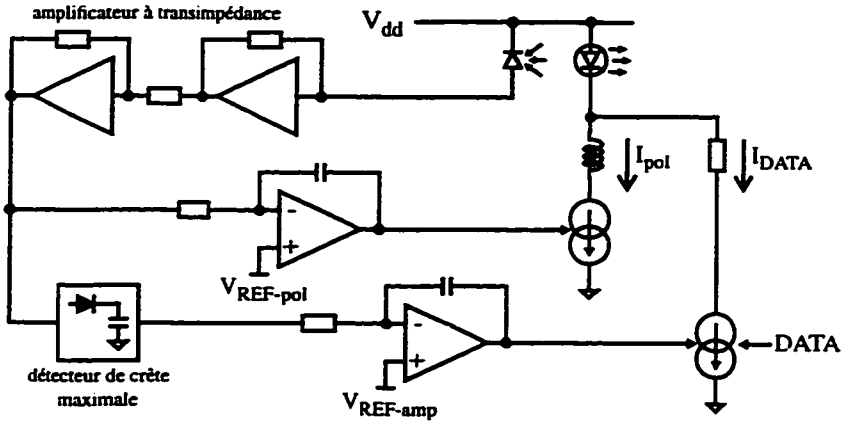


Figure 7.1: Modulateur de diode laser proposé pour la transmission à 2,5Gbits/s

Quatre éléments principaux sont nécessaires pour réaliser le modulateur de la Figure 7.1: un circuit de modulation rapide, un amplificateur à transimpédance, un détecteur de crête maximale et un intégrateur. À l'exception du circuit de modulation, tous ces éléments font partie du circuit de contrôle de puissance et doivent être le plus stable possible face aux changements de température, puisque tout décalage de la phototension mesurée a un effet important sur la régularisation de la puissance optique (équations (4.14) et (4.15)).

Les possibilités et les limites de l'AsGa pour la réalisation de ces éléments sont présentés dans les sections qui suivent, afin de parvenir à une conclusion sur la réalisation de modulateurs de diodes laser entièrement intégrés. Toutes les simulations sont effectuées avec la technologie 0,6µm TQTRx de TriQuint Semiconductors.

7.2 Circuit de modulation

Pour ce dernier circuit de modulation, l'objectif premier était de trouver une architecture robuste permettant d'atteindre un taux de modulation maximal dans la technologie TQTRx. Une modélisation plus précise des parasites affectant le circuit, un support complet des niveaux d'entrée ECL ou PECL et le contrôle de l'injection de courant dans les grilles des transistors ont donc été considérés. Les paramètres importants du circuit ont été vérifiés pour toutes variations du procédé et sur une plage de température s'étendant de -40°C à 110°C (standard industriel).

Le circuit de modulation (Figure 7.2) est composé de deux étages d'amplification et d'un étage de sortie, tous trois différentiels. Les deux premiers étages fournissent un gain de 4 (12 dB), ce qui permet de régénérer les signaux d'entrée ECL et PECL (Table 7.1) et assure l'ouverture et la fermeture complète des commutateurs de courant de l'étage de sortie.

Tableau 7.1 : Niveaux logiques ECL et PECL (à l'entrée)

Type de signal	Niveau	Minimum	Maximum
ECL (100K)	Haut	-1,15V	-0,87V
	Bas	-1,83V	-1,49V
PECL	Haut	V_{CC} - 1,2V	V_{CC} - 0,6V
	Bas	V_{CC} - 2V	V_{CC} - 1.4V

Afin d'augmenter la bande passante du circuit, les étages de gain (*a* et *f*) utilisent des résistances de charge plutôt que des transistors. Les capacités parasites associées aux résistances couche-mince (NiCr) sont beaucoup plus faibles que celles présentes dans les transistors et cette substitution double la bande passante des étages de gain. Les tailles des transistors de chacun des étages ont également été choisies pour présenter le meilleur compromis entre la vitesse et la dissipation de puissance.

Le circuit optimisé atteint un taux de modulation de 5 Gbits/s (Fig. 7.3). À cette fréquence, l'utilisation de lignes de transmission adaptées à 50 Ω est inévitable et chaque parasite peut causer des réflexions nuisibles. Des modèles pour les lignes de transmission, les micro-soudures (*wirebonds*) et la diode laser ont donc été utilisés. La ligne de transmission à 50 Ω est représentée par un modèle RLC dont les paramètres sont calculés pour un substrat de téflon (épaisseur: 508µm), tandis que les micro-soudures sont modélisées par une inductance d'environ 1nH/mm. Le modèle de la diode laser (Figure 7.2) combine une inductance représentant la micro-soudure, une capacité et une résistance correspondant aux parasites dominants du substrat et une diode de seuil égal à 1V ([56], [65], [18]). Les parasites de l'emballage ne sont pas inclus dans le modèle de la diode laser puisque nous supposons que le modulateur et le laser sont emballés ensemble et fixés sur le même substrat.

