



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université de Badji Mokhtar-ANNABA-
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electronique

MEMOIRE
Présenté pour l'obtention du Diplôme de
MAGISTER EN ELECTRONIQUE
OPTION: Télécommunications

Par:

HANNACHI Chaouki

Thème

**Caractérisation de la réponse d'un Laser de
télécommunication à une rampe de commande en
température**

Dirigée par Monsieur: **DOGHMANE Noureddine**

Année:2007/2008

Remerciements

*Ce mémoire de Magister est le résultat de deux années de travail, dont la première partie a été effectuée au sein du Groupe d'optoélectronique et systèmes de Télécommunications optiques de LEMI (Laboratoire d'Electronique, Microtechnologie et Instrumentation) à l'université de Rouen. Pour cela, je remercie Monsieur **Mohamed Ketata**, directeur du laboratoire, de m'avoir accueilli dans ses locaux. Je souhaite tout particulièrement exprimer ma reconnaissance au responsable de stage, Monsieur **Olivier Latory**, Professeur à IUT de Rouen, pour la confiance qu'il m'a témoignée en m'accueillant au sein de son équipe.*

*La deuxième partie a été validée au sein de département d'électronique à l'université de BADJI MOKHTAR à Annaba, je tiens à remercier vivement Monsieur **Messadek Djemil**, le chef de département d'électronique d'avoir accordé ma demande de validation pour obtenir le grade de Magister.*

*Je remercie également très sincèrement Monsieur **Doghmane Noureddine**, rapporteur de ce travail, pour la confiance qu'il m'a accordé et ses conseils et sa disponibilité qui ont largement contribué au bon déroulement de ce travail.*

A Monsieur le président et à messieurs les membres du jury, pour l'honneur qu'ils m'ont fait, en acceptant d'évaluer mon travail.

Je termine ici en dédiant ce mémoire à mes parents, qui m'ont donné le goût des études et offert un soutien sans faille.

À Tous Merci

Listes des figures

Chapitre I

- Figure I.1:** Synoptique général d'un système de communications par fibre optique.
- Figure I.2:** Fibre optique à saut d'indice: Constitution et profil d'indice.
- Figure I.3:** Exemples de caractéristiques de quelques fibres optiques de transmission.
- Figure I.4:** Dispersion matériau dans la silice pure en fonction de la longueur d'onde.
- Figure I.5:** Courbes de dispersion de quelques fibres optiques.
- Figure I.6:** Décalage temporel entre les composantes orthogonales du signal optique dû à une biréfringence aléatoire de la PMD.
- Figure I.7:** principe de fonctionnement d'un Laser.
- Figure I.8:** Absorption et émission de lumière dans un semi-conducteur.
- Figure I.9:** Principe d'un LASER à semi-conducteur.
- Figure I.10:** Principe d'un LASER Fabry-Pérot.
- Figure I.11:** Transmissivité spectrale pour un étalon Fabry-Pérot Idéal ($R = 80\%$, $FSR = 50.0$ GHz, $\Delta\nu$ FWHM= 3.57 GHz, Finesse = 14).
- Figure I.12:** principe de la réflexion répartie.
- Figure I.13:** Principe d'un LASER DFB (Distributed FeedBack).
- Figure I.14:** Diode LASER à base de Semi-conducteur.
- Figure I.15:** Caractéristique **P/I** (Puissance émise / Courant injecte") d'une diode Laser.
- Figure I.16:** Réponse temporelle d'une diode Laser à un échelon de courant supérieur au Courant de seuil.
- Figure I.17:** Réponse fréquentielle d'une diode Laser en petits signaux.
- Figure I.18:** Réglage de la longueur d'onde d'une diode Laser par la température.

Chapitre II

- Figure II.1:** Schéma simplifié du réflectomètre dans le domaine temporel (OTDR).
- Figure II.2:** Schéma simplifié du réflectomètre dans le domaine fréquentiel (OFDR).
- Figure II.3:** la caractéristique de la longueur d'onde en fonction de la température.
- Figure II.4 (A):** variation de fréquence en fonction de la température pour une gamme de l'ordre de 3.10^4 C°.

Figure II.4 (B) : variation de fréquence en fonction de la température pour une gamme de 22,5 à 24,5 C°.

Figure II.5: variation de la fréquence en fonction du temps Pour ($\Delta t=12s$).

Figure II.6 (C): caractéristique de température dans le domaine temporel. La variation du temps est de l'ordre de $2 \cdot 10^4 s$.

Figure II.6 (D): caractéristique de température dans le domaine temporel. La variation du temps est de 0 à 12s ($\Delta t=12s$).

Figure II.7: Variation de la longueur d'onde du laser en fonction de la tension externe.

Figure II.9: le bloc caractéristique de la diode laser.

Figure II.10: Fenêtre principale de SimApp.

Figure II.11: le schéma fonctionnel qui caractérise la variation de fréquence à une rampe de température.

Figure II.12: la réponse temporelle du laser à une rampe de commande en température.

Figure II.13: le schéma fonctionnel qui caractérise la variation de fréquence à un échelon de température.

Figure II.14: la réponse temporelle du laser à un échelon de commande en température.

Figure II.15: la réponse temporelle du laser à une source constante (22,27C°) de commande en température.

Figure II.16: la réponse temporelle du laser à une source constante (24,7C°) de commande en température.

Figure II.17: le diagramme de Bode de la réponse fréquentielle du laser DFB.

Figure II.18: le diagramme de Nyquist de la réponse fréquentielle du laser DFB.

Chapitre III

Figure III.1: structure générale d'un système asservissement en température.

Figure III.2: le bloc d'asservissement de la diode laser.

Figure III.3: Structure du système de contrôle de température à l'aide d'un dispositif à effet Peltier.

Figure III.4: La photo des différents éléments du schéma.

Figure III.5: le pont de Wheatstone pour thermistances.

Figure III.6: l'amplificateur différentiel.

Figure III.7: le dispositif de régulation –boîtier correcteur PID-

Figure III.8: l'amplificateur de puissance pour l'élément à effet Peltier.

Figure III.9: structure d'élément à effet de Peltier.

Figure III.10: La structure simplifiée du dispositif à effet Peltier.

Figure III.11: circuit de protection du Peltier.

Figure III.12: la courbe d'étalonnage de thermistance.

Figure III.13: le schéma fonctionnel qui caractérise la variation de température en fonction de la tension externe.

Figure III.14: le schéma fonctionnel qui caractérise la variation de température en fonction de la tension externe à l'aide SIM APP.

Figure III.15: l'interface du travail SIM APP qui présente le schéma fonctionnel à simuler.

Figure III.16: les valeurs propres générées à la sortie après la simulation du système.

Figure III.17: le diagramme de BODE qui caractérise la variation de température en fonction de la tension externe.

Figure III.18: le Diagramme de NYQUIST qui caractérise la variation de température en fonction de la tension externe.

Chapitre IV

Figure IV.1: Modulation directe d'une diode laser.

Figure IV.2: Synoptique de la modulation directe.

Figure IV.3: Synoptique de la modulation externe.

Figure IV.4: Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder.

Figure IV.5: Schéma bloc d'un modulateur Mach-Zehnder utilisant un procédé «**Push-Pull**».

Figure IV.6: Courbe de transmission du Mach-Zehnder.

Figure IV.7: Schéma de principe d'un modulateur externe de type Mach-Zehnder.

Figure IV.8: Schéma d'un récepteur de données à détection directe.

Figure IV.9: Courbes de sensibilité et de rendement selon les longueurs d'onde pour divers matériaux.

Figure IV.10: Principe de la photodétection avec une photodiode PIN.

Figure IV.11: Photodiode PIN.

Figure IV.12: dispositif expérimental pour la mesure de fréquence de battement.

Figure IV.13: variation de la fréquence de battement en fonction de la tension de commande.

Figure IV.14: mesure expérimentale des longueurs d'ondes des Lasers en sortie du coupleur.

Figure IV.15: la variation de fréquence de battement en fonction du temps pour une tension externe de 10mHz.

Figure IV.16: la variation de fréquence de battement en fonction du temps pour une tension externe de 100mHz.

Figure IV.17: la variation de fréquence de battement en fonction du temps pour une tension externe de 1Hz.

Figure IV.18: dispositif expérimental pour effectuer la mesure de la fréquence de battement dans Le domaine temporel pour des valeurs supérieures ou égales à 1 Hz.

Liste des symboles

Symbole	Définitions
ON	L'ouverture numérique
n_1 et n_2	Les indices dans le cœur et dans la gaine
λ	La longueur d'onde
α	Angle d'acceptance
LF	Longueur de la fibre
BL	Biréfringence linéique
v_g	La vitesse de groupe
D	Paramètre dispersif
G	Le gain
R	Le pouvoir réflecteur
I_T	L'intensité transmise
T_{MAX}	Le maximum d'intensité des pics de résonance
F	La finesse
d	La distance entre les miroirs
η_e	Rendement quantique différentiel externe
S	La pente de conversion
η_0	Le rendement de sortie des photons
I_r	Le courant de seuil
T_r	La température de référence
R_{th}	Résistance thermique
T_s	La température du support
I_s	Le courant de seuil
P_0	La puissance moyenne émise
RIN	Relative Intensity Noise
B	la bande passante
L	La longueur géométrique de la cavité
C	La vitesse de la lumière (3.10^8 m/s)
β	La constante d'intégration
P_{op}	La puissance émise qui suit le signal modulateur
$\nu(t)$	La fréquence instantanée
$P(t)$	La puissance optique émise
$\langle \nu \rangle$	Valeur moyenne de fréquence
$\Delta\phi$	La différence de phase entre les 2 champs en sortie
λ_c	Longueur d'onde de coupure

I_{ph}	Photocourant
η	Le rendement quantique
dn	Nombre d'électrons
dp	Photons incident
h	La constante de Planck
F(M)	Facteur multiplicatif (facteur d'excès de bruit)
k_{eff}	Le taux effectif d'ionisation
X	Le coefficient d'excès de bruit
$\Delta\nu$	Fréquence de battement
I_{obs}	Le courant d'obscurité
k	La constante de Boltzmann
R_{sh}	La résistance du shunt
DGD	Differential Group Delay

Table des matières

<i>Listes des figures</i>	I
<i>Liste des symboles</i>	V
<i>Table des matières</i>	VII
<i>Introduction générale</i>	1
CHAPITRE I: INTRODUCTION AUX RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS PAR FIBRES OPTIQUES	3
1 Les télécommunications par fibres optiques	3
1.1 Structure d'une liaison optique	4
1.2 Les fibres optiques	4
1.2.1 Atténuation	6
1.2.2 Dispersion chromatique.....	7
1.2.3 Dispersion modale de polarisation	9
1.3 Principes et généralités sur les amplificateurs optiques	10
1.3.1 Amplificateurs à semi-conducteurs	11
1.3.2 Amplificateurs à fibre.....	12
1.4 Conclusion.....	13
2 Les réseaux WDM.....	14
2.1 Techniques de multiplexage.....	14
2.1.1 Le multiplexage temporel TDM.....	14
2.1.2 Le multiplexage en longueur d'onde WDM	15
2.2 Les réseaux de télécommunications WDM.....	15
2.2.1 Présentation générale.....	16
2.2.2 Le réseau longue distance (WAN)	16
2.2.3 Le réseaux métropolitain MAN.....	17
2.2.4 Le réseau local (LAN).....	18
2.2.5 Les réseaux optique passifs	19
3 Lasers de télécommunications: principes et caractéristiques	22
3.1 Contexte Historique.....	22
3.2 Laser d'émission	23

3.2.1 Principe de fonctionnement.....	23
3.2.2 Émission de rayonnement par les semi-conducteurs.....	23
3.2.3 Laser à semi-conducteur.....	24
3.2.4 Le laser semi conducteur Fabry-Pérot.....	25
3.2.5 Laser DFB à semi-conducteurs	27
3.3 Les diodes lasers.....	28
3.3.1 Structure d'une diode laser à semi-conducteur	28
3.3.2 Caractéristique P/I en continu	28
3.4 Caractéristiques dynamiques.....	31
3.4.1 Réponse temporelle	31
3.4.2 Réponse fréquentielle intrinsèque	32
3.4.3 Bruit d'émission.....	33
3.4.4 Réglage de longueur d'onde avec température.....	34
CHAPITRE II: ETUDES THEORIQUES ET RESULTATS	36
1 La Réflectométrie optique à faible cohérence.....	37
1.1 Techniques réflectométriques	37
1.1.1 Réflectométrie optique dans le domaine temporel (OTDR)	37
1.1.2 Réflectométrie optique dans le domaine fréquentiel (OFDR)	38
1.1.3 Réflectométrie optique à faible cohérence (OLCR).....	39
2 Longueur d'onde d'émission.....	39
2.1 Etudes théoriques	41
2.1.1 Variation de la longueur d'onde en fonction de la température	41
2.1.2 Variation de la fréquence en fonction de la température	41
2.1.3 La fréquence dans le domaine temporel.....	42
2.1.4 Applications numériques.....	42
2.2 Résultats et simulations.....	44
2.2.1 La caractéristique de la longueur d'onde en fonction de la température	44
2.2.2 La caractéristique de la fréquence en fonction de la température	44
2.2.3 La caractéristique de la fréquence en fonction du temps	45
2.2.4 La caractéristique de la température en fonction du temps.....	46
2.2.5 La caractéristique de longueur d'onde en fonction de la tension externe	47
2.2.6 La caractéristique de la fréquence en fonction de la tension externe.....	48
2.3 La variation de fréquence en dynamique	49
2.3.1 Les hypothèses de simulation en dynamique	50