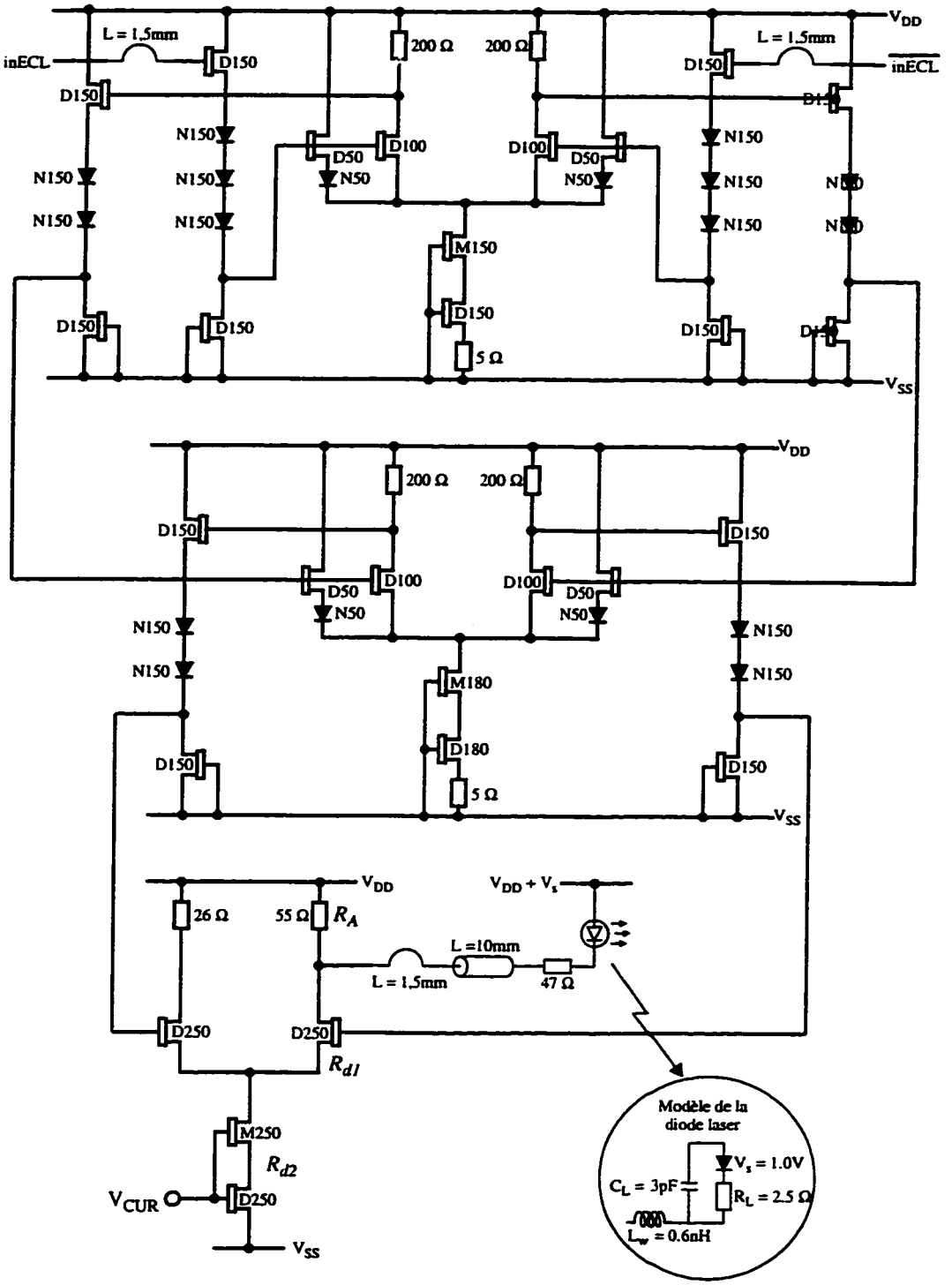


Figure 7.2: Circuit de modulation à 5 Gbits/s

La fréquence de modulation du courant dans la diode laser est principalement limitée par la constante RC de la résistance d'adaptation et des capacités parasites de la diode laser.

Ainsi, pour une capacitance parasite de 3pF et une adaptation à 50 Ω, le taux de modulation maximal est de 2,5 Gbits/s. Pour atteindre un taux de modulation plus élevé, il est nécessaire d'utiliser une diode laser présentant une plus faible capacitance parasite ou encore des composants et une ligne de transmission adaptées à 25 Ω. Ainsi, le diagramme d'oeil de la figure 7.3 illustrant la transmission à 5 Gbits/s ne peut être obtenu qu'en réduisant à 1 pF la capacitance parasite de la diode.

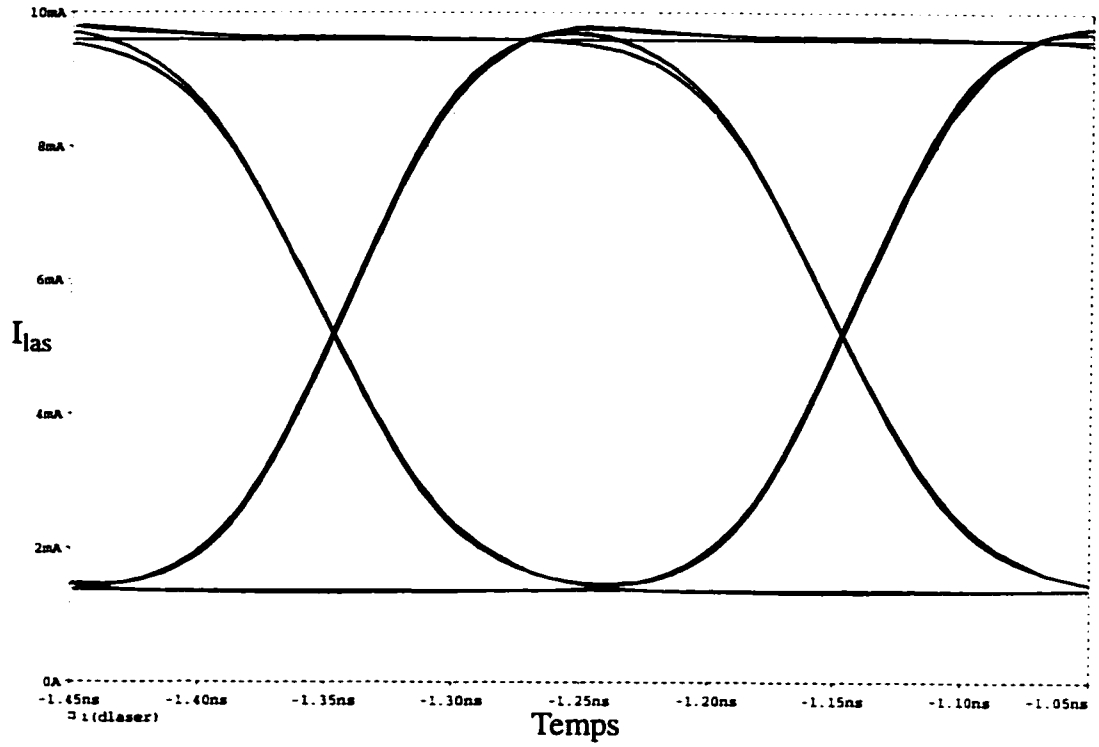


Figure 7.3: Diagramme de l'oeil simulé du courant fourni à la diode laser

L'étage de sortie du circuit de modulation est lui aussi adapté à 50 Ω pour prévenir les doubles réflexions. La résistance de sortie du circuit est donnée par (R_{d1}+R_{d2} // R_A); la somme des résistances dynamiques des transistors de sortie (R_{d1}+R_{d2}) étant de l'ordre de 500 Ω à 2,5 GHz (5 Gbits/s NRZ) dans le cas nominal, une résistance R_A de 55 Ω est choisie pour obtenir une résistance équivalente de 50 Ω. Une meilleure réduction des doubles réflexions est obtenue lorsque cette résistance d'adaptation est placée sur la puce. Une résistance de 26 Ω est insérée sur la branche de sortie complémentaire pour maintenir un courant constant dans la source de courant.

Les transistors les plus susceptibles de souffrir de l'injection de courant dans la grille sont les transistors d'entrée des étages différentiels. Lorsque le signal sur la grille de ces transistors atteint une grande amplitude, un des transistors est complètement bloqué tandis que l'autre conduit fortement. Lorsque la tension drain-source devient faible sur le transistor en conduction (région linéaire), deux phénomènes favorisent l'injection de courant dans la grille:

- Pour que la tension V_{GS} reste sous le seuil de conduction de la diode de grille, la tension de source du transistor d'entrée doit suivre sa tension de grille, ce qui ne peut se produire sans une augmentation du courant injecté dans la source de courant cascode.
- Paradoxalement, une augmentation du courant drain-source dans le transistor signifie que la chute de tension sur la résistance de charge doit également augmenter. La tension V_{DS} est alors réduite par l'accroissement combiné des différences de potentiel aux bornes de la résistance de charge et de la source de courant. Puisque le transistor se trouve dans la région linéaire, cette diminution de V_{DS} a un impact important sur le courant I_{DS}, qui n'augmente que très peu. À ce point, l'injection de courant dans la grille n'est plus contrôlée, puisque I_{DS} n'augmente plus suffisamment pour que V_S suive V_G. Plus encore, l'injection de courant dans la grille peut même faire augmenter V_S, causant une diminution de V_{DS} et une chute plus importante encore de I_{DS}.

Bien que l'utilisation d'une source de courant cascode réduise l'impact de l'injection de courant dans la grille des transistors, cette mesure n'est pas aussi efficace que dans le multiplexeur déjà présenté. Les simulations indiquent en effet que la bande passante des étages d'amplification diminue de façon significative quand la résistance dynamique des sources de courant augmente. Nous cherchons donc une solution permettant de limiter l'injection de courant dans les grilles tout en préservant la bande passante.

Puisque l'injection de courant dans les grilles des transistors est causée par la trop grande excursion du signal d'entrée, il est possible de l'éliminer en limitant l'amplitude de ce signal. C'est cette approche qui est illustrée à la figure 7.4(a), où les diodes restreignent la

différence de potentiel entre les niveaux haut et bas à 1.2V. Le principal problème avec cette approche est que la bande passante est réduite par les capacitances parasites des diodes, qui sont de plus affectées par l'effet Miller de multiplication de la capacitance entre deux noeuds dont les potentiels varient de manière opposée.

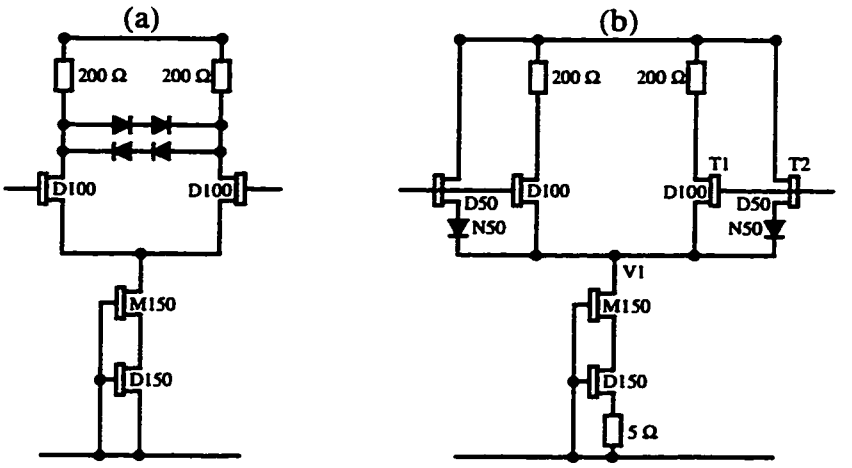


Figure 7.4: Techniques pour limiter l'injection de courant dans la grille des transistors d'entrée: (a) en limitant l'amplitude du signal de l'étage précédent, (b) en injectant du courant dans la source cascode quand la tension V_{GS} approche 0.6V

Comme nous l'avons vu précédemment, l'injection de courant est accentuée par l'impossibilité pour les transistors d'entrée d'augmenter leur courant drain-source lorsqu'ils sont amenés très bas dans leur région linéaire, ce qui fait que seul le courant injecté dans leur grille peut faire augmenter la différence de potentiel aux bornes de la source cascode. En ajoutant un second transistor D et une diode à chaque branche de l'étage différentiel (Fig. 7.4(b)), nous obtenons une structure de protection qui s'active lorsque la tension V_{GS} du transistor ***T1*** approche 0,6V. À ce point, la tension V_{GS} de ***T2*** est d'environ 0V et ce dernier laisse passer un courant important qui fait augmenter la tension ***V1*** et prévient l'ouverture de la diode de grille de ***T1***. Malgré la capacitance d'entrée du transistor ***T2***, cette structure offre une meilleure bande passante que l'utilisation d'une source cascode de plus grande résistance dynamique.

Une source de courant cascode est suffisante pour contrôler l'injection de courant dans l'étage de sortie, car les transistors qui commutent le courant ne sortent pas de la saturation lorsqu'ils sont en conduction.

Le circuit présenté à été conçu pour fonctionner avec un écart de 5 volts entre ses alimentations V_{DD} et V_{SS}. À cause de son seuil de conduction d'environ 1 volt (V_s), la diode laser doit être alimentée avec une tension proche de $V_{DD} + V_s$. En respectant cette condition, le courant de modulation fourni au laser est maximisé et le rapport d'activité du signal transmis est préservé.

Le tableau 7.2 résume les caractéristiques du circuit de modulation à 50 °C dans le cas technologique nominal. Le courant de modulation peut être augmenté en élargissant les transistors de l'étage de sortie ou en éliminant la résistance de terminaison interne. Dans le premier cas, les étages d'amplification doivent également être agrandis, ce qui accroît la dissipation de puissance, ou encore la bande passante doit être sacrifiée; dans le second cas, la qualité de la transmission à haute fréquence est compromise par les réflexions du signal entre le commutateur de courant et la diode laser.

Tableau 7.2 : Caractéristiques du circuit de modulation (procédé TQTRx)

Paramètre	Valeur
Gain des étages d'amplification	12 dB
Fréquence de coupure du courant de modulation (C_L = 1 pF)	3 GHz
Courant de modulation	
V_{CUR} = -0,5V	1 mA
V_{CUR} = 0V	8 mA
V_{CUR} = 0,5V	16 mA
Taux de modulation maximal	
C_L = 1 pF	5 Gbits/s
C_L = 3 pF	2,5 Gbits/s
Dissipation de puissance	650 mW
Variation du courant de modulation avec la température (V_{CUR} = 0V)	+13,9 µA/°C

7.3 Amplificateur à transimpédance

Jusqu'à présent, nous avons considéré que la conversion du courant de la photodiode moniteur était effectuée par une simple résistance (Fig. 7.5(a)). Cette solution est particulièrement intéressante pour le contrôle de la puissance moyenne, à cause de sa simplicité et de sa faible sensibilité à la température, mais elle devient inadéquate quand une bande passante plus élevée est requise pour effectuer le contrôle de l'amplitude de la puissance modulée.

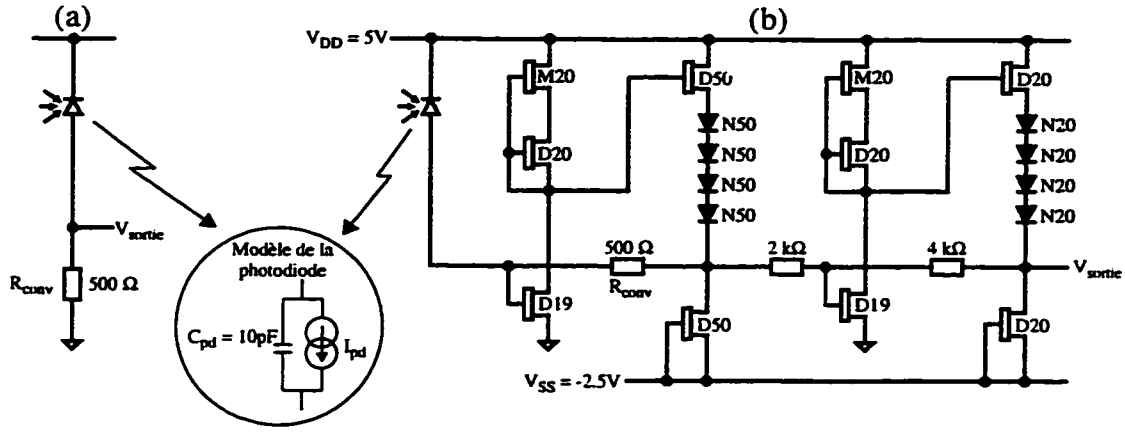


Figure 7.5: Schéma de l'amplificateur à transimpédance

L'amplificateur à transimpédance (Fig. 7.5(b)) offre une plus grande bande passante qu'une simple résistance de conversion, puisque sa résistance d'entrée vue par la photodiode est divisée par (1+A), où A est le gain en boucle ouverte de l'amplificateur. Ainsi, la fréquence de coupure du circuit de conversion simple est:

$$f_c = \frac{1}{R_{conv} C_{pd}} \tag{7.1}$$

Tandis que celle de l'amplificateur à transimpédance est, en première approximation,

$$f_c = \frac{1 + A}{R_{conv} (C_{pd} + C_{entree})} \tag{7.2}$$

où $C_{entrée}$ est la capacité d'entrée de l'amplificateur à transimpédance. La photodiode est modélisée par une source de courant I_{pd} et une capacité parasite C_{pd}; dans le circuit de la figure 7.5, la valeur de C_{pd} domine fortement sur celle de $C_{entrée}$. Une analyse plus complète de la fréquence de coupure d'un amplificateur à transimpédance en AsGa a été effectuée par Shih et al. (1996, [46]).