2.3.2	Présentation de logiciel de simulation -le SIMAPP-	50
2.3.3	Fenêtre principale de SIMAPP	51
2.3.4	La réponse temporelle du laser DFB à une rampe de température	53
2.3.5	La réponse temporelle du laser DFB à un échelon de température	54
2.3.6	La réponse temporelle du laser DFB à une source constante de température	55
2.3.7	La réponse fréquentielle du laser DFB	56
3	Conclusion	57
CHAPITRE III: ASSERVISSEMENT EN TEMPERATURE DU LASER DFB		58
1	Asservissement en température de la diode laser	58
1.1	Objectif d'asservissement	58
1.2	La structure générale de système d'asservissement en température	59
2	Etude du système de contrôle de température d'un laser DFB	61
2.1	Présentation du système	61
2.2	Les différents éléments du montage	62
2.2.1	Le pont de Wheatstone pour thermistances	62
2.2.2	L'amplificateur différentiel	64
2.2.3	Boîtier correcteur P.I.D	66
2.2.4	L'amplificateur de puissance pour dispositif à effet Peltier	68
2.2.5	Boîtier Peltier avec thermistance de contrôle	70
2.2.6	Le Rhéostat de protection	72
2.2.7	Le Capteur de Température (la thermistance)	73
2.2.8	Caractéristique de la thermistance	73
2.3	Principe de fonctionnement du système de contrôle	74
3	Le système d'asservissement en température en dynamique	75
3.1	La réponse de température à une tension externe appliquée à l'entrée	75
3.1.1	La simulation en dynamique avec SIM APP	77
3.1.2	La stabilité du système	77
4	Conclusion	80
CHAPITRE IV: ETUDES EXPERIMENTALES ET RESULTATS		77
1	La modulation des données	77
1.1	Modulation directe	77
1.2	Modulation externe	79
1.3	Modulateur d'amplitude à base de Mach-Zehnder (MZ)	81
1.4	Les caractéristiques des photorécepteurs	85

1.4.1 Principe et fonctionnement des photodiodes PIN	88
1.4.2 Le bruit dans les photodétecteurs	89
1.4.3 Variance de bruit dans une photodiode PIN.....	91
2 Résultats expérimentaux	91
2.1 Description du montage expérimental.....	91
2.2 Les éléments du montage	92
2.2.1 Emetteur lasers	92
2.2.2 Le photorécepteur: la photodiode PIN	92
2.2.3 L'analyseur de spectre.....	93
3 Etude en statique	93
3.1 L'évolution de la fréquence de battement en fonction de la tension de commande ..	93
4 L'étude en dynamique	95
4.1 La fréquence de battement en fonction d'une tension de commande de 10 MHz	95
4.2 La fréquence de battement en fonction d'une tension de commande de 100 MHz ...	96
4.3 La fréquence de battement en fonction d'une tension de commande de 1 Hz.....	97
5 Conclusion.....	99
Bibliographies	98
Conclusions et perspectives	102
Annexe A: programmes.	104
Annexe B: Etalonnage de la thermistance	106
Annexe C: Equations caractéristiques de la cellule à effet Peltier CEP	107
Annexe D: tableaux	110

Introduction générale

Il n'y a pas si longtemps, lorsque les systèmes numériques les plus rapides transmettaient l'information à un débit de 270 Mbits/s, le câble coaxial était parfaitement à même de remplir son rôle de support de transmission. Mais avec l'apparition des nouveaux services liés au développement du multimédia, un besoin d'un débit de transmission d'informations plus élevé est apparu, et une alternative au câble coaxial était à trouver: pertes trop élevées, courtes distances de propagation, performances limitées. La fibre optique remplit très bien ce rôle de support de transmission. Son utilisation est désormais courante dans les réseaux de télécommunications.

Un grand pas a été effectué durant les deux derniers siècles dont l'objectif est toujours d'augmenter les capacités des réseaux de télécommunication, l'idée de servir de la lumière dans les communications remonte, sur tout avec l'invention du laser en 1958 vue les caractéristiques qui possède tel que, la cohérence, la stabilité, ainsi que le caractère monochromatique, a donné lieu de penser à un support de transmission qui permet de guider la lumière sans l'affaiblir ce qui a favorisé le déploiement de la fibre optique. Par la suite, la découverte d'un amplificateur à fibre dopée erbium efficace, au début des années 1990, composant capable d'amplifier les signaux de longueur d'onde proche de $1,55\mu\text{m}$ transmis dans les fibres optiques, a révolutionné le monde de télécommunication. Non seulement, l'amplification permet d'étendre les distances de transmission mais elle fonctionne sur une gamme de longueurs d'onde suffisamment étendue pour être utilisable sur plusieurs canaux.

Cette technologie a été mise en place et a présenté une grande importance sur le marché des composants optiques et, tout spécialement des lasers. En effet, installer des réseaux multiplexés en longueur d'onde requière la fabrication de lasers de pompe pour faire fonctionner les amplificateurs optiques, d'émetteurs aux différentes longueurs d'onde pour définir chacun des canaux et de sources de longueur d'onde fixe ou variable (dites accordables en longueur d'onde) pour effectuer un essai sur les composants passifs. Effectivement, entre 1997 et 2001, le marché de production des lasers destinés aux télécommunications a représenté un total de 11,37 milliards de dollars [1]. Cette évolution a favorisé énormément la recherche sur les performances des composants optiques.

Ce qui nous intéresse le plus dans notre étude, sont des lasers à semi-conducteurs à contre-réaction distribuée DFB (Distributed FeedBack) destinées aux télécommunications optiques à haute débit jusqu'au 60 GHz.

Le sujet de mon projet de Magister se porte également sur la caractérisation de la réponse d'un laser (DFB) de télécommunication à une rampe de commande en température et

la mise en évidence du phénomène recherché grâce à une simulation sous Matlab et Sim App, afin que nous puissions caractériser la fréquence d'émission du laser en statique et en dynamique et comparer les résultats théoriques, avec les essais expérimentaux effectués au laboratoire.

D'une manière résumée, le travail du stage présenté dans ce mémoire est scindé en quatre chapitres présentés de la façon suivante:

Le premier d'entre eux commence par une description générale sur les systèmes de télécommunications par fibres optiques. On y effectue un rappel des notions de base de communication et des propriétés des fibres. On introduit ensuite les différents types d'amplificateurs optiques ainsi que leur impact sur l'organisation des réseaux. On entame par la suite le principe de fonctionnement des lasers à semi conducteur DFB, et leurs différentes caractéristiques physiques et électriques dans le domaine de télécommunications optiques.

Le deuxième chapitre traite l'application de la réflectométrie optique à faible cohérence (OLCR) sensible à la phase à la caractérisation et à l'étude des composants photoniques. Par la suite on va développer une étude théorique pour expliquer l'évolution de la longueur d'onde d'un laser à semi conducteurs, en fonction des différents paramètres qui agissent sur la fréquence d'émission et à l'aide une simulation en dynamique avec SimApp, on peut déterminer la forme de la réponse du laser à une rampe de commande en température.

Dans le troisième chapitre, on va travailler sur l'asservissement de la température à l'intérieur du bloc du Peltier, on présente le système qui nous permet de contrôler la variation de fréquence de la diode laser en fonction de la température, l'ensemble des résultats de simulation obtenus et complétés en utilisant les expressions dérivées du chapitre deux.

Dans le quatrième chapitre, une description détaillée aux différents types de modulations optique et les modulateurs utilisés dans cette partie et leurs caractéristiques, ensuite on va entamer une étude expérimentale pour exprimer l'évolution de la fréquence de battement en fonction de la tension d'alimentation dans le régime statique, puis on décrit la variation de la fréquence de battement dans le domaine temporel en appliquant cette fois une tension de commande variable dans le temps.

CHAPITRE I: INTRODUCTION AUX RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS PAR FIBRES OPTIQUES

Les télécommunications optiques ont connu depuis une dizaine d'années un essor considérable dont une des motivations principales est la course vers le haut débit (applications au multimédia). En effet, grâce à la large bande passante des fibres optiques (quelques dizaines de THz), la fibre optique a donc totalement révolutionné le monde des télécommunications. La conception de systèmes de transmission à très grande capacité était désormais possible. De plus, les échanges à travers ces systèmes allaient être de plus en plus nombreux et la demande de services de plus en plus élevée.

Par conséquent, la qualité des réseaux de télécommunications par fibre a été considérablement améliorée. A titre d'exemple les pertes de propagation dans les fibres optiques n'excédant pas aujourd'hui 0,2 dB/km à la longueur d'onde de 1,55 μm ainsi que l'avènement des amplificateurs à fibre appelés EDFA (i.e. Erbium Doped Fiber Amplifier) permettant d'augmenter considérablement les distances de transmission.

L'objectif de ce chapitre est de donner une description générale sur les systèmes de télécommunications et expliquer les différents composants constituant une chaîne de communication. Pour cela, nous commençons par une brève définition des fondements des télécommunications par fibres optiques. Ce faisant, nous introduisons les propriétés des fibres et des amplificateurs optiques. Les changements provoqués par l'utilisation de ces éléments dans la conception des réseaux sont alors détaillés afin de mieux cibler les enjeux et impératifs du développement de nouvelles sources optiques. L'état de l'art des sources conçues rend alors compte des différentes options possibles en la matière et nous offre l'occasion de donner les motivations pour ce mémoire ainsi que les grandes lignes du travail effectué.

1 Les télécommunications par fibres optiques

Dans cette partie, on va évoquer la synthèse de la déclinaison des structures des réseaux de télécommunications par fibre optique, le milieu de transmission privilégié. En suite nous dédions quelques paragraphes à la description de ses propriétés intrinsèques et les dernières évolutions des lignes de télécommunication ayant vu l'apparition des amplificateurs optiques, nous revenons sur leur constitution, caractéristiques génériques et rendons compte de leur potentiel.

1.1 Structure d'une liaison optique

En générale, l'architecture d'une liaison optique, quelque soit le niveau du réseau auquel elle est destinée, est constituée des mêmes briques de base [2], à savoir un émetteur, un module de transmission (fibre optique) et un récepteur (figure I.1).

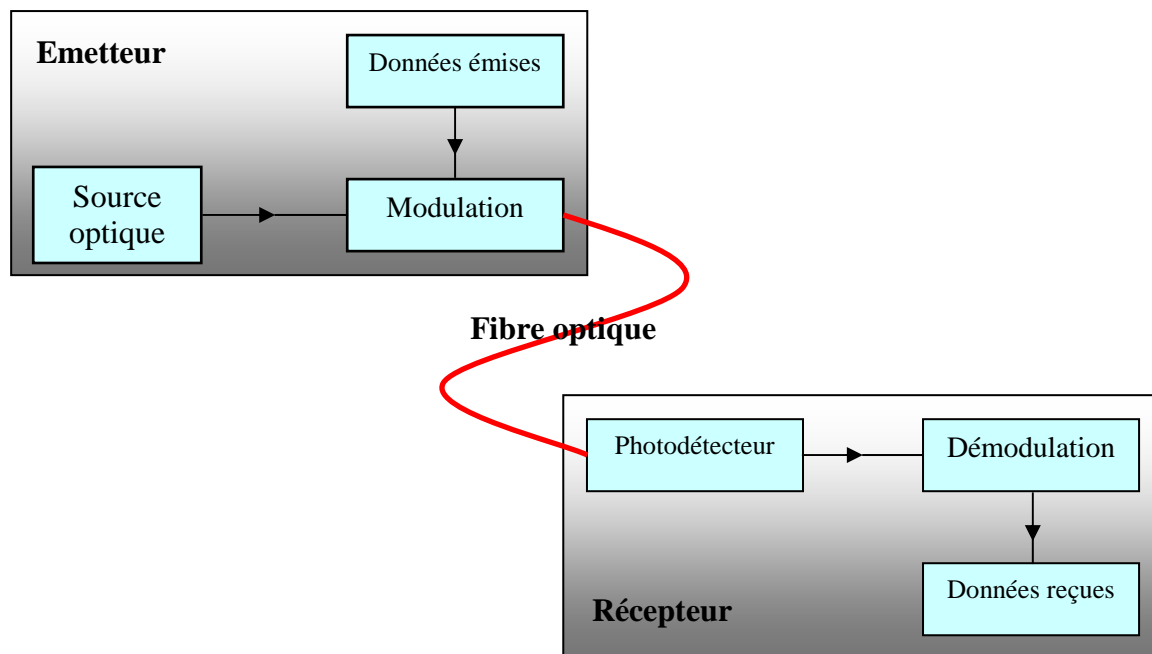


Figure I.1: Synoptique général d'un système de communications par fibre optique.

Pour chacun de ces éléments constitutifs d'une liaison sur fibre optique, nous essayerons de décrire leur rôle et leur fonctionnement. Nous débuterons par la fibre optique, élément essentiel puisqu'elle permet le transport de l'information et est à l'origine des efforts réalisés par la suite. On présente ses caractéristiques physiques et optiques, notamment la polarisation de la lumière, l'atténuation, la dispersion. Enfin, nous terminerons en détaillant les éléments pouvant être utilisés en ligne, tels que les amplificateurs, en vue d'une amélioration de la qualité du signal transmis ou de l'augmentation des distances.

1.2 Les fibres optiques

La fibre optique est vite apparue très intéressante pour le domaine des télécommunications, est considérée comme un guide d'onde cylindrique et diélectrique [3]. Elle est constituée de deux diélectriques de même axe, le cœur et la gaine, entourés d'une gaine de protection. Le guidage du signal optique est basé sur la loi de Descartes [4]. La

lumière se propage le long de la fibre par réflexions successives entre le cœur et la gaine
Figure I.2.