Le circuit de la figure 7.5(b) comporte deux parties: les deux premiers étages forment l'amplificateur à transimpédance, tandis que les deux étages suivants forment un amplificateur de tension ayant un gain proche de 2. Le deuxième étage d'amplification élimine l'inversion du signal introduite par l'amplificateur à transimpédance et permet de diminuer par deux la résistance de transimpédance R_{conv}, ce qui double la bande passante pour une même amplitude du signal de sortie.

Chacun des deux étages d'amplification est formé d'un inverseur simple et d'un étage de décalage de niveau. Un transistor de charge autopolarisé (Fig. 4.8) est utilisé pour augmenter le gain de l'inverseur. La taille du transistor d'entrée de l'inverseur est légèrement inférieure à celle du transistor de charge, afin d'équilibrer le courant qui circule dans l'étage et ainsi réduire la sensibilité à la température.

La résistance de conversion est choisie pour fournir une tension de sortie linéaire et suffisante, en considérant le courant maximal de la photodiode moniteur qui varie généralement de 0,1 mA à 1 mA.

Si l'amplificateur à transimpédance offre une grande bande passante, il est cependant plus sensible à la température qu'une résistance de conversion seule. Ainsi, les simulations du circuit à -40°C et 110°C dans le cas nominal indiquent des décalages du niveau de sortie (V_{sortie}) allant de 0,26mV à 16,5mV sur la plage des courants d'entrée (0 mA à 1 mA). Ces décalages sont sensibles au gain en boucle fermée du deuxième amplificateur et s'accentuent avec les variations du procédé de fabrication et les différences entre les caractéristiques de transistors de tailles identiques (*mismatch*).

À ces variations du niveau de sortie liées à la température s'ajoute un bruit total généré par l'amplificateur d'environ 1,5mV pour la plage de fréquence s'étendant jusqu'à 1 GHz. Ce bruit n'a cependant pas un très grand impact sur la correction de la puissance optique puisqu'il est presque totalement éliminé par les intégrateurs de faible bande passante qui régularisent les courants fournis à la diode laser (Fig. 7.1). Ainsi, le bruit total jusqu'à 1 kHz n'est que de 600 nV.

Les caractéristiques du préamplificateur à 50°C sont présentées dans le tableau 7.2:

Tableau 7.3 : Caractéristiques de l'amplificateur à transimpédance

Paramètre	Valeur
Gain en transimpédance	648 V/A
Fréquence de coupure (C_{pd} = 10 pF)	320 MHz
Dissipation de puissance	66 mW
Variation du niveau de sortie avec la température (I_{pd} = 0.5 mA)	+42 µV/°C

L'amplificateur à transimpédance a une bande passante suffisante pour offrir un signal de sortie de pleine amplitude à une fréquence de 50 MHz, ce qui correspond à une séquence de 25 bits identiques consécutifs pour une transmission à 2,5 Gbits/s. La bande passante peut facilement être augmentée aux dépends de l'amplification en utilisant une résistance de conversion plus faible; l'utilisation d'une photodiode moniteur de plus faible capacitance parasite accroît également la bande passante.

À cause de sa plus grande sensibilité à la température et de sa dissipation de puissance, l'amplificateur à transimpédance ne constitue pas une solution intéressante pour le seul contrôle de la puissance optique moyenne. Dans ce dernier cas, l'utilisation d'une simple résistance de conversion apparaît comme le meilleur choix.

7.4 Détecteur de crête

La régularisation de l'amplitude de la puissance optique émise demande la détection de la valeur maximale de la tension à la sortie de l'amplificateur à transimpédance. Si la correction de la puissance moyenne est effectuée plus rapidement que celle de l'amplitude

de modulation, la valeur moyenne de la tension de sortie de l'amplificateur à transimpédance est correcte au moment où la correction de l'amplitude de la puissance émise se termine. À ce moment, la valeur maximale de la tension de sortie de l'amplificateur à transimpédance est proportionnelle à l'amplitude de la puissance optique, c'est-à-dire à la différence entre la valeur maximale de la puissance émise et sa valeur moyenne qui est alors connue (puisque régularisée).

La valeur maximale de la sortie de l'amplificateur à transimpédance peut donc être directement utilisée pour régulariser l'amplitude de la puissance optique, à condition que cette régularisation soit plus lente que celle de la valeur moyenne, ce qui est facilement réalisé par l'ajustement des constantes de temps des intégrateurs.

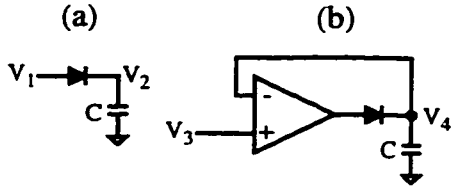


Figure 7.6: Détecteurs de crête

La figure 7.6 présente les deux architectures classiques de détecteurs de crête qui seront étudiées pour la mesure de la valeur maximale de la tension de sortie du préamplificateur. Dans la configuration la plus simple (Fig. 7.6(a)), la capacité C est chargée lorsque la différence de potentiel (V_1-V_2) dépasse le seuil de conduction de la diode (environ 0,6V). Lorsque cette différence de potentiel est inférieure au seuil de la diode, cette dernière ne conduit pas et la tension V_2 reste constante. La tension V_2 tendra donc vers la valeur maximale de V_1 moins le seuil de la diode (V_{seuil}).

Le fonctionnement du circuit 7.6(b) est semblable, mais la présence de l'amplificateur permet à V_4 d'atteindre une valeur égale à $max(V_3) - V_{seuil}/(1+A)$, où A est le gain en boucle ouverte de l'amplificateur. Ce circuit offre donc une meilleure précision que le détecteur de crête de base, mais sa vitesse est limitée par la bande passante de l'amplificateur opérationnel.

La simulation avec PSpice du circuit 7.6(a) en utilisant les diodes Schottky disponibles en AsGa fait ressortir un obstacle majeur à la réalisation de détecteurs de crête précis avec cette configuration. Les diodes n'étant pas idéales, elles laissent passer un courant I_{charge} lorsque la différence de potentiel (V_1-V_2) est inférieure à leur seuil. De plus, elles laissent aussi passer un courant I_{fuite} lorsqu'elles sont polarisées en inverse. Pour un signal de nature pseudo-aléatoire et de rapport d'activité 1/2, la valeur moyenne du maximum détecté V_2 est atteinte lorsque:

$$\frac{\overline{t_{charge}}\,\overline{I_{charge}}}{\overline{t_{fuite}}\,\overline{I_{fuite}}} = 1 \qquad (7.3)$$

où $\overline{t_{charge}}$ est le temps de charge moyen de la capacité C, $\overline{I_{charge}}$ est le courant de charge moyen, $\overline{t_{fuite}}$ et $\overline{I_{fuite}}$ sont respectivement les temps et courant de fuite moyens.

Le principal problème lié à ce comportement vient du fait que les courants de charge et de fuite ne varient pas en proportion quand la température change, ce qui entraîne un décalage de la tension maximale détectée (V_2). À titre indicatif, la tension V_2 change de 350mV vers 400mV lorsque la température de simulation passe de -40°C à 110°C, pour un signal d'entrée V_1 sinusoïdal centré sur 0V, de 0,5V d'amplitude et d'une fréquence de 50 Hz. Cette variation de 14% de la valeur maximale détectée compromet fortement la qualité du contrôle de l'amplitude de la puissance optique.

En plus d'affecter la réponse en température du détecteur de crête simple, le courant de décharge limite la séquence maximale de "0" qui peut être transmise sans causer une trop grande erreur sur la valeur du maximum détecté. Pour l'application qui nous intéresse, ce phénomène ne constitue pas un handicap majeur puisque les protocoles de transmission incluent généralement une séquence de "1" et de "0" dans l'en-tête qui précède les données. La régularisation de l'amplitude du courant de modulation doit également être

suffisamment lente pour que les changements de la valeur maximale détectée n'aient un impact notable que s'ils durent plusieurs milliers, voire millions, de périodes.

L'amplificateur opérationnel de la figure 7.6(b) réduit considérablement l'effet du seuil de la diode et de la variation en température de ce seuil sur la tension maximale détectée. La sensibilité à la température du maximum mesuré est alors principalement déterminée par le déplacement du décalage ramené à l'entrée de l'amplificateur (*input referred offset*). Par contre, la bande passante limitée de l'amplificateur opérationnel impose un nombre de bits identiques consécutifs pour que la valeur maximale puisse être acquise ou régénérée. Dans ce contexte, le courant de fuite peut avoir un effet non-négligeable, puisque la transmission d'une longue chaîne de bits à une fréquence effective supérieure à la fréquence de coupure de l'amplificateur en mode suiveur entraîne une décharge de la capacité C. Idéalement, la bande passante de l'amplificateur en mode suiveur doit être égale ou légèrement supérieure à celle de l'amplificateur à transimpédance et du même ordre de grandeur que la fréquence de transmission du signal. Cette large bande passante est d'autant plus difficile à obtenir que la capacité de compensation de l'amplificateur doit être suffisante pour prévenir les dépassements (*overshoots*) du signal amplifié, qui sont échantillonnés par la diode au même titre que la valeur maximale du signal d'entrée. Une marge de phase en boucle ouverte d'au moins 60° est nécessaire pour empêcher les dépassements à la sortie de l'amplificateur, ce qui exige une large capacité de compensation et limite la bande passante.

Finalement, un transistor D dont les drain et source sont reliés doit être utilisé comme diode pour le détecteur de crête de la figure 7.6(b) puisque la tension de claquage inverse des diodes standards est trop faible pour supporter les variations de potentiel à la sortie de l'amplificateur.

La détection de crête peut donc être réalisée de manière précise à partir d'un amplificateur opérationnel rapide, la précision de la mesure étant alors principalement limitée par la sensibilité à la température de ce dernier. La bande passante requise est liée au taux de

transmission des données et au courant de fuite de la diode, qui déterminent le temps de décharge de la capacité d'échantillonnage et la probabilité qu'une chaîne de "1" d'une durée suffisante apparaisse régulièrement.

7.5 Intégrateur

Pour compléter les boucles de contre-réaction qui contrôlent les courants de polarisation et de modulation, la fréquence correspondant au flot des données doit être éliminée et les valeurs moyenne et de crête de la puissance optique doivent être comparées avec des valeurs de référence. Il est possible d'effectuer efficacement ces deux opérations en utilisant des intégrateurs de constantes RC élevées (Fig. 7.7). Comme dans le premier circuit de contrôle de puissance (chapitre 4), la fréquence de coupure des intégrateurs doit être de l'ordre de quelques centaines de hertz, afin de prévenir toute influence du flot des données sur la régularisation de la puissance optique. Comme nous l'avons vu précédemment (section 7.4), une réponse plus rapide est requise pour le contrôle de la puissance moyenne que pour celui de l'amplitude de modulation.

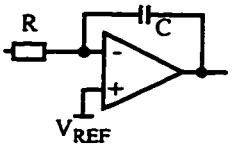


Figure 7.7: Intégrateur

L'amplificateur opérationnel est sans nul doute l'élément central de l'intégrateur. Celui qui est présenté dans la prochaine section n'est décrit que sommairement, puisqu'une étude détaillée de la conception d'amplificateur en AsGa pourrait constituer un autre sujet de maîtrise.

Les deux principales qualités que doit posséder l'amplificateur opérationnel sont une faible sensibilité à la température du décalage de tension à l'entrée (*input offset voltage*) et un gain élevé pour assurer la qualité de la régularisation. La valeur absolue du décalage de tension à l'entrée est peu importante puisqu'il est inclut dans la tension de référence,

laquelle doit être fixée pour chaque diode laser. De même, le taux de rejet en mode commun n'a que peu d'impact puisque le mode commun est fixe et égal à la tension de référence. Finalement, le taux de montée et la bande passante sont des facteurs pratiquement négligeables devant la constante de temps très élevée de l'intégrateur qui force une réponse lente.

7.6 Amplificateur opérationnel

L'amplificateur présenté ici est basé sur la combinaison d'architectures NMOS ([58]) et AsGa ([43]). Sa faible sensibilité aux variations de la température ainsi que sa grande bande passante le rendent applicable tant à l'intégrateur qu'au détecteur de crête. Il serait également intéressant d'évaluer ses performances dans une configuration d'amplificateur à transimpédance.

Plusieurs techniques ([24] à [43]) ont été développées pour compenser le faible gain intrinsèque lié à la basse impédance de sortie des transistors AsGa. Cependant, dans la plupart des cas ([24] à [68]), l'accent à été mis sur la bande passante et les caractéristiques essentielles d'un bon amplificateur opérationnel d'utilité générale ont été négligées, voire ignorées. Scheinberg (1987, [43]) propose un amplificateur opérationnel dont le gain (60 dB) et la sensibilité du décalage de la tension d'entrée aux variations de température (30 $\mu V/^oC$, soit 4,5mV de -40°C à 110°C) sont adéquats pour la régularisation de la puissance optique des diodes laser.

L'amplificateur opérationnel illustré à la figure 7.8 possède une bande passante proche de celle des circuits précédemment cités ([24] à [68]) et emploie une boucle de rétroaction dans le premier étage pour réduire fortement le décalage de tension à l'entrée. Cette contre-réaction le rend également très peu sensible aux variations de la température et du procédé de fabrication et garantit un bon taux de rejet en mode commun.

La stabilisation de la tension au noeud (1) est effectuée en ajustant le courant dans l'étage différentiel à partir de la valeur moyenne de ses tensions de sortie. Les variations de la

tension dans l'étage de décalage de niveau sont également compensées, puisqu'un étage de décalage identique est utilisé pour charger la grille du transistor source de courant du premier étage. Les fluctuations indésirables de la tension au noeud (1) sont ainsi réduites d'un facteur approximativement égal à $3/(g_{m_{T5}} g_{m_{T1}} R_{DS_{T2}} R_{DS_{T1}})$. La tension au noeud (1) suit alors la tension au noeud (2), ce qui assure une polarisation grille-source constante pour le transistor T_3 et stabilise la sortie de l'amplificateur.