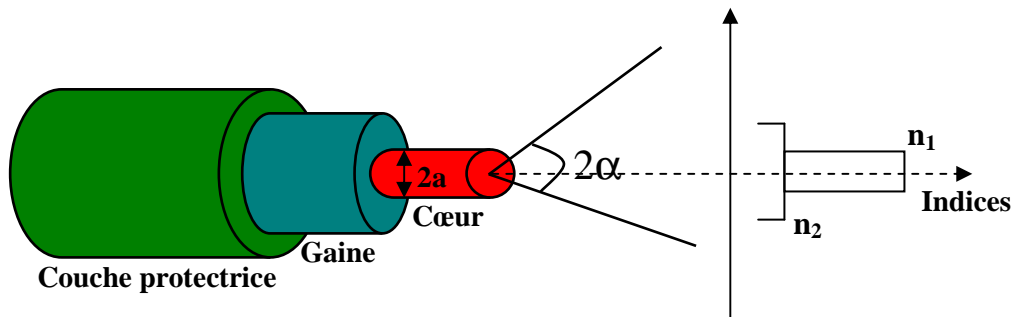


Figure I.2: Fibre optique à saut d'indice: Constitution et profil d'indice.

Une onde lumineuse traversant une frontière entre 2 milieux de densité différente est déviée égale au phénomène de réflexion totale ou la lumière est réfléchi dans le cœur de la fibre car $n_1 > n_2$. De plus, pour parvenir à injecter un signal dans la fibre (depuis un milieu d'indice n), ce signal doit être inclus dans le cône d'acceptance de demi-angle, α , dont l'ouverture numérique, ON, est définie ci-après par:

$$ON = n \sin(\alpha) = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (\text{I.1})$$

Cet angle d'acceptance ainsi que les problèmes d'alignement imposent de fortes contraintes sur la distribution spatiale de l'émission fournie par les sources et, par conséquent, sur leur fabrication.

Au niveau des télécommunications, une autre caractéristique est essentielle: la propagation monomode. En effet, pour éviter qu'un signal de longueur d'onde λ transmis par la fibre arrive en plusieurs temps, il ne doit se propager qu'avec une seule vitesse. Pour cela, la condition suivante sur le rayon du cœur, a , doit être vérifiée [5]:

$$a \leq \frac{2,405 \lambda}{2\pi \sqrt{n_1^2 - n_2^2}} \quad (\text{I.2})$$

Les fibres installées ou utilisées dans les différents systèmes peuvent présenter d'autres profils d'indices (paraboliques, multi-gaines, etc....), en général, afin de modifier d'autres propriétés de la fibre (position du zéro et pente de dispersion chromatique, etc....). Ces dernières techniques peuvent s'avérer particulièrement utiles dans la réalisation de sources générant des impulsions très courtes (effet soliton, compensation du *chirp*, ...).

Le recours à une fibre monomode pour élaborer un laser à fibre assure son fonctionnement monomode latéral et donc une partie de sa stabilité.

1.2.1 Atténuation

L'atténuation dans les fibres optiques résulte de plusieurs mécanismes. D'abord, l'absorption intrinsèque du matériau constitutif provoque une augmentation très rapide des pertes aux basses longueurs d'onde. La présence d'impuretés peut aussi créer diverses bandes d'absorption. Dans le cas de la silice pure, le minimum théorique d'atténuation devrait descendre à 0,14 dB/km vers $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$. De plus, les irrégularités involontaires de structure provoquent des pertes par diffusion (diffusion Rayleigh). Il y a ensuite les pertes dues aux conditions d'utilisation des fibres. Toute courbure trop serrée crée des pertes par rayonnement. Les micros courbures sont des courbures très faibles [6], mais répétées et pratiquement incontrôlables, dues au conditionnement des fibres dans les câbles. Ces pertes s'ajoutent directement aux pertes intrinsèques. Elles sont toutefois négligeables pour les fibres standards des télécommunications dans des conditions d'emploi normales. Enfin, les fibres sont toujours utilisées par tronçons de longueur finie, raccordés entre eux. Chaque jonction peut provoquer une perte de raccordement. La Figure I.3 montre l'atténuation spectrale d'une fibre en silice, pour les télécommunications [7].

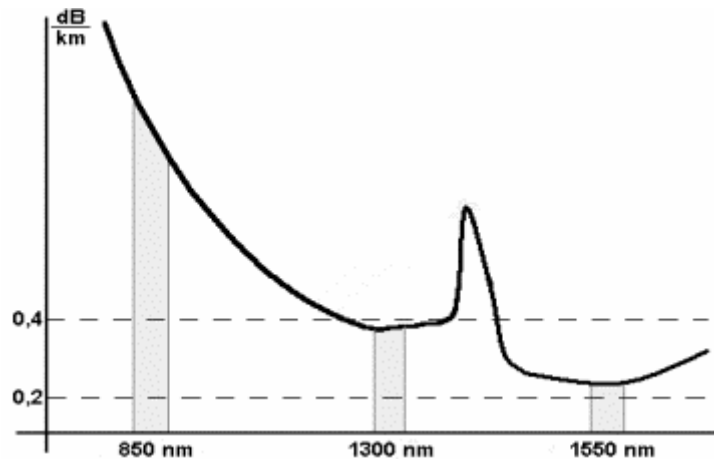


Figure I.3: Exemples de caractéristiques de quelques fibres optiques de transmission.

L'atténuation minimale de 0,22 dB/km n'est pas très loin du minimum théorique pour la silice. La différence s'explique par le fait que l'on ne peut pas utiliser de la silice pure. On doit doper soit le cœur, soit la gaine et cela va augmenter les fluctuations de composition et donc les pertes par diffusion [8].

1.2.2 Dispersion chromatique

Est présentée par le temps de propagation de groupe [8], c'est-à-dire le temps mis par un signal pour parcourir l'unité de longueur, dépend de la longueur d'onde λ . Dans le cas d'un signal issu d'une source émettant sur une raie de largeur $\delta\lambda$, ces temps de propagation vont s'étaler sur une certaine durée. Le paramètre de dispersion chromatique (D) -I.3- est défini comme la dérivée du temps de propagation de groupe par rapport à la longueur d'onde, pour une longueur de fibre de 1 km. On le donne généralement en ps/ (nm.km), les picosecondes correspondant à l'élargissement temporel, les nanomètres à la largeur spectrale et les kilomètres à la longueur de fibre [9].

$$D = \frac{d(v_g^{-1})}{d\lambda} \quad (\text{I.3})$$

Où v_g est la vitesse de groupe.

En effet, la dispersion chromatique est la somme d'un terme de matériau pur (dispersion matériau) et d'un terme dû au guidage de l'onde (dispersion modale). La Figure I.4 montre l'évolution avec λ du terme matériau pour la silice.

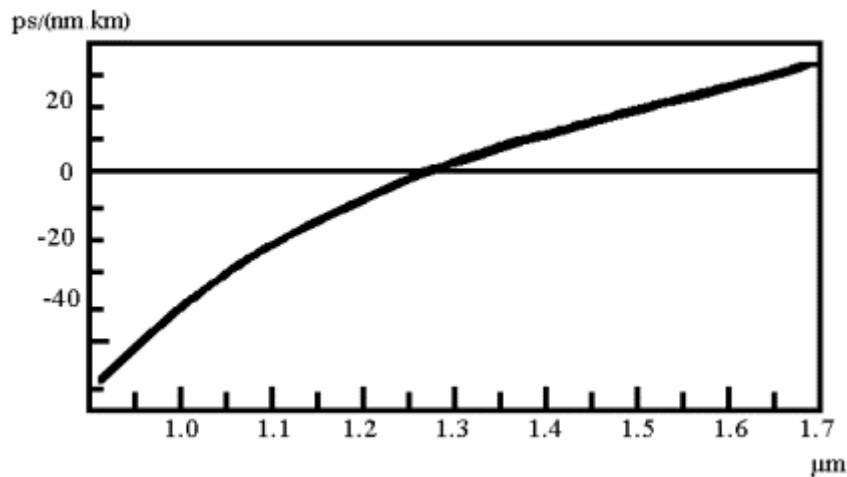


Figure I.4: Dispersion matérielle dans la silice pure en fonction de la longueur d'onde.

On voit sur cette courbe, que la fibre monomode standard G.652 [12] présente une dispersion maximale de 20 ps/(nm.km) à 1550 nm. Classiquement, on la considère de 17 ps/(nm.km). Dans la bande 1288 à 1359 nm, elle est de 3,5 ps/(nm.km). Ainsi, la capacité de transmission est la plus grande possible pour une longueur d'onde d'environ 1,3 μm. Elle est donc idéale pour cette fenêtre spectrale et permet de transporter de très hauts débits. Malheureusement, ce n'est pas là que l'atténuation (cf. paragraphe I.1.2.1.) est la plus faible (Figure I.4). On a donc cherché à déplacer le point de dispersion nulle vers 1,55 μm. On dit que ce genre de fibre, la G.653, est à dispersion décalée (Figure I.5). Il existe aussi des fibres à dispersion aplatie pour lesquelles la dispersion totale reste très faible, de l'ordre de quelques ps/(nm.km), sur plus d'une centaine de nanomètres (Figure I.5) [9].

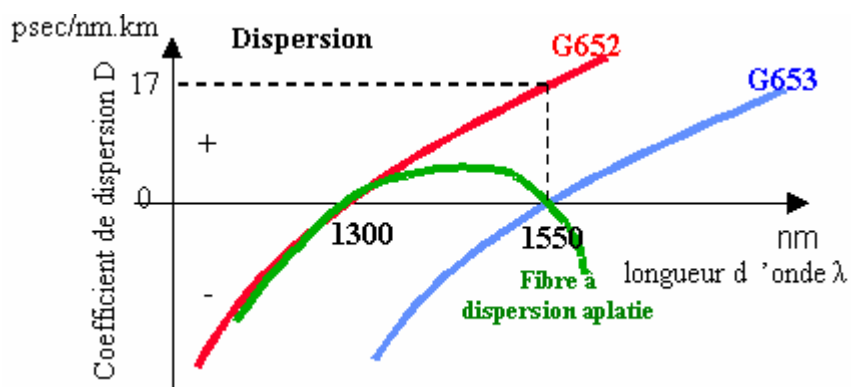


Figure I.5: Courbes de dispersion de quelques fibres optiques.

On peut également fabriquer une fibre qui possède une dispersion opposée à la première fibre. Toutes ces fibres spéciales sont obtenues en modifiant leur profil d'indice.

1.2.3 Dispersion modale de polarisation

En principe, la polarisation, dans une fibre parfaitement circulaire, ne devrait pas évoluer le long de la fibre. [10] On n'observe rien de tel dans la pratique. Un petit tronçon de fibre apparaît généralement comme une lame biréfringente, avec un mode dit rapide et un mode dit lent qui ont des polarisations rectilignes orthogonales. De plus, dans une fibre réelle, cette biréfringence et la direction des axes propres varient constamment et de manière incontrôlée, et la polarisation devient rapidement imprévisible.

Ce phénomène est dû à la non-symétrie de révolution du profil d'indice dans le cœur de la fibre, non-symétrie intrinsèque à la fabrication de la fibre et/ou extrinsèque lors de la pose de la fibre. Les origines intrinsèques peuvent être une symétrie géométrique circulaire imparfaite de la fibre ou une non-homogénéité de l'indice de la fibre [11]. Les causes extrinsèques peuvent être un écrasement, un étirement, une torsion ou une courbure de la fibre. Ceci induit un effet photo-élastique, d'où une biréfringence et une polarisation variable. Quand on envoie un signal sur une fibre " biréfringente ", sans se soucier de sa polarisation, on excite les deux modes à la fois. Chacun d'entre eux a sa propre vitesse de propagation. Ce décalage des temps de propagation de groupe a pour effet le dédoublement du signal à la sortie de la fibre (cf. paragraphe I.1.2.), et donc un brouillage de l'information (Figure I.6). On l'appelle dispersion modale de polarisation (Polarization Mode Dispersion, PMD, en anglo-américain) [12].

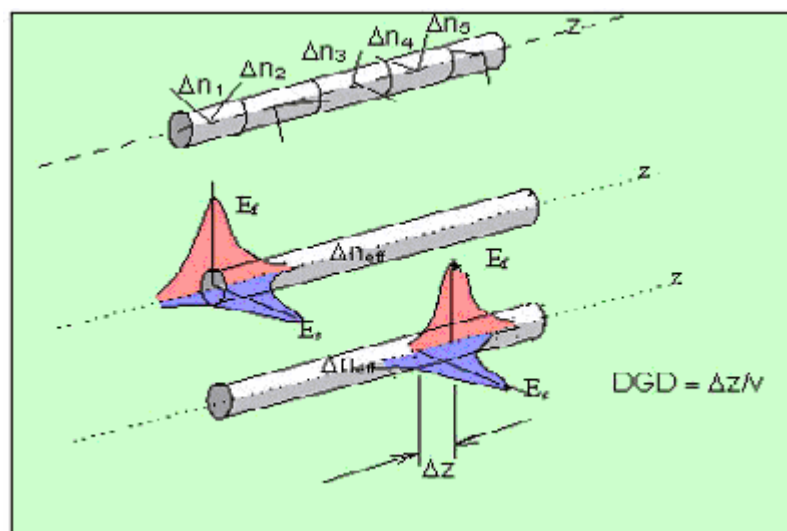


Figure I.6: Décalage temporel entre les composantes orthogonales du signal optique dû à une biréfringence aléatoire de la PMD.

Une caractéristique essentielle de ce phénomène réside dans son caractère aléatoire, étant donné qu'il est principalement d'origine extrinsèque et dépend de la qualité de la pose de celle-ci. [13] La fibre optique apparaît ainsi comme un milieu fluctuant. La valeur moyenne du retard n'est donc pas suffisante pour le décrire totalement et nous utiliserons donc des données statistiques. La mesure principale est le DGD (Differential Group Delay), retard différentiel entre les 2 composantes correspondant aux états principaux de la propagation.

$$DGD = BL \times \sqrt{BL} \times \sqrt{LF} \quad (1.4)$$

D'où BL : Biréfringence linéique et LF : Longueur de la fibre.

Ce décalage a jusqu'à nos jours souvent été négligé car il reste minime. Cependant, l'allongement du support de transmission optique augmente la valeur de ce décalage temporel alors que la valeur critique diminue avec l'augmentation des débits.

1.3 Principes et généralités sur les amplificateurs optiques

La progression des systèmes de télécommunication optique a connu une révolution avec la mise au point et le développement technologique et industriel des amplificateurs optiques à la fin des années 80 [14].

L'amplification optique devient alors une alternative aux complexes répéteurs-régénérateurs optoélectroniques. Elle permet de compenser ces pertes et de contrôler régulièrement la puissance optique des signaux [15]. Il est désormais possible de transmettre le signal optique sans conversion sur une distance beaucoup plus importante.

Le principe fondamental d'une amplification optique se repose généralement sur le phénomène d'émission stimulée. Le signal est amplifié dans un guide (semi-conducteur ou fibre) grâce à un apport extérieur d'énergie appelé pompage (courant injecté ou source de lumière) qui vient créer une inversion de population. La recombinaison électron-trou peut ensuite être provoquée par un photon incident, ce qui donne naissance à un deuxième photon de même fréquence, de même phase et même direction. Cette émission est dite stimulée et conduit à une amplification du signal.

En même temps, la recombinaison peut se faire sans la présence d'un photon incident. Ces photons, émis de façon spontanée, de manière non cohérente, constituent le bruit de l'amplification optique.

L'ensemble des photons, originels ou pas, subissent une série d'amplifications. Les photons spontanés seront aussi amplifiés, ce qui définit la source de bruit appelée ESA

(Emission Spontanée Amplifiée). Par ailleurs, l'amplification représentant une opération clef dans le fonctionnement des lasers [16], ces amplificateurs interviennent dans les sources pour les télécommunications.

Les paragraphes ci-dessous s'attachent à fournir une brève description de la constitution de ces amplificateurs et présentent les éléments essentiels à la compréhension de leur fonctionnement propre et au sein des lasers.

1.3.1 Amplificateurs à semi-conducteurs

Possèdent une structure de base qui est un peu différente de celle d'une diode laser (cf. paragraphe I.3.3.1.). Nous retrouvons l'inversion de population, l'émission spontanée et stimulée, les recombinaisons non radiatives, une source externe ... Contrairement aux lasers à semi-conducteur, il n'y a pas de miroirs aux extrémités mais un revêtement antireflets déposé sur les faces clivées afin de diminuer les réflexions de la lumière vers l'intérieur du circuit.

La lumière reçue entre dans le circuit et après amplification va sortir par l'autre extrémité pour être couplée par la suite dans la fibre. Idéalement [17]-[18], il n'y a pas de réflexion du signal dans l'amplificateur, les caractéristiques essentielles présentées par ce type d'amplificateur sont:

- Une puissance de saturation en sortie autour de 5 - 10 mW.
- Les non-linéarités sont particulièrement importantes dans les conditions de saturation du gain.
- Une bande passante optique importante, de l'ordre de 5 THz (soit environ 40 nm autour de 1550 nm).
- C'est de loin le dispositif amplificateur le plus compact qui existe, avec un rendement (rapport gain à la consommation électrique) record. De plus, sa technique de fabrication est compatible avec l'intégration monolithique de nombreux autres composants actifs et passifs, ce qui offre des perspectives attrayantes en matière de traitement optique du signal, et aussi probablement en terme de coût.
- Un gain élevé (jusqu'à 30 dB) selon le semi-conducteur, la longueur d'onde, le courant injecté et la puissance du signal incident.
- Les pertes de couplage du faisceau incident dans l'amplificateur sont élevées, en raison de la supériorité du diamètre du faisceau sur l'épaisseur de la couche active du semi-conducteur.

1.3.2 Amplificateurs à fibre

On vient d'énoncer que les amplificateurs à semi-conducteur possèdent des gains et des bandes passantes intéressantes mais les effets non linéaires ne les rendent pas attractifs pour l'amplification en ligne [19]. Pour contre-carrer ces inconvénients et éviter les problèmes de couplage avec la fibre (cf. paragraphe I.1.2.), on peut également favoriser la recherche à des amplificateurs basés sur les fibres optiques.

Les travaux effectués permettent de démontrer les natures distinctes de l'amplification dans les fibres. Soit, comme précédemment, l'amplification est de type émission stimulée et l'on a affaire à un amplificateur à fibre dopée, soit elle provient de l'interaction photons/phonons (effet Raman ou Brillouin) et l'on parle alors d'amplificateurs non linéaires.

Dans les deux cas, on souligne que ces composants sont conçus à partir de fibres optiques et donc l'ensemble des caractéristiques connus s'appliquent toujours.

- *Amplificateurs à fibre dopée*

Cette fois-ci le milieu amplificateur est le cœur d'une fibre optique monomode dopée avec des ions de terre rare. Pour que la fibre ne soit pas absorbante, mais amplificatrice, il faut l'associer à un pompage optique. Un multiplexeur permet de coupler le flux lumineux puissant provenant d'une diode laser de pompe et le signal à l'intérieur de la fibre [20]. Les longueurs d'onde de pompe doivent permettre des transitions vers les états excités des ions de terre rare et créer l'inversion de population. La suite du processus de l'amplification est identique à celle vue dans le paragraphe précédent.

L'ensemble module de pompe, multiplexeur et fibre dopée forme l'amplificateur le plus rudimentaire. La longueur de fibre est généralement comprise entre 10 et 20 mètres. Pour l'amplification autour de 1550 nm, fenêtre spectrale la plus souvent utilisée car de faible atténuation des fibres optiques en silice, les dopants sont des ions Erbium Er^{3+} . On parle alors d'Amplificateur à Fibre Dopée à l'Erbium (AFDE ou EDFA, Erbium Doped Fiber Amplifier en anglais). 980 et 1480 nm sont les deux longueurs d'onde de pompe les mieux adaptées à l'EDFA. Et des diodes lasers à semi-conducteur sont disponibles à ces longueurs d'onde (lasers en AlGaAs pour le 980 nm et lasers en InGaAsP pour le 1480 nm) [21]. Le multiplexeur optique, sélectif en longueur d'onde, doit présenter une perte d'insertion faible à ces deux longueurs d'onde afin d'optimiser le rendement du système optique. Des isolateurs présents à chaque extrémité en assurent aussi la stabilité en bloquant tous les faisceaux lumineux susceptibles de revenir en aval. Le signal de pompe peut être couplé dans la fibre en co-propagation (mêmes sens pour le signal et le signal de pompe) afin de réduire le facteur de bruit ou en contre-propagation (sens opposés du signal de pompe sur le signal utile) favorisant

ainsi une plus forte puissance de saturation. Mais afin d'augmenter et uniformiser dans la fibre dopée l'inversion de population et donc l'amplification du signal, un double pompage aux deux extrémités peut également être réalisé.

- *Amplificateurs non linéaires (amplificateurs Raman)*

Avec le développement des canaux dans la fibre, la bande spectrale offerte par les amplificateurs optiques à fibre dopée à l'erbium, limitée au maximum à 40 nm, peut s'avérer être un facteur pénalisant. Ce constat a progressé les études sur de nouvelles méthodes permettant l'augmentation de la bande spectrale.

Cette amélioration a donné lieu aux nouveaux amplificateurs optiques tels que les amplificateurs Raman prennent une part considérable dans les systèmes de télécommunications. Ils sont basés sur le principe de la diffusion Raman, qui est un effet non linéaire à deux photons dans lequel un photon de pompe est absorbé et un photon de plus faible énergie est émis en même temps qu'un phonon. Ce phénomène peut être spontané, s'il n'y a pas de photon signal, ou stimulé par la présence d'un photon signal. Ainsi, dans le cas de l'amplificateur Raman, l'onde incidente, dite onde de pompe, stimulée par l'onde signal, va créer une autre onde signal, et un phonon. L'amplification est alors réalisée.

Comme pour les autres amplificateurs optiques, celui-ci a besoin d'une source externe, une source optique. Des lasers YAG sont les plus souvent utilisés dans ce cas, en émettant une longueur d'onde inférieure à celle du signal. L'avantage principal de ces lasers est d'être accordables sur une très grande fenêtre de longueurs d'onde.

Le gain obtenu peut atteindre quelques dizaines de décibels, mais une saturation qui s'accompagne d'une forte dégradation du rapport signal sur bruit (l'émission spontanée continuant à être amplifiée) peut apparaître. La limite en puissance est due à la génération d'une onde autre que l'onde signal lors de la diffusion Raman.

1.4 Conclusion

L'avènement des télécommunications par fibres optiques est né des plus grandes capacités de ce milieu de transmission. L'introduction des amplificateurs optiques contribue à maintenir cette suprématie dans la mesure où les pertes induites peuvent être compensées de façon répétée, augmentant la distance possible entre les émetteurs et récepteurs.

Les avantages de l'utilisation des amplificateurs optiques dans les lignes de transmission ne se sont cependant pas arrêtés à ce rôle de restauration périodique de la puissance du signal mais ont totalement amélioré l'organisation du réseau en permettant le multiplexage en longueur d'onde comme nous allons l'aborder maintenant [5].

2 Les réseaux WDM

On va consacrer cette partie pour introduire les différents aspects liés à l'organisation des réseaux de télécommunication, en s'intéressant à l'utilisation du multiplexage en longueur d'onde. En suite on va aborder d'une façon générale les réseaux de télécommunications et introduisons les différentes architectures utilisées ou envisagées en matière de réseaux WDM.

Parallèlement, nous indiquons l'incidence du choix de tel ou tel type de réseau sur les paramètres des sources optiques à mettre en disposition [25]. Ces données nous permettent de mieux comprendre les applications potentielles des lasers utilisés dans cette étude. Enfin, on présente les différents protocoles de multiplexage utilisés.

2.1 Techniques de multiplexage

Dans les paragraphes précédents notre préoccupation majeure c'est la transmission entre un émetteur et un récepteur. Pour mieux projeter à la réalité [26], il nous faut maintenant considérer plusieurs de ces émetteurs et récepteurs et voir les solutions possibles pour que nous puissions organiser le transfert des informations entre eux.

La technique la plus efficace pour gérer cette opération est le multiplexage car il intervient dès qu'on souhaite transmettre plusieurs flux d'information indépendants (canaux) en utilisant le même support (une fibre). Deux techniques de multiplexage sont généralement utilisées dans les systèmes de transmission optiques: le multiplexage temporel (TDM pour *Time Division Multiplexing*) et le multiplexage en longueur d'onde (WDM pour *Wavelength Division Multiplexing*).

2.1.1 Le multiplexage temporel TDM

Le multiplexage TDM (Time Division Multiplexing, multiplexage à répartition temporelle (MRT)) consiste à affecter à un utilisateur unique la totalité de la bande passante pendant un court instant, ceci à tour de rôle pour chaque utilisateur. L'allocation de cette bande passante se fait en divisant l'axe du temps en périodes de durée fixe, et chaque utilisateur ne va transmettre que pendant une de ces périodes déterminée. Un intervalle de temps fixe (IT) est successivement assigné à une source [27].

Le multiplexage TDM permet alors de regrouper plusieurs canaux de communications à bas débits sur un seul canal à débit plus élevé (par exemple, conception d'un débit 40 Gbits/s, à partir de 4 séquences à 10 Gbits/s).

2.1.2 Le multiplexage en longueur d'onde WDM

Le multiplexage WDM (multiplexage à répartition de longueur d'onde) repose sur une propriété physique de la lumière. En effet, tout comme les signaux électriques se propagent avec une fréquence propre, les signaux lumineux possèdent une longueur d'onde. Partant de ce constat, il paraît naturel que le multiplexage FDM (Frequency Division Multiplexing) utilisé sur les réseaux électriques ait son homologue pour les réseaux optiques. Ainsi, plutôt que de transmettre de l'information sur une seule longueur d'onde, on va utiliser plusieurs longueurs d'onde, et multiplier d'autant le débit de la liaison [28]. De cette façon, on peut aisément augmenter le débit de transmission d'une fibre sans avoir à la remplacer par une autre. Il suffit simplement de disposer d'émetteurs/récepteurs capables de distinguer les différentes longueurs d'onde utilisées. Ainsi un émetteur pourra multiplexer plusieurs canaux en affectant à chacun une longueur d'onde. Le signal lumineux composé de toutes ces longueurs d'onde va transiter sur la fibre [29], et le récepteur n'aura qu'à démultiplexer le signal pour obtenir les différents canaux de départ. La norme internationale ITU-T G692 autorise l'utilisation de longueurs d'onde comprises entre 1530 et 1565 nanomètres [30]. Le multiplexage WDM est caractérisé par l'intervalle minimum entre deux longueurs d'onde utilisables. Cet intervalle peut être exprimé en nanomètres ou en gigahertz. Si cet intervalle est inférieur ou égal à 0,8 nanomètres (soit 100 GHz) on parle alors de multiplexage DWDM (Dense WDM). Des tests ont même été effectués avec des intervalles de 0,4 et 0,2 nanomètres. On parle alors d'U-DWDM pour Ultra-Dense WDM. L'utilisation de 32 longueurs d'onde différentes sur une fibre à 10 Gbit/s permet donc d'atteindre assez facilement un débit de 320 Gbit/s. Prochainement, lorsque 160 longueurs d'onde pourront être utilisées, la même fibre à 10 gigabits par secondes pourra fournir un débit de 1,6 Tbit/s.

2.2 Les réseaux de télécommunications WDM

Les techniques de multiplexage mentionnées récemment, nous nous intéressons par la suite aux différentes organisations possibles de la communication entre plusieurs interlocuteurs soit à la notion de réseaux. Cette présentation des architectures WDM [31], nous permet aussi d'étudier la possibilité d'indiquer quelles sont les sources optiques les plus appropriées au cas par cas.