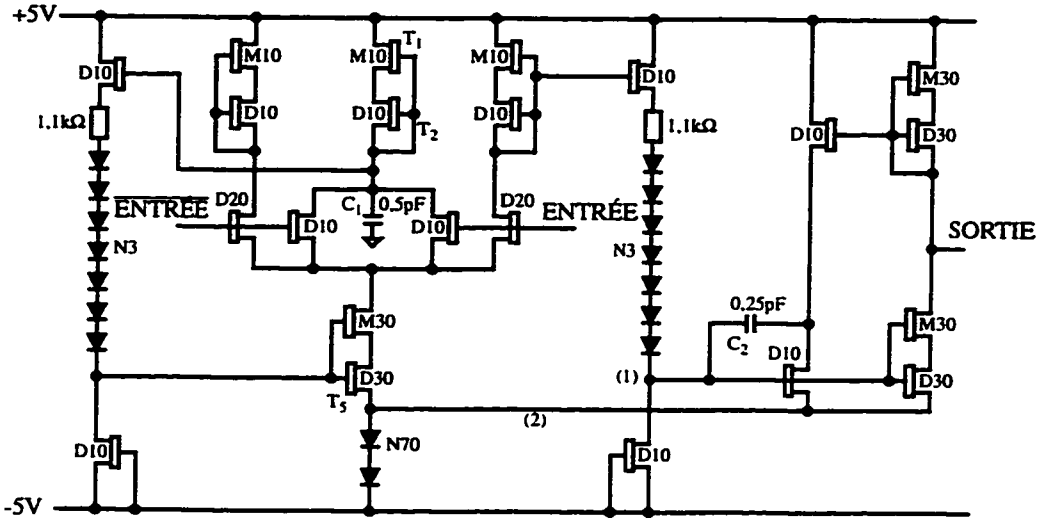


Figure 7.8: Amplificateur opérationnel pour l'intégrateur et le détecteur de crête

La boucle de rétroaction du premier étage introduit un zéro près de 2,8 GHz, ce qui compromet la stabilité de l'amplificateur. La capacitance C_1 ajoute un pôle qui réduit partiellement l'effet de ce zéro tout en conservant une partie de l'avance de phase qu'il introduit. La stabilité de l'amplificateur opérationnel est alors garantie par une capacitance C_2 de faible valeur (0,13 pF), ce qui permet d'obtenir un bon taux de montée. Les caractéristiques de l'amplificateur sont résumées dans le tableau 7.4.

Tableau 7.4 : Caractéristiques simulées de l'amplificateur opérationnel (cas nominal)

Paramètre	Valeur
Gain en boucle ouverte	50 dB
Fréquence de transition	2,35 GHz
Marge de phase	$61,5^{o}$
Taux de montée	1200 V/µs

Tableau 7.4 : Caractéristiques simulées de l'amplificateur opérationnel (cas nominal)

Paramètre	Valeur
Décalage de tension à l'entrée	-106 µV
Sensibilité à la température du décalage de tension à l'entrée	-820 nV/°C
Plage de tension en sortie	-3,2V à 5V
Taux de rejet en mode commun	56 dB
Taux de rejet des alimentations	51 dB
Dissipation de puissance	67 mW

Cet amplificateur ne constitue qu'une première ébauche et plusieurs modifications seront explorées dans l'avenir pour l'améliorer. L'impact des diverses techniques permettant d'accroître le gain ([24] à [43]) sera notamment étudié.

7.7 Source de courant pour la polarisation du laser

Le signal de sortie de l'intégrateur contrôle une source de courant, qui peut être réalisée à l'aide d'un simple transistor. L'utilisation d'une configuration cascode ou d'un transistor auto-polarisé permet toutefois de mieux stabiliser le courant fourni en augmentant la résistance dynamique du transistor. L'emploi d'une inductance et d'un réseau RC pour le découplage du courant de polarisation isole la source de courant des oscillations à haute-fréquence liées au flot des données et élimine d'éventuelles oscillations dans la boucle de contre-réaction (Svacek, [53]). Ces éléments de grande valeur ne peuvent évidemment pas être implantés sur la puce.

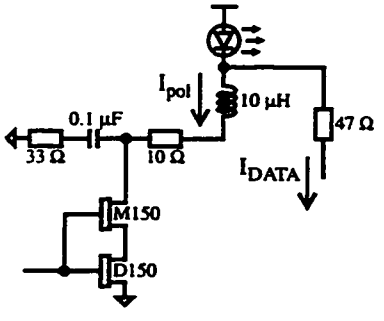


Figure 7.9: Source pour le courant de polarisation du laser

7.8 Conclusion

Cette dernière étude sur la réalisation d'un modulateur de diode laser complet en AsGa souligne les limites de la technologie retenue. Tout d'abord, il ressort clairement qu'un taux de modulation de 5 Gbits/s peut être atteint tout en assurant la régénération complète d'un signal d'entrée ECL ou PECL. Si cette régénération n'est pas prise en compte ou que la puissance dissipée n'a qu'une faible importance, ce qui est le cas dans la majorité des articles, ce taux de modulation peut encore être augmenté.

Du côté de la régularisation de la puissance optique, tous les composants actifs nécessaires à un bon contrôle de la puissance moyenne peuvent être fabriqués sur un même circuit intégré. Par contre, le contrôle de l'amplitude de modulation peut s'avérer impossible pour des taux de transmission très élevés, typiquement au delà de 1 Gbit/s, puisque l'amplificateur qui assure la qualité de la détection de crête a une bande passante limitée. De plus, la régularisation de l'amplitude de la puissance optique demande l'emploi d'un amplificateur à transimpédance, dont la sensibilité à la température réduit la qualité du contrôle de la puissance moyenne. Cette considération est particulièrement importante si le modulateur doit être emballé dans le même boîtier que la diode laser, puisqu'il subit alors les mêmes variations de température. La régularisation de l'amplitude de la puissance émise n'est donc intéressante que si les variations de température affectent plus le gain de la diode laser que la tension de sortie de l'amplificateur à transimpédance.

Aucun des circuits décrits dans ce chapitre n'a encore été fabriqué. La conception d'un amplificateur peu sensible à la température, circuit critique pour le contrôle de la puissance optique, est bien amorcée et les premiers résultats de simulation sont très positifs. Une fois ce dernier élément complété, la fabrication d'un modulateur de diode laser complet pourra être envisagée.

CHAPITRE 8

CONCLUSION

Amorcée dans le cadre d'un projet de conception de circuits en arséniure de gallium pour la réalisation d'une matrice de commutateurs optiques, cette recherche a été principalement axée vers la conception de modulateurs de diodes laser quasi monolithiques. Elle combine ainsi les travaux sur les méthodes de régularisation de la puissance optique, publiés à la fin des années 70, et les travaux qui se poursuivent toujours sur la réalisation de circuits de modulation de diode laser à très haute vitesse.

Cette étude sur les possibilités d'intégration d'un circuit de contrôle de puissance et d'un circuit de modulation performants constitue, à la connaissance de l'auteur, une première dans la technologie AsGa. De fait, seuls deux autres cas d'intégration complète d'un modulateur de diode laser ont été trouvés: un dans une technologie bipolaire silicium et l'autre en BiCMOS. La modélisation des parasites externes et une bonne compatibilité avec les standards ECL et PECL a également été prise en compte pour assurer la robustesse des circuits.

Si la régularisation de la puissance optique est une partie importante du modulateur de diode laser, elle n'est pas applicable aux VCSELs (*Vertical Cavity Surface Emitting Lasers*) qui ne possèdent pas de photodiodes moniteurs. Pour ces diodes, qui émettent sur la plage de 650 nm à 800 nm et sont peu onéreuses, un modulateur suiveur de tension (section 3.2.1.3) pourrait s'avérer un meilleur choix que le commutateur de courant différentiel, puisqu'il fournit à la fois les courants de seuil et de modulation. Cette possibilité apparaît particulièrement intéressante pour un système de commutation intégré fonctionnant à des taux de transmission modérés (jusqu'à 800 Mbit/s environ), puisque les diodes peuvent alors être opérées avec un courant de polarisation inférieur à leur seuil sans trop affecter la qualité de la transmission. C'est donc un sujet à considérer dans une prochaine étude.