2.2.1 Présentation générale

Dans un réseau de télécommunication, on peut classer trois grandes catégories en fonction de leur taille :

- Les réseaux longues distances (ou les WAN, Wide Area Network): Ce sont les réseaux déployés à l'échelle d'un pays ou d'un continent et dont les nœuds sont de très grands centres urbains.
- Les réseaux métropolitains (Metropolitan Area Network = MAN): qui correspondent aux réseaux mis en œuvre dans une grande ville ou une agglomération et qui permettent de relier entre eux par exemple différents arrondissements.
- Les réseaux locaux (Local Area Network = LAN): encore appelés réseaux de distribution ou réseaux d'accès. Ils représentent le dernier maillon et finissent d'acheminer les informations à l'abonné. Ils sont donc plus courts et moins gourmands en capacité.

Tous ces maillons doivent répondre à la demande croissante de capacité des réseaux de télécommunication, quel que soit le type de service utilisé.

2.2.2 Le réseau longue distance (WAN)

Ce type du réseau, parfois également appelée réseau structurant, représente la couche supérieure du réseau de télécommunications. Ce dernier parcourt de longues distances pouvant aller jusqu'à 1000 km. En effet l'utilisation d'amplificateurs et de régénérateurs permet d'augmenter la distance de transmission. Elle est comprise entre deux autocommutateurs à autonomie d'acheminement, qui ont pour rôle d'aiguiller les informations d'une région à une autre, de la zone de l'expéditeur vers celle du destinataire. La transmission de ces informations se fait désormais sur fibre optique à une longueur d'onde de $1,55\mu\text{m}$ et à un débit élevé qui ne cesse de s'accroître (les débits 2,5 Gbits/s et 10 Gbits/s sont déjà installés et le 40 Gbits/s le sera très prochainement).

Cette capacité ne pourrait être atteinte sans l'introduction des fibres optiques dans la chaîne. Elles ont permis de gagner en débit et en espacement entre répéteurs par rapport aux systèmes existants, à savoir le câble coaxial (la distance passe typiquement de 2 à 100 km). De plus, l'abandon des régénérateurs électro-optiques (photodétection, amplification électrique, reconversion optique) au profit des amplificateurs optiques, déployés environ tous les cent kilomètres, a permis de faire un bond en terme de capacité des liaisons. Dès le début des années 1990, l'amplification optique a permis de démontrer la possibilité de transmettre,

sans répéteur, des signaux à 5 et 10 Gbits/s sur des distances transocéaniques. La liaison du réseau longue distance est désormais tout optique.

2.2.3 Le réseau métropolitain MAN

Encore appelé réseau intermédiaire, le réseau métropolitain connaît en ce moment un véritable essor. Déployé entre le dernier autocommutateur à autonomie d'acheminement du réseau longue distance et une zone plus précise (arrondissement, campus, petite ville, ...), il possède un environnement souvent très complexe et divers. Fondamentalement, on peut distinguer les réseaux métropolitains structurants et métropolitains d'accès. Les réseaux métropolitains structurants sont généralement constitués d'anneaux de 80 à 150 km de circonférence avec six à huit nœuds. En revanche, les réseaux métropolitains d'accès sont des anneaux de 10 à 40 km de circonférence dotés de trois ou quatre nœuds avec des embranchements vers des sites distants. Les topologies logiques (profils de trafic) des réseaux métropolitains diffèrent radicalement de celles des réseaux longue distance. Ces derniers correspondent pour l'essentiel à des lignes interurbaines point à point avec tout au plus un ou deux multiplexeurs d'insertion-extraction optiques (OADM) pour insérer et extraire le trafic en des points intermédiaires. En particulier, il existe des différences notables entre les zones très peuplées d'Europe et d'Asie, où les distances seront inférieures, et les Etats-Unis où les applications métropolitaines s'apparentent à de véritables réseaux régionaux.

Les topologies logiques (profils de trafic) des réseaux métropolitains diffèrent radicalement de celles des réseaux longue distance. Ces derniers correspondent pour l'essentiel à des lignes interurbaines point à point avec tout au plus un ou deux multiplexeurs d'insertion-extraction optiques (OADM) pour insérer et extraire le trafic en des points intermédiaires. Les réseaux métropolitains introduisent une infrastructure optique à haut degré de connectivité. Les anneaux métropolitains se caractérisent généralement par un trafic maillé avec un certain degré de concentration lié à l'interconnexion avec le réseau longue distance. Les anneaux d'accès, à la différence, collectent en général le trafic de plusieurs nœuds pour le concentrer vers un nœud partagé avec un réseau métropolitain structurant.

La complexité de ce réseau ne se traduit pas uniquement par le haut degré de connectivité. A la différence des réseaux longue distance, les réseaux métropolitains doivent prendre en charge des formats, des protocoles et des débits de transmission très divers, mêlant les trafics de la hiérarchie numérique synchrone (SDH) ou du réseau optique synchrone

(SONET) ou autres encore. Pour supporter cette diversité, ces réseaux sont souvent équipés de cartes transpondeurs multi débits universelles, acceptant n'importe quel débit de 100 Mbits à 2,5 Gbits/s, pouvant assurer ultérieurement le trafic à 10 Gbits/s sans modification (exemple du récent réseau Alcatel 1696 Metro Span), et dans une transparence totale vis-à-vis de tous les formats et protocoles.

Dans ces réseaux intrinsèquement ouverts à n'importe quel type de signal, le multiplexage en longueur d'onde (WDM), dont une description ultérieure sera faite, trouve une application importante en luttant contre l'encombrement que cela peut procurer tout en réduisant le coût par service apporté. De la même manière, les amplificateurs optiques sont essentiels pour les applications de réseaux métropolitains structurants. Les pertes élevées dans la fibre (dues à l'interconnexion de courts tronçons de fibre) et le cumul des pertes associées aux transits tout optiques dans des nœuds successifs peuvent imposer en effet d'amplifier le signal optique. L'amplificateur optique peut représenter dans bien des cas une solution à moindre coût comparée à la régénération optique-électrique-optique.

2.2.4 Le réseau local (LAN)

Il est également nommé réseau de distribution ou d'accès. C'est la dernière partie du réseau de télécommunication, celle qui relie l'abonné et le dernier autocommutateur. Sa longueur varie de 2 à 50 km et sa capacité est au plus du même ordre de grandeur que celle du réseau métropolitain.

Le réseau local optique est encore souvent constitué par une partie en fibre optique suivie d'une partie en conducteur métallique qui va jusqu'au terminal de l'abonné. Selon la localisation de la terminaison de réseau optique, différentes configurations sont envisageables:

- FTTH/FTTO (Fiber To The Home / Fiber To The Office) : la terminaison de réseau optique, qui est propre à un abonné donné, est implantée dans ses locaux. La fibre va donc jusqu'à son domicile ou son bureau, et la partie terminale en cuivre est très courte.
- FTTB (Fiber To The Building) : la terminaison de réseau optique est localisée soit au pied de l'immeuble, soit dans un local technique généralement situé en sous-sol, soit dans une armoire ou un conduit de palier. Elle est partagée entre plusieurs abonnés qui lui sont raccordés par des liaisons en fil de cuivre.

- FTTC/FTTCab (Fiber To The Curb / Fiber To The Cabinet) : la terminaison de réseau optique est localisée soit dans une chambre souterraine, soit dans une armoire sur la voie publique, soit dans un centre de télécommunications, soit sur un poteau. Selon le cas, il est envisagé de réutiliser le réseau terminal en cuivre existant ou de mettre en œuvre une distribution terminale par voie radioélectrique.

2.2.5 Les réseaux optique passifs

Un réseau optique passif (PON) est un réseau dont le câblage entre le prestataire et le consommateur est réalisé uniquement à base d'équipements optiques passifs. En effet Cette approche évite le besoin de courant électrique entre le nœud central de distribution et l'abonné, et réduit les coûts de matériel, d'installation, d'opération, et d'entretien de réseau. Un PON est un réseau point-multipoint (P2MP) dans lequel le médium est la fibre optique. Les réseaux optiques passifs peuvent être la clef d'une distribution réussie et moins coûteuse du signal. Les PON ont attiré l'attention par leur potentiel qui entraîne une réduction du coût de distribution des signaux par l'intermédiaire des fibres optiques. Ils divisent le signal d'un émetteur central (OLT), sur plusieurs fibres sortantes n'utilisant que des composants passifs (coupleur passif), chacune est liée à un récepteur spécifique pour un client spécifique. Les différents clients renvoient des signaux au point central de distribution, ainsi les utilisateurs partagent toute la capacité du système de transmission. Dans un réseau optique passif on utilise la fibre optique monomode. Comme défini par ITU-T et par IEEE, dans un PON, le trafic descendant et le trafic montant sont envoyés sur deux longueurs d'onde différentes. On distingue notamment les catégories suivantes:

❖ Les protocoles *APON*

L'ATM est un protocole de transport, apparu au début des années 1990, gérant le transport de la voix, de la vidéo (Pulse Code Modulation PCM)) aussi bien que celle des données en garantissant une qualité de service. Les performances de l'ATM sont très évolutives. Ces performances sont obtenues grâce à la taille très réduite des cellules transmises : tout le trafic est divisé en trames de 53 octets (48 octets de données plus cinq d'en-tête), que l'on peut traiter avec des commutateurs très rapides. C'est pourquoi l'ATM a fait naître de grands espoirs en matière de performances de réseau lors de son apparition. La technologie est aujourd'hui bien utilisée comme infrastructure de transport de données.

❖ Les protocoles **BPON**

Le BPON est l'extension de l'APON en vue de fournir d'autres services, tels que l'Ethernet et la diffusion de la vidéo (broadcast video). C'est un réseau de distribution en fibre optique à large bande. En effet, les améliorations récentes de l'APON incluent une vitesse plus élevée, le multiplexage en longueur d'onde WDM, une commande dynamique de la largeur de bande (DBA), une meilleure sécurité de données et une OMCI (ONU management and Control Interface) complète. Pour traduire cette évolution, ITU-T a officiellement changé le nom du système en PON à large bande, ou BPON.

Les APON actuellement déployés opèrent en un des 3 modes downstream/upstream: 155Mb/s/155Mb/s, 622Mb/s/155 Mb/s ou 622Mb/s/622Mb/s.

Les autres caractéristiques des réseaux APON / BPON sont:

- 32 ONUs dans un seul PON.
- La longueur de la fibre peut aller jusqu'à 20 km.
- Pour la voix et les données les longueurs d'onde utilisées dans le sens descendant et montant sont 1490 nm et 1310 nm respectivement.
- Une troisième longueur d'onde (1550 nm) peut être utilisée pour le transport de la vidéo numérique dans le sens descendant.

❖ Les protocoles **EPON**

Ethernet (aussi connu sous le nom de *norme IEEE 802.3*) est une technologie de réseau local basé sur le principe que tous les utilisateurs d'un réseau Ethernet sont reliés à une même ligne de transmission et la communication se fait à l'aide d'un protocole appelé *CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detect)* ce qui signifie qu'il s'agit d'un protocole d'accès multiple avec surveillance de porteuse (*Carrier Sense*) et détection de collision.

EPON est un réseau dans lequel la topologie point-multipoints (P2MP) est mis en application avec des coupleurs optiques passifs et la fibre optique comme PMD (Physical Medium Dependent : ie le protocole réseau présent dans la couche la plus basse du modèle OSI et qui caractérise le média, et sa connectique). EPON est basé sur un mécanisme appelé le protocole de Contrôle Multi-Point (Multi-Point Control Protocol MPCP), défini comme une fonction dans la sous couche MAC control. MPCP emploie des messages et des temporisateurs, pour commander l'accès à une topologie de P2MP. Chaque unité optique de réseau (Optical Network Unit ONU) dans la topologie de P2MP contient un élément du

protocole MPCP, qui communique avec un autre élément de MPCP dans l'OLT (Optical Line Terminal).

❖ Les protocoles **GPON**

Le GPON, ou gigabit PON, est un protocole de 2^{ème} génération des PON édité par ITU-T comme norme de recommandation G.984. Le protocole soutient plusieurs vitesses descendantes et ascendantes, et une vitesse typique de 1,24 Gbit/s en aval et 622 Mbit/s en amont. GPON est basé sur un protocole appelé (GFP Generic Framing Protocol). Le but est d'éliminer ou réduire de manière significative les issues autour de l'ATM. Là où l'ATM a présenté des inefficacités en segmentant tout dans des cellules de 48/53 octets, GFP envoie des trames de longueur variable avec jusqu'à 65.535 octets dans une trame. Ceci lui permet de porter des trames d'Ethernet beaucoup plus efficacement qu'APON/BPON et aussi efficace qu'EPON.

3 Lasers de télécommunications: principes et caractéristiques

L'évolution des lasers à structures semi-conductrices s'est faite de manière parallèle aux autres types de lasers. Les avantages des lasers à semi-conducteur sont particulièrement nombreux. En effet, ceux-ci présentent une couverture spectrale importante ($0,4\mu\text{m} \leq \lambda \leq 30\mu\text{m}$), un bon rendement énergétique, une excellente capacité de modulation, un faible volume (typiquement $1,5 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^3$) ainsi qu'une puissance pouvant atteindre plusieurs Watts en continu. D'autre part, les lasers à semi-conducteur permettent, en général d'associer un faible coût de fabrication à une très bonne fiabilité. Par ailleurs, le principe d'alimentation est très commode puisqu'une simple source de courant est suffisante pour enclencher le processus d'émission stimulée. Enfin, il est important de signaler que ces structures peuvent être intégrées facilement avec d'autres composants optoélectroniques.

Cette partie donne une description générale du fonctionnement des lasers à semi-conducteurs. Et quelques notions fondamentales liées aux structures semi-conductrices, ainsi les caractéristiques électroniques et électriques des diodes lasers à semi-conducteurs (DFB) utilisées en télécommunications optiques.

3.1 Contexte Historique

L'histoire du laser débute en 1917, lorsqu'Einstein introduit pour la première fois le phénomène d'émission stimulée, (un photon réagissant avec la matière produit un second photon). Cette découverte permit beaucoup plus tard en 1951 à Townes (USA) et, Bassov et Prokhorov (URSS), d'amplifier les hyperfréquences et de réaliser les premiers *MASER* (*Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation*), et à partir de 1958 à Gordon Gould, puis Schawlow et Townes (Schawlow, 58) d'atteindre les longueurs d'ondes visibles et ainsi le *LASER* (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*). Le premier laser à rubis fût fabriqué en 1960 par Maiman, rapidement suivi par l'utilisation des semi-conducteurs avec, en 1962 les premiers lasers à homo jonction à base de GaAs (Hall, 62, Nathan, 62, Quist, 62 & Holonyak, 62), puis les premiers lasers semi-conducteurs modernes utilisant des hétéro structures qui furent développés concurremment aux USA, (Kroemer, 63) et en URSS (Alferov, 63). A partir de 1994 les lasers et les diodes lasers sont des composants optoélectroniques produit industriellement par des quantités annuelles de plusieurs millions.

3.2 Laser d'émission

3.2.1 Principe de fonctionnement

Le dispositif du laser consiste en un réservoir d'électrons (milieu fertile qui peut être solide, liquide ou gazeux), associé à une source excitante qui «pompe» ses électrons à de hauts niveaux d'énergie. Dans un second temps, de la lumière est injectée dans le milieu : son influence sur les électrons excités libère une cascade de photons, «émission stimulée» qui produit l'amplification de la lumière. Deux miroirs situés aux extrémités du laser réfléchissent les photons émis, la lumière se densifiant à chaque parcours à travers le milieu, jusqu'à ce qu'une fraction soit relâchée par une petite ouverture à l'extrémité du dispositif. La lumière laser doit sa cohérence au fait que les photons du milieu naissent sur le passage d'autres photons, et sont donc en phase avec eux dans leur déplacement. Figure I.7

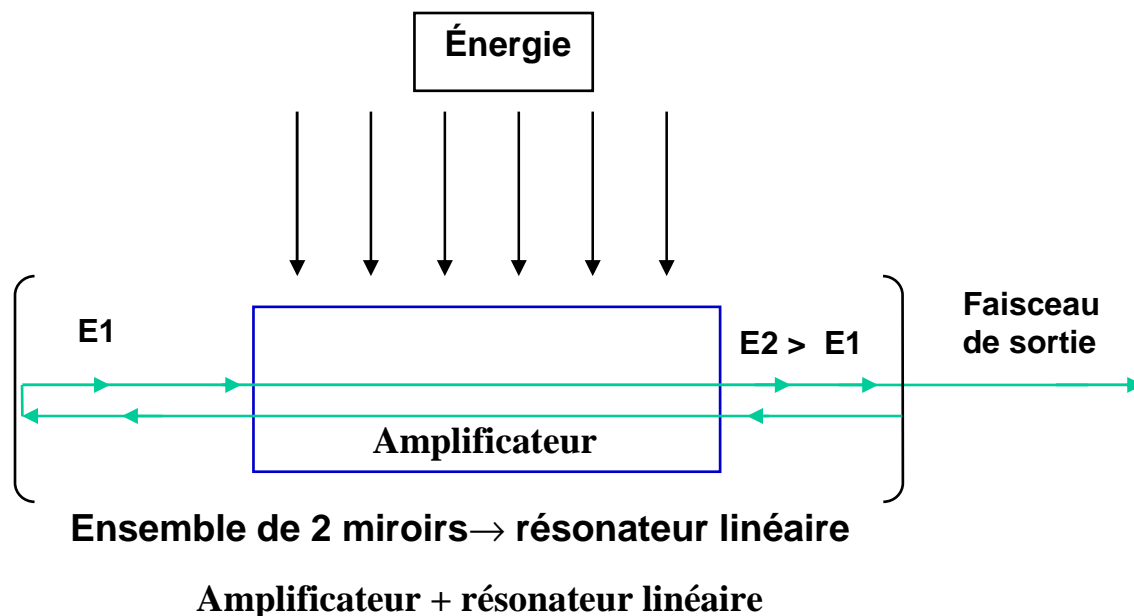


Figure I.7: principe de fonctionnement d'un Laser.

3.2.2 Émission de rayonnement par les semi-conducteurs

Les interactions entre rayonnement (photons), et matière (électrons), mis en jeu dans les Lasers. Sont représentés schématiquement sur la figure I.8, On y distingue:

- **l'absorption**: ou un photon incident cède son énergie, à un électron de la Bande de Valence, et le fait "monter" dans la Bande de Conduction, créant une paire électron-trou, c'est un processus de *génération radiative*.

- ***l'émission spontanée***: ou un électron "redescend" spontanément sur un état libre de la Bande de Valence, annihilant une paire électron-trou, c'est un processus de *recombinaison radiative*.
- ***l'émission stimulée***: ou un photon incident induit la recombinaison radiative d'une paire électron-trou, Le photon émis à même phase, et même direction que le photon incident [34]-[35].

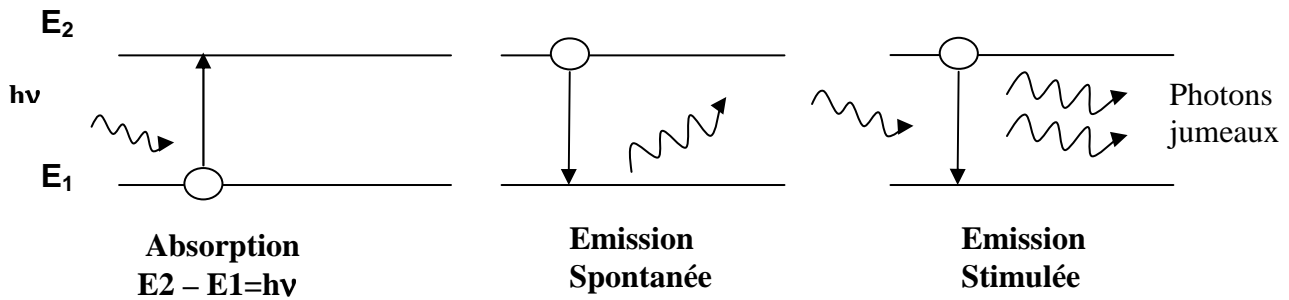


Figure I.8: Absorption et émission de lumière dans un semi-conducteur.

3.2.3 Laser à semi-conducteur

Les Lasers à semi-conducteur sont apparus en 1962, et possèdent une faible réaction R et un gain G élevé. Le milieu actif forme une couche d'indice de réfraction $n = 3.5$ dans le cas du GaAs (Arséniure de Gallium). Cette couche est prise en sandwich entre deux autres couches d'indice de réfraction différent, de sorte que la couche correspondant au milieu actif, fasse office de guide d'onde. Ces trois couches forment un parallélépipède plongé dans l'air d'indice de réfraction $n = 1$, si bien que deux des faces de ce parallélépipède forment naturellement les deux miroirs de la cavité Fabry-Pérot. Lorsque le faisceau d'intensité entrante I_0 est perpendiculaire au miroir (incidence normale), le pouvoir réflecteur est, d'après les lois de l'optique, $R = ((n - 1) / (n + 1))^2 = 0.3$ [36] pour $n = 3.5$ donc, pour vérifier la condition d'oscillation $G * R \geq 1$, il faut que le gain $G \geq 3.3$, et c'est la raison pour laquelle un Laser à semi-conducteur est dit à fort gain.

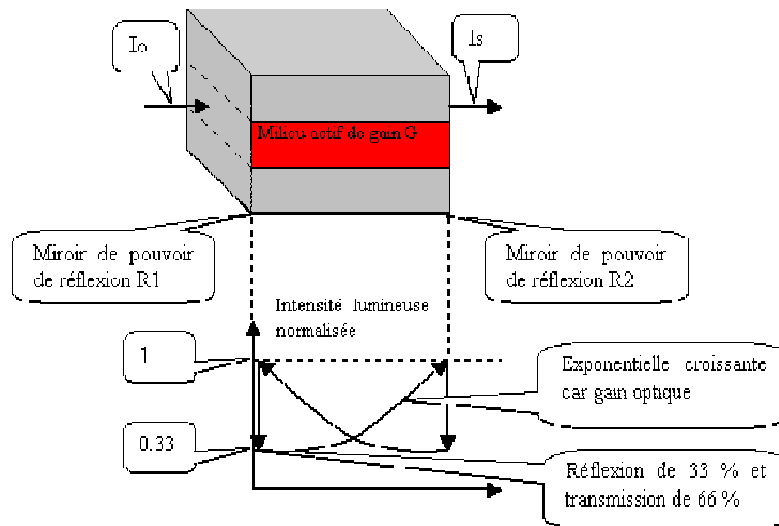


Figure I.9: Principe d'un LASER à semi-conducteur.

3.2.4 Le laser semi conducteur Fabry-Pérot

À la base, la majorité des lasers à semi-conducteurs fonctionnent grâce à la résonance optique provoquée par les interférences dans une cavité Fabry-Pérot. En effet, la cavité optique est constituée du semi-conducteur lui-même terminé par les facettes clivées qui agissent comme des miroirs. La structure est donc similaire à celle de deux miroirs face à face, appelée Fabry-Pérot (Figure I.10). L'interférence créée par les deux miroirs parallèles génère des ondes stationnaires, qui ont une intensité maximale lorsque l'oscillation est en phase, un nombre entier de longueur d'onde est distribué dans la cavité [37].

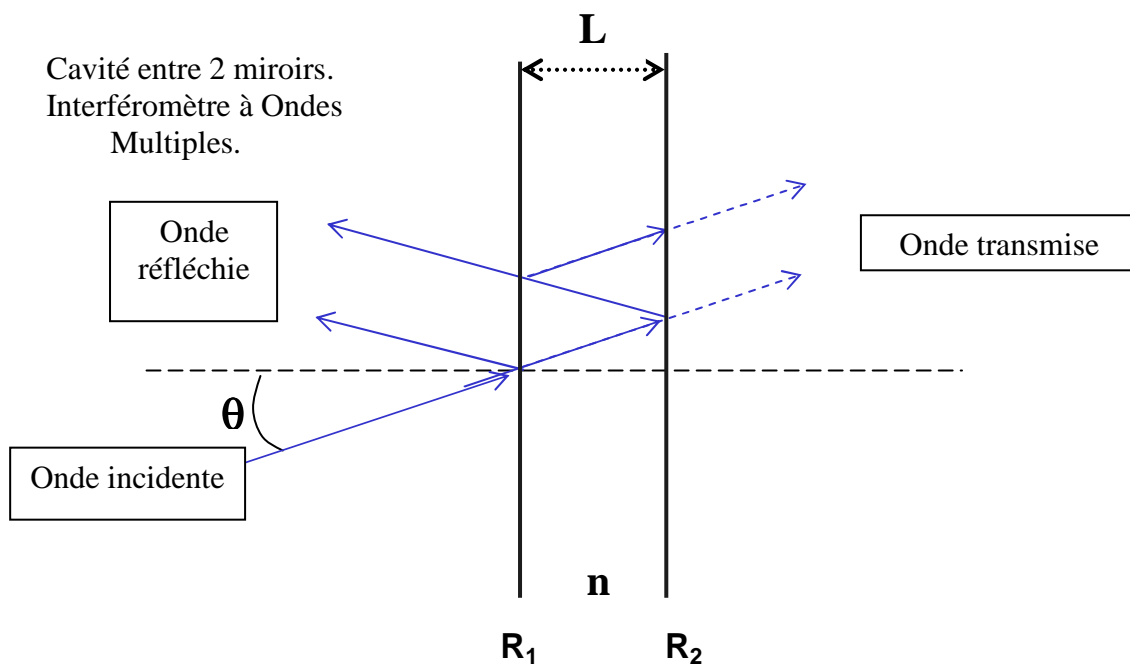


Figure I.10: Principe d'un LASER Fabry-Pérot.

Cela veut dire que l'interférence constructive a lieu pour un nombre discret de longueur d'onde [38].

L'intensité transmise par un étalon Fabry-Pérot peut être exprimée par :

$$\frac{I_T}{I_0} = \frac{T_{MAX}}{1 + \left(\frac{2F}{\pi}\right)^2 \sin^2\left(\frac{2\pi nd}{\lambda}\right)} \quad (I.5)$$

Où : T_{MAX} est la maximum d'intensité des pics de résonance,

F : la finesse,

n : l'indice de réfraction du matériel entre les miroirs,

d : la distance entre les miroirs,

λ : la longueur d'onde.

La transmission d'un étalon Fabry-Pérot en fonction de la fréquence (ou la longueur d'onde) de la radiation incidente, est montrée sur la figure I.11 suivante:

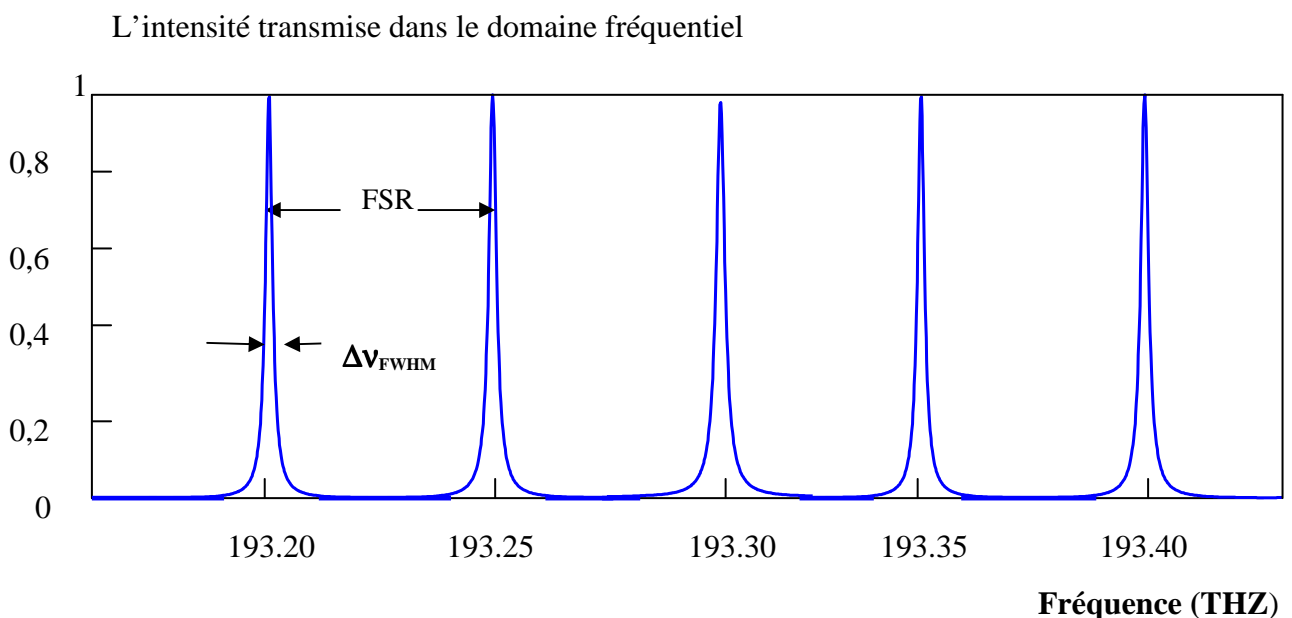


Figure I.11: Transmissivité spectrale pour un étalon Fabry-Pérot Idéal
($R = 80\%$, $FSR = 50.0$ GHz, $\Delta\nu_{FWHM} = 3.57$ GHz, $Finesse = 14$).