Au niveau de la conception, l'impact sur la régularisation de la puissance optique du bruit important qui est présent à basse fréquence dans les circuit AsGa mériterait certainement une attention plus poussée. De plus, les effets d'hystérésis (*self-backgating*) qui sont également le lot des transistors AsGa MESFET à basse fréquence ajoutent une incertitude supplémentaire sur la qualité de cette régularisation. Ces effets sont toutefois particulièrement difficiles à analyser et relativement peu documentés et la meilleure solution pour les étudier réside probablement dans le test de circuits fabriqués.

Nonobstant ces deux réserves, il ressort que la technologie AsGa MESFET est particulièrement bien adaptée à la réalisation de circuits de modulation à haute fréquence. Un circuit a ainsi été fabriqué et testé avec succès, tandis que les simulations d'un second circuit indiquent qu'il est possible d'atteindre un taux de transmission de 5 Gbits/s avec une pleine régénération du signal PECL d'entrée.

Pour la conception de circuits de contrôle de puissance, l'AsGa ne constitue certes pas la technologie idéale mais peut offrir des performances adéquates pour un modulateur entièrement intégré. Les diodes PIN étant relativement peu sensibles à la température, les plus grandes erreurs dans la régularisation sont introduites par le circuit de conversion du photocourant et les amplificateurs opérationnels nécessaires au détecteur de crête et aux intégrateurs. Ces sources d'imprécisions peuvent cependant être maintenues à des niveaux acceptables et il serait intéressant de fabriquer un circuit de contrôle de puissance en AsGa pour en vérifier les performances. Si plusieurs modulateurs doivent être intégrés sur une même puce, la meilleure solution consiste à ne régulariser que la puissance optique moyenne afin de réduire la surface et la dissipation de puissance. Pour des modulateurs à très haute fréquence ne comportant qu'une seule diode, qui sont le plus souvent utilisés pour les transmissions sur de longues distances, le contrôle additionnel de l'amplitude de la puissance optique présente un attrait important. La possibilité d'implanter ce contrôle dépend alors de la bande passante de l'amplificateur utilisé dans le détecteur de crête ainsi que de celle de l'amplificateur à transimpédance. Dans tous les cas, l'intégration totale

n'est pas possible à cause de la valeur importante des capacitances d'intégration qui doivent demeurer externes à la puce.

Si les articles abondent au sujet des circuits de modulation, il est étonnant que constater que la plupart des compagnies ne les offrent que dans des modules où ils sont intégrés avec une diode laser. Les circuits de contrôle de puissance commerciaux sont également très rares, l'auteur n'ayant trouvé que deux références incomplètes à des circuits de régularisation de la puissance optique moyenne. Le marché des modulateurs de diodes laser semble donc loin d'être saturé, ce qui rend plus intéressant encore la soumission et le test des derniers circuits proposés.

CHAPITRE 9

BIBLIOGRAPHIE

[1] ALBANESE, A. (1977), Automatic bias control (ABC) for injection lasers, Optical Fiber Transmission II (digests), Optical Society of America, WB5-1 - WB5-4.

[2] ALBANESE, A. (1978), Automatic bias control (ABC) circuit for injection lasers, The Bell System Technical Journal, 57, 1533-1544.

[3] BANU, M. et al. (1991), 10 Gbit/s bipolar laser driver, Electronics Letters, 27, 278-280.

[4] BERROTH, M., HURM, V., LANG, M., LUGWIG, M., NOWOTNY, U., WANG, Z.-G., WENNEKERS, P., HULSMANN, A., KAUFEL, G., KOHLER, K., RAYNOR, B., SCHNEIDER, J. (1992), 10-20 Gbit/s GaAs/AlGaAs HEMT ICs for High Speed Data Links, GaAs IC Symposium, 291-294.

[5] BHATTACHARYA, P. (1994), Semiconductor Optoelectronic Devices, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 535 pages.

[6] BYRNE, D. M. (1992), Accurate simulation of multifrequency semiconductor laser dynamics under gigabit-per-second modulation, Journal of Lightwave Technology, 10, 1086-1096.

[7] CHEN, F. S. (1980), Simultaneous feedback control of bias and modulation currents for injection lasers, Electronics Letters, 16, 7-8.

[8] CHEN, F. S., BOSCH, F. (1986), 4 Gbit/s GaAs MESFET laser-driver IC, Electronics Letters, 22, 932-933.

[9] CHEN, F. S., BOSCH, F. (1988), GaAs MESFET laser-driver IC for 1.7 Gbit/s lightwave transmitter, Journal of Lightwave Technology, 6, 475-479.

[10] DERKSEN, R. H., WERNZ, H. (1993), Silicon bipolar laser driving IC for 5 Gb/s and 45-mA modulation current and its application in a demonstrator system, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 28, 824-828.

[11] ETTENBERG, M., PATTERSON, D. R., DENLINGER, E. J. (1979), A Temperature-compensated laser module for optical communications, RCA Review, 40, 103-114.

[12] FENG, S., SAUERER, J., SEITZER, D. (1994), High gain operational amplifier implemented in 0,5 µm GaAs E/D HEMT technology, Electronics Letters, 30, 636-637.

[13] GRAY, P. R., MEYER, R. G. (1993), Analysis and design of analog integrated circuits, John Wiley & Sons, New York, 792 pages.

[14] GROSS, S. (1987), Precision laser driver circuit extends ODTR applications, Laser Focus, 142-147.

[15] GRUBER, J., MARTEN, P., PETSCHACHER, R., RUSSER, P. (1978), Electronic circuits for high bit rate digital fiber optic communication systems, IEEE Transactions on Communications, COM-26, 1088-1098.

[16] HARROLD, S.J. (1993), An Introduction to GaAs IC Design, Prentice Hall, Trowbridge, 172 pages.

[17] HAUENSCHILD, J. et al. (1991), Silicon bipolar chipset with maximum data rate from 10 to 23 Gbit/s for optical communications, Electronics Letters, 27, 2383-2385.

[18] HAYASHI, T., KATSURA, K., TSUNETSUGU, H. (1994), New hybrid integrated laser diode-drivers using microsolder bump bonding: SPICE simulation of high-speed modulation characteristics, Journal of Lightwave Technology, 12, 1963-1970.

[19] HORNUNG, J., WANG, Z.-G., BRONNER, W., OLANDER, E., KOHLER, K., GANSER, P., RAYNOR, B., BENZ, W., LUDWIG, M. (1993), 7.4 Gbit/s monolithically integrated GaAs/AlGaAs laser diode-laser driver structure, Electronics Letters, 29, 1694-1696.

[20] HOWES, M. J., MORGAN, D. V., éditeurs (1980), Optical Fibre Communications: Devices, Circuits, and Systems, John Wiley & Sons, Norwich, 304 pages.

[21] IDA, M., KATO, N., TAKADA, T. (1989), A 4-Gbit/s GaAs 16:1 multiplexer / 1:16 demultiplexer LSI chip, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 24, 928-932.

[22] KEISER, G. (1983), Optical Fiber Communications, McGraw-Hill, New York, 318 pages.

[23] KOTERA, N. et al. (1987), Laser driver and receiver amplifiers for 2.4 Gb/s optical transmission using WSi-gate GaAs MESFET's, GaAs IC Symposium, 103-106.

[24] LARSON, L. E., CHOU, C.-S., DELANEY, M. J. (1989), An ultrahigh-speed GaAs MESFET operational amplifier, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 24, 1523-1528.

[25] LEE, M., FORBES, L., HALLEN, T. (1990), Design of a GaAs operational amplifier using a self-backgating MESFET model including deep-level trap effects, IEEE Symposium on Circuits and Systems, 2287-2290.

[26] MILMAN, J., GRABEL, A. (1988), Micro-électronique, McGraw-Hill, Paris, 1003 pages.