3.2.5 Laser DFB à semi-conducteurs

Les lasers DFB sont basés sur l'utilisation des réseaux de Bragg. On rappelle qu'un réseau de Bragg est une structure périodique de lignes parallèles espacées de quelques fractions de longueur d'onde [40], le principe est de placer une structure périodique au-dessus d'une zone active : Comme indiqué sur la Figure I.12.

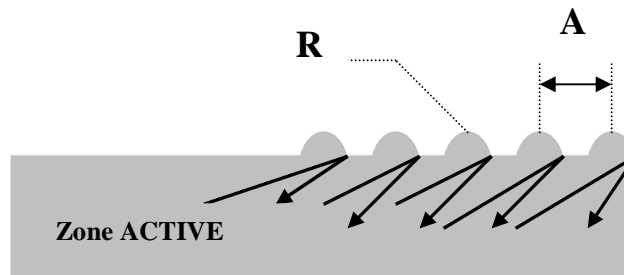


Figure I.12: principe de la réflexion répartie.

Les réflexions sur la structure périodique, peuvent remplacer un miroir, Dans une cavité laser on peut donc remplacer les miroirs sur les extrémités par des réseaux. Sur un substrat de silicium clivé ayant subi un traitement antireflet, pour supprimer les réflexions sur les extrémités et donc la structure Fabry-Pérot, on implante à chaque extrémités un réseau de Bragg. On a alors un laser en trois parties: Un milieu amplificateur au centre et des réflecteurs de type Bragg aux extrémités qui font office de miroir. Figure I.13

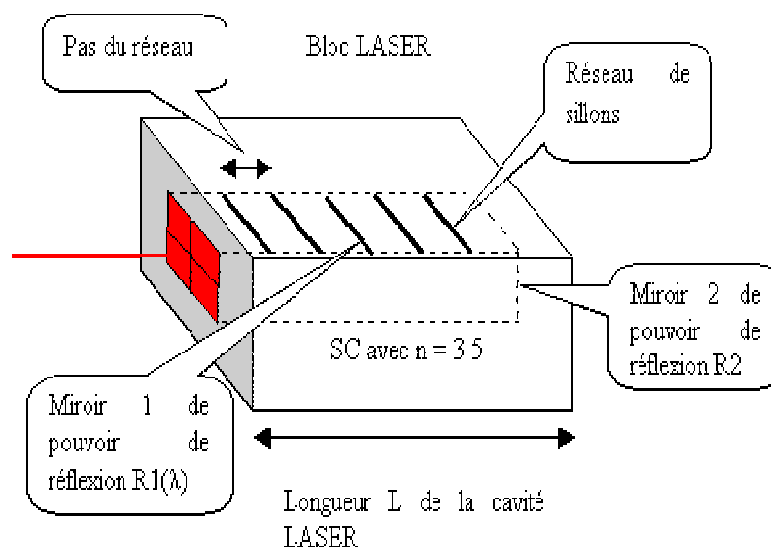


Figure I.13: Principe d'un LASER DFB (Distributed FeedBack).

3.3 Les diodes lasers

3.3.1 Structure d'une diode laser à semi-conducteur

Considérons la jonction p-n précédente hors équilibre, formant une diode Laser. Les semi-conducteurs de type n et p sont à base de GaAs, d'indice de réfraction $n = 3.5$. Etant placé dans l'air d'indice de réfraction $n = 1$ [36], les miroirs sont inutiles car le faisceau Laser émis par le milieu actif (zone de recombinaison électron-« trou »), est réfléchi par les parois du cristal de Semi-conducteur, de par les différences d'indice Figure I.14.

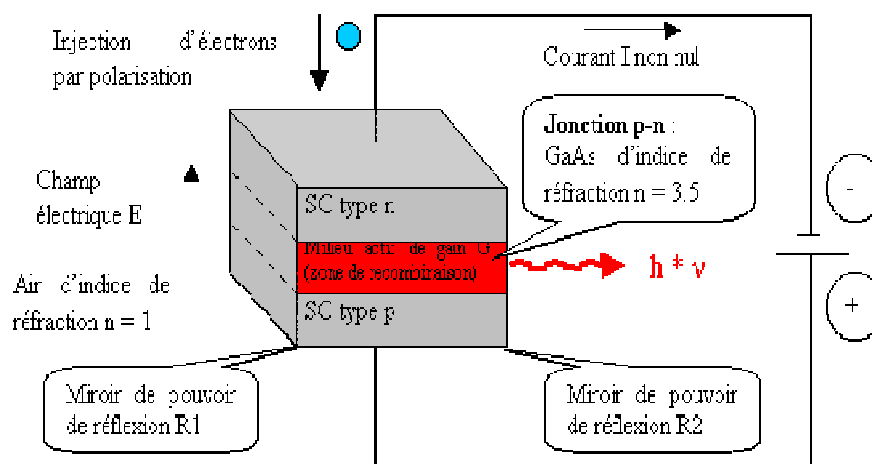


Figure I.14: Diode LASER à base de Semi-conducteur.

3.3.2 Caractéristique P/I en continu

Les propriétés de conversion d'énergie électrique en énergie optique du transducteur sont représentées sur la caractéristique P/I, donnant la puissance optique émise en fonction du courant injecté, et dont l'allure générale est représentée sur la figure I.15. On en tire plusieurs paramètres utilisés pour caractériser le composant : *courant de seuil* I_s , *pente de conversion* S (W / A), *puissance de saturation* P_{sat} , *puissance de dégradation catastrophique* P_{dc} .

a) Courant de seuil

La condition de seuil pour un laser exprime que le gain d'émission stimulée, compense les pertes et que le dispositif fonctionne comme un auto-oscillateur aux fréquences optiques. Le gain du mode guide ou *gain modal* est donné par:

$$g_m = \Gamma g \quad (I.6)$$

Où g est le gain du matériau massif dû aux transitions bande à bande, et Γ est le facteur de confinement [34]-[35].

Les pertes sont de deux natures :

- pertes nuisibles, réparties, dues à l'absorption et à la diffusion du mode guidé, caractérisées par un coefficient d'absorption modal α_m (cm^{-1}).
- pertes utiles, localisées, dues à la transmission des miroirs partiellement réfléchissants.

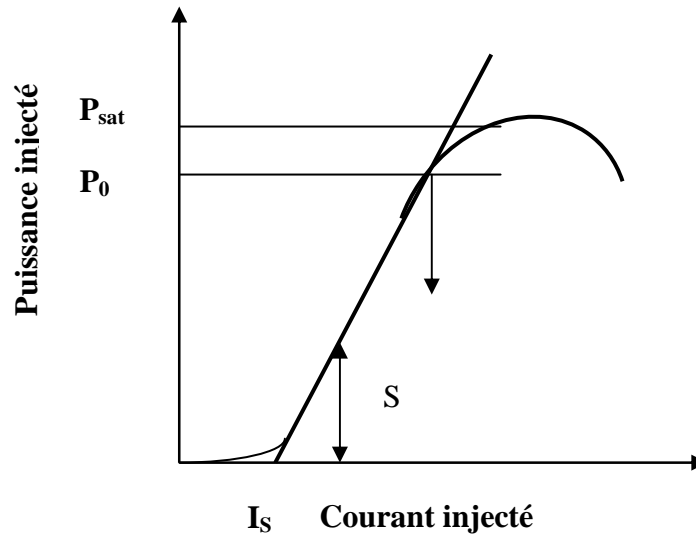


Figure I.15: Caractéristique P/I (Puissance émise / Courant injecté) d'une diode Laser.

b) Rendement différentiel

L'efficacité du dispositif peut être caractérisée par la pente de conversion S , ou de façon équivalente, par le *rendement quantique différentiel externe* η_e , rapport du nombre de photons émis au nombre d'électrons injectés. On a en effet :

$$S = \left(\frac{h \nu}{q} \right) \eta_e \quad (\text{I.7})$$

En dessous du seuil, l'émission est essentiellement spontanée et, même si le rendement quantique interne η_i est élevé, très peu de photons sont émis dans le mode du guide que l'on utilise, par suite η_e est très faible. Au-dessus du seuil, d'une part η_i est voisin de 100% car l'émission est essentiellement stimulée et la durée de vie radiative est très faible, et d'autre part le rendement de sortie des photons η_0 est élevé. Il est en effet donné par le rapport entre les pertes utiles aux faces clivées, et la somme des pertes utiles et des pertes nuisibles de sorte que l'on a :

$$\eta_0 = \frac{1}{\left[\frac{1 + 2\alpha_m L}{\text{Log} \left(\frac{1}{R_1 R_2} \right)} \right]} \quad (\text{I.8})$$

Compte tenu des valeurs typiques des paramètres mis en jeu $\eta_e = \eta_i \eta_0$ peut être compris entre 20 et 80% pour les diodes Laser Fabry-Pérot (cf. paragraphe I.3.2.4).

Par ailleurs, il peut être intéressant d'ajuster indépendamment les réflectivités des faces "avant" et "arrière" du dispositif en vue d'une application donnée. On peut ainsi donner une réflectivité de la face "arrière", afin de faire sortir toute l'énergie par la face "avant". On peut montrer simplement que l'on a alors :

$$\frac{P_1 \sqrt{R_1}}{(1 - R_1)} = \frac{P_2 \sqrt{R_2}}{(1 - R_2)} \quad (\text{I.9})$$

c) Limites à la puissance émise

La dégradation catastrophique (COD ou Catastrophic Optical Degradation) est un processus irréversible, dû à l'échauffement local des faces clivées allant jusqu'à la fusion, sous les effets conjoints de l'absorption du flux optique et de la recombinaison non-radiative de surface. La densité de flux optique correspondante dépend dans le détail de la structure du composant, de la passivation des faces et du régime de fonctionnement. En régime continu, elle est comprise entre 10^5 et 10^6 W/cm² pour les composants à base de GaAlAs, elle est plus élevée pour un fonctionnement en impulsions courtes (< 1 μs). Elle n'est pratiquement jamais atteinte pour les composants à base de GaInAsP.

La saturation de la caractéristique P/I est au contraire un processus réversible, dû principalement à l'échauffement général de la jonction. En effet, le courant de seuil est une fonction rapidement croissante de la température de jonction T_j , caractérisée par le paramètre empirique T_0 ayant la dimension d'une température et défini par:

$$I_s = I_r \cdot \exp \left[\frac{(T_j - T_r)}{T_0} \right] \quad (\text{I.10})$$

Où I_r est le courant de seuil à la température de référence T_r .

On caractérise habituellement l'échauffement par une résistance thermique R_{th} (K/W) définie par :

$$T_j - T_s = R_{th} VI \quad (I.11)$$

Où T_s est la température du support.

Ainsi, lorsque l'on augmente le courant d'injection, le courant de seuil augmente également et si I_s augmente plus vite que I la puissance émise décroît. La valeur de R_{th} dépend considérablement de la géométrie du composant (surface active) et de la technologie de montage (dissipateur thermique) [34]-[35], alors que T_0 est principalement une caractéristique des matériaux semi-conducteurs employés :

- GaAlAs, $T_0 \sim 150K$.
- GaInAsP, $T_0 \sim 70K$.

3.4 Caractéristiques dynamiques

Les diodes Laser sont très utilisées comme convertisseurs de signaux du domaine électronique, bien adapté au traitement et au stockage des informations, au domaine optique (ou photonique) [35]-[39], bien adapté à leur transmission. Leur intérêt dans ces fonctions vient de ce que la modulation de la porteuse optique par les signaux électriques peut être effectuée par le courant injecté. Cette technique de *modulation directe*, à distinguer de la *modulation externe* où le signal agit sur la porteuse dans un composant modulateur spécifique, est plus économique en coût de composants comme de puissance de commande. En plus des limitations extrinsèques à la vitesse de modulation, dues aux éléments parasites de circuit schématisés, figure I.16, il y a lieu d'examiner les limitations intrinsèques aux réponses temporelles ou fréquentielle en fonction du type de modulation retenu.

3.4.1 Réponse temporelle

La réponse d'une diode Laser à un échelon de courant $I > I_s$ injecté à $t = 0$ est représentée sur la figure I.16. On remarque d'abord un retard à l'émission stimulée t_d , temps nécessaire pour que la densité d'électrons hors équilibre n passe de 0 à la valeur de seuil n_s . Un calcul simple, dans l'approximation de la durée de vie, montre que:

$$t_d = T \cdot \text{Log} \left(\frac{I}{I - I_s} \right) \quad (\text{I.12})$$

De sorte que t_d a l'ordre de grandeur de la durée de vie totale. Pour $I = 1,58 I_s$, t_d vaut exactement τ puis décroît lentement lorsque I augmente. Ce retard, gênant en modulation d'impulsions à haut débit, peut être annulé en pré polarisant le composant au seuil par un courant continu.

L'émission stimulée montre ensuite un comportement résonnant amorti (cf. paragraphe I.3.2.2), dont les caractéristiques, fréquence et temps d'amortissement, dépendent dans le détail du point de fonctionnement utilisé. Ce comportement a pour origine physique les échanges entre les énergies stockées dans la région active sous forme électronique et sous forme optique et limite. Actuellement la vitesse de modulation vers 60 Gbauds.

3.4.2 Réponse fréquentielle intrinsèque

La figure I.17 montre les variations de la puissance optique émise en fonction de la fréquence, pour un courant de modulation sinusoïdal d'amplitude petite par rapport au courant continu de polarisation, supérieur au seuil, auquel il est superposé. Les courbes présentées résultent d'un modèle linéarisé, intégrant deux équations différentielles couplées décrivant les évolutions des populations d'électrons et de photons.

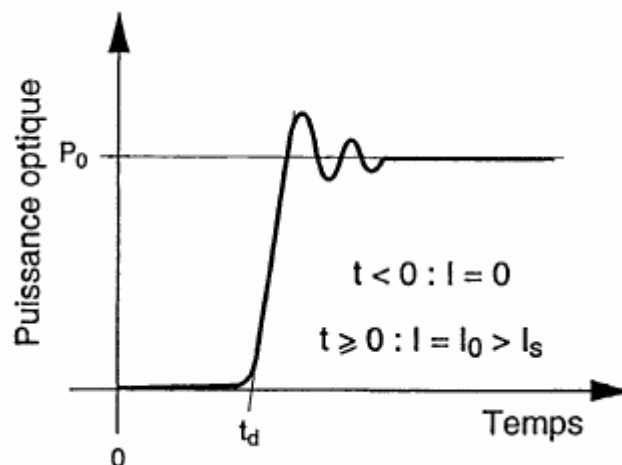


Figure I.16: Réponse temporelle d'une diode Laser à un échelon de courant supérieur au Courant de seuil.

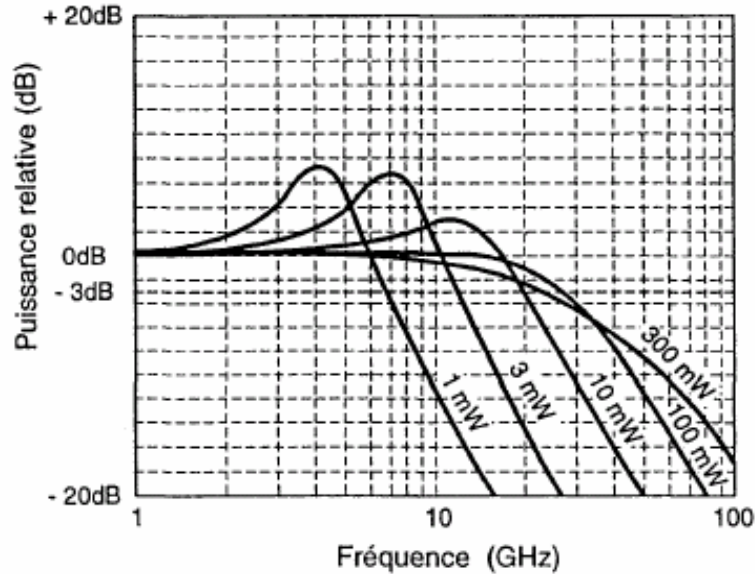


Figure I.17: Réponse fréquentielle d'une diode Laser en petits signaux.

On retrouve sur ces courbes le comportement résonnant de la figure I.16, et l'on voit de plus l'effet du choix de point de fonctionnement, caractérisé par la puissance moyenne émise P_0 , sur la fréquence de résonance et sur l'amortissement. La modélisation montre et les expériences confirment que la fréquence de résonance croît en $\sqrt{P_0}$ alors que l'amortissement croît comme P_0 . Il en résulte que la bande passante mesurée par exemple à -3 dB passe par un maximum dépendant essentiellement du matériau, et dont l'ordre de grandeur est de 30 GHz.

3.4.3 Bruit d'émission

Le bruit à l'émission d'une diode Laser a pour origine physique l'émission spontanée s'ajoutant aléatoirement en phase avec l'émission stimulée. Les fluctuations résultantes de la puissance émise limitent la dynamique de la transmission de signaux analogiques et sont habituellement caractérisées après détection par le *RIN* (Relative Intensity Noise) [39], mesurant l'excès de bruit par rapport au bruit de grenaille:

$$RIN = \left[\frac{\langle I_b^2 \rangle}{\frac{B - 2qI}{I^2}} \right] \quad (I.13)$$

Où $\langle I_b \rangle$ est la valeur quadratique moyenne de la photo courant de bruit, B est la bande passante de la mesure et I est le courant continu détecté.

Le RIN se mesure en principe en secondes (dimension de l'inverse d'une fréquence), mais est en fait souvent et incorrectement donné en dB / Hz, la bande passante de la mesure étant supposée de 1 Hz. D'une façon générale, il décroît quand P_0 augmente et dépend de la fréquence avec un maximum à la fréquence de résonance. Sa valeur peut atteindre 10^{-16} s, soit un RIN de 160dB/Hz.

3.4.4 Réglage de longueur d'onde avec température

Il est intéressant pour de nombreuses applications de disposer d'une source cohérente à longueur d'onde ajustable, ainsi la température est un paramètre permettant simplement de commander la longueur d'onde d'émission des diodes lasers. En effet, un accroissement de T a pour effet de diminuer le gap des semi-conducteurs considérés et par suite d'augmenter la longueur d'onde moyenne du spectre d'émission [34]-[35]. La vitesse d'augmentation $d\lambda_m/dT$ est voisine de 0,5 nm / K pour les matériaux de la famille **InP** à la température de 300 K Figure I.18.

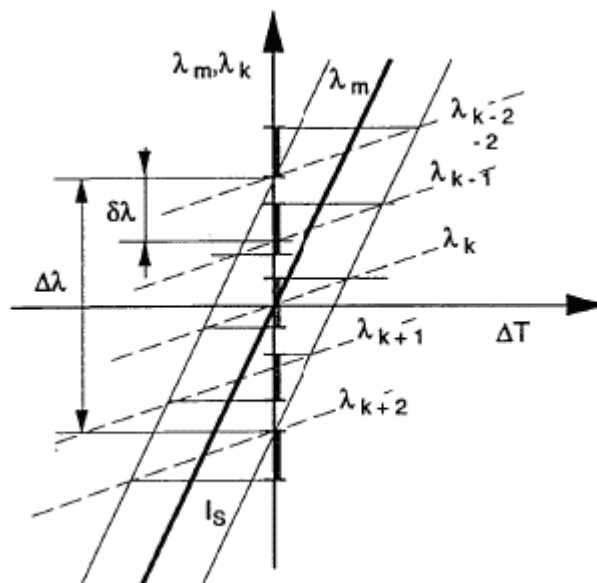


Figure I.18: Réglage de la longueur d'onde d'une diode Laser par la température.

Dans l'approximation où la relation liant l'indice à la température est de la forme

$$n(\lambda, T) = n(\lambda - \lambda_m(T)) \quad (\text{I.14})$$

L'analyse des variations avec la température de λ_m et des λ_k portées sur le même graphique (Figure I.18) permet de tirer les conclusions suivantes pour le composant considéré

- Le domaine de longueur d'onde couvert par un mode est seulement d'une fraction $\Delta\lambda$ ici 0,5 nm environ.
- Le domaine de longueur d'onde couvert par l'ensemble des modes n'est pas continu.

CHAPITRE II: ETUDES THEORIQUES ET RESULTATS

Dans ce chapitre on va commencer notre étude par une description générale à La réflectométrie optique à faible cohérence ou OLCR (de l'anglais *Optical Low-Coherence Reflectometry*), cette technique de détection elle est en cours de développement permet la localisation et la quantification des discontinuités ainsi que des défauts de fabrication présents au sein des composants photoniques modernes. Notre travail se limite également sur la réflectométrie optique dans le domaine fréquentiel l'OFDR (de l'anglais *Optical Frequency-Domain Reflectometry*) et la modulation de fréquence dans le domaine temporel d'une manière précise, dont le problème rencontré au laboratoire est la difficulté de générer une fréquence modulée linéairement dans le temps avec le matériel et les dispositifs de mesure disponibles.

Une étude théorique détaillée va être exposée pour expliquer l'évolution de la longueur d'onde d'un laser à semi conducteurs, en fonction des différents paramètres qui agissent sur la fréquence d'émission.

Parmi ces paramètres, il y a la température et la tension externe d'alimentation, la première influe sur la longueur géométrique de la cavité et le mouvement des porteurs de charges afin de créer un certain courant dans la cavité de l'ordre de quelque mA. Et le second agit sur le courant d'alimentation du Peltier qui provoque à son tour une variation de température à l'intérieur du Peltier qui fait varier par la suite la fréquence d'émission du laser. A l'aide des résultats expérimentaux qui sont déjà obtenus, on peut étudier les caractéristiques de la longueur d'onde et la fréquence dans la fenêtre sur laquelle on travaille en fonction de la température. L'évolution de cette dernière dans le temps permet de rechercher une réponse fréquentielle la plus linéaire possible en fonction de la température appliquée dans le Peltier.

1 La Réflectométrie optique à faible cohérence

La réflectométrie optique à faible cohérence ou OLCR (de l'anglais *Optical Low-Cohherence Reflectometry*) est désormais devenue une technique relativement répandue. Elle permet la détection, la localisation et la quantification des discontinuités ainsi que des défauts de fabrication présents au sein des composants photoniques modernes. Compte-tenu de la stabilité des bancs de mesure, seul le module du coefficient de réflexion est généralement accessible. D'autre part, la réflectométrie à faible cohérence sensible à la phase permet de mesurer les variations dues aux changements de phase dans les composants (par exemple, présence d'un saut de phase, dispersion chromatique, ...), palliant ainsi les inconvénients et limitations de la réflectométrie à faible cohérence conventionnelle. L'OLCR permet en conséquence d'effectuer une analyse structurale du composant et d'apporter une réponse pertinente aux concepteurs de composants photoniques.

1.1 Techniques réflectométriques

L'analyse non destructive des fibres optiques et des composants photoniques s'avère fondamentale lors de l'évaluation de ses performances et de l'étude de leurs défauts. Plusieurs outils d'investigation basés sur le principe de la réflectométrie ont été proposés à ce jour. Parmi les plus répandus, les réflectomètres dans les domaines du temps, de la fréquence et de la cohérence exhibent les caractéristiques les plus intéressantes.

1.1.1 Réflectométrie optique dans le domaine temporel (OTDR)

Depuis son introduction en 1976 [41], la technique de caractérisation optique connue sous le nom de réflectométrie optique dans le domaine temporel (OTDR, de l'anglais *Optical Time-Domain Reflectometry*) est devenue un outil d'analyse très importante lors de l'implantation des lignes de transmission optiques. Elle consiste essentiellement à enregistrer en fonction du temps la puissance optique réfléchi le long de la fibre (Figure II.1). L'amplitude du signal détecté dépend de la présence des atténuations, des réflexions Rayleigh, des imperfections et soudures, des connecteurs, etc. [42]-[43]. La résolution spatiale de l'appareil est passée de la centaine des mètres à quelques centimètres et la dynamique de la détection reste inférieure à 60 dB. En conséquence l'OTDR reste insuffisamment précis en vue de l'analyse des composants photoniques.

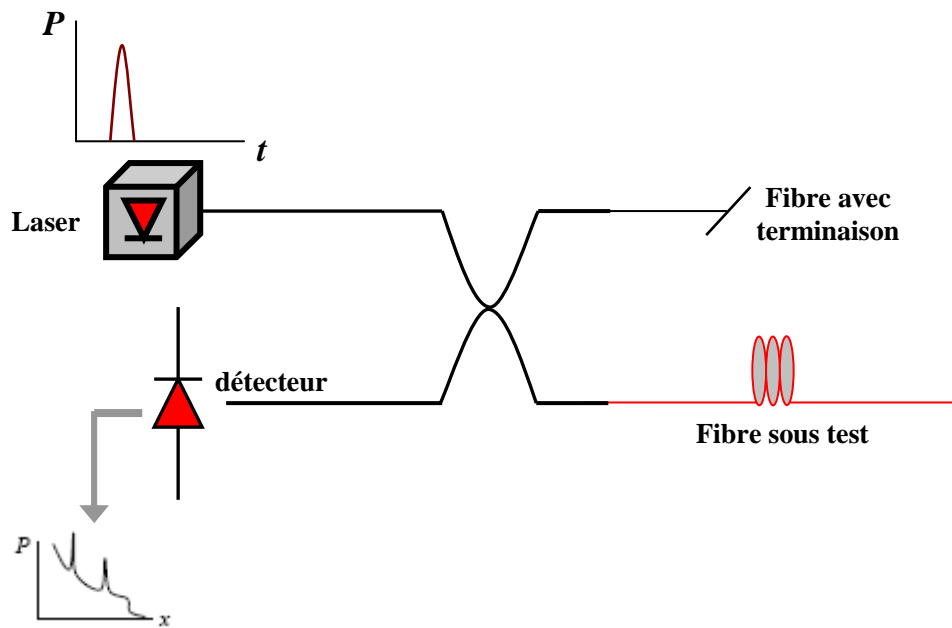


Figure II.1: Schéma simplifié du réflectomètre dans le domaine temporel (OTDR).

1.1.2 Réflectométrie optique dans le domaine fréquentiel (OFDR)

Une solution pour surmonter la pauvre résolution spatiale