[27] MINASIAN, R. A. (1987), Optimum design of a 4-Gbit/s GaAs MESFET optical preamplifier, Journal of Lightwave Technology, 5, 373-379.

[28] MIYAMOTO, Y., HAGIMOTO, K., OHHATA, M., KAGAWA, T., TSUZUKI, N., TSUNETSUGU, H., NISHI, I. (1994), 10-Gb/s strained MQW DFB-LD transmitter

module and superlattice APD receiver module using GaAs MESFET IC's, Journal of Lightwave Technology, 12, 332-342.

[29] MONTGOMERY, R. K. et al. (1991), 10 Gbit/s AlGaAs/GaAs HBT driver IC for lasers or lightwave modulators, Electronics Letters, 27, 1827-1829.

[30] NAKANO, H., UOMI, K., YAMASHITA, K. (1990), Hybrid-integrated laser/driver module for 10 Gbit/s optical fibre transmission, Electronics Letters, 26, 145-147.

[31] NORRIS, B. éditeur (1976), Digital integrated circuits and operational amplifiers and optoelectronic circuit design, McGraw-Hill, New York, 206 pages.

[32] OLGAARD, C. (1994), A Laser control chip combining a power regulator and a 622 MBits/s modulator, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 29, 947-951.

[33] PEDROTTI, K. D., ZUCCA, F., ZAMPARDI, P. J., NARY, K., BECCUE, S. M., RUNGE, K., MEEKER, D., PENNY, J., WANG, K. C. (1995), HBT transmitter and data regenerator arrays for WDM optical communications application, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 30, 1141-1144.

[34] REIN, H. M. (1988), Multi-gigabit-per-second silicon bipolar IC's for future optical-fiber transmission systems, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 23, 664-675.

[35] REIN, H.-M., BERTAGNOLLI, E., FELDER, A., SCHMIDT, L. (1992), Silicon bipolar laser and line driver IC with symmetrical output pulse shape operating up to 12 Gbit/s, Electronics Letters, 28, 1295-1296.

[36] REIN, H.-M., SCHMID, R., WEGER, P., SMITH, T., HERZOG, T., LACHNER, R. (1994), A Versatile Si-bipolar driver circuit with high output voltage swing for external and direct laser modulation in 10 Gb/s optical-fiber links, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 29, 1014-1020.

NOTE TO USERS

Page(s) not included in the original manuscript and are unavailable from the author or university. The manuscript was microfilmed as received.

87,88,89

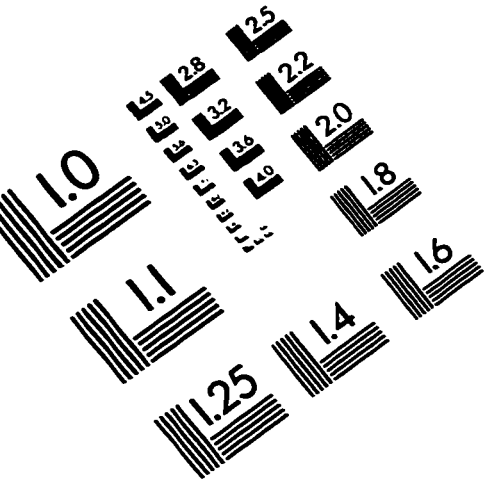
This reproduction is the best copy available.

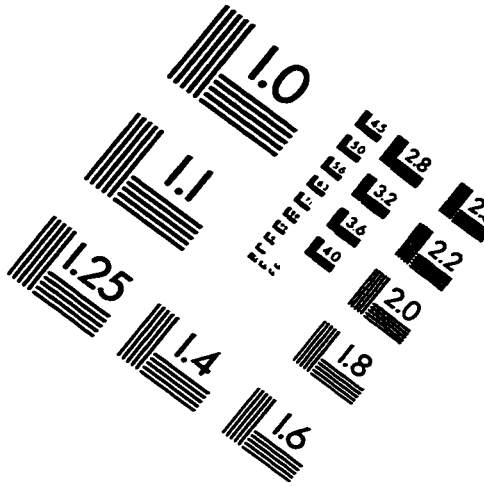
UMI

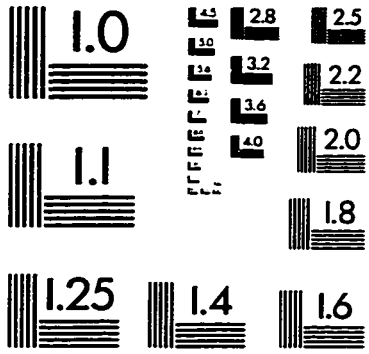
[68] XIAO, S., SALAMA, A. T. (1993), Voltage gain enhancement by conductance cancellation in GaAs MESFET opamps, IEEE Symposium on Circuits and Systems, 1073-1076.

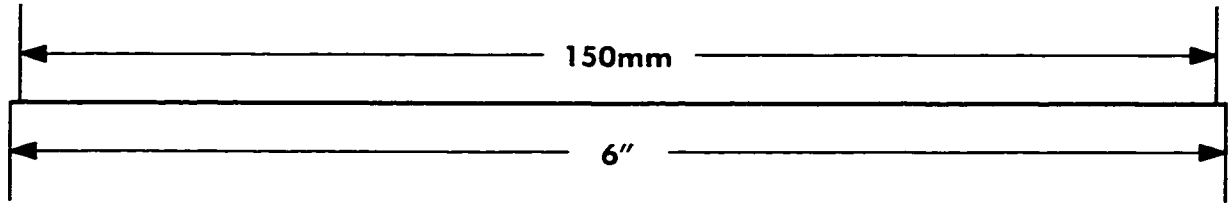
[69] YAMASHITA, K., NAKATA, M., KAMOGAWA, N., YUMOTO, O., KODERA, H. (1994), Compact same size 52 and 156 Mb/s SDH optical transceiver modules, Journal of LightwaveTechnology, 12, 1607-1615.

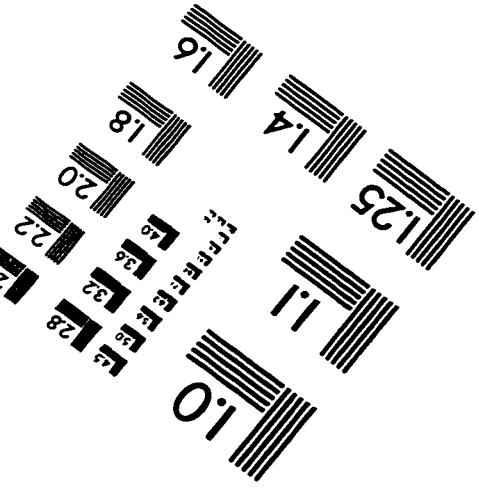
IMAGE EVALUATION
TEST TARGET (QA-3)

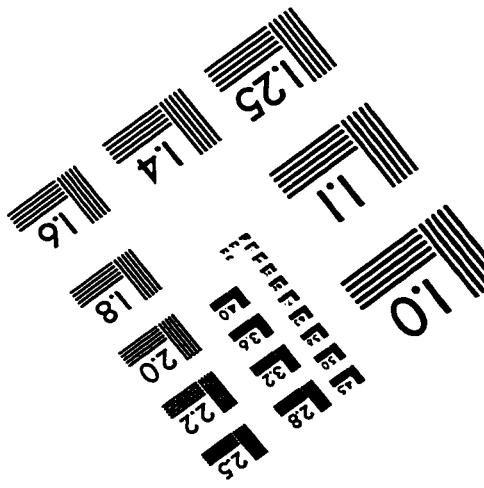












APPLIED IMAGE, Inc
1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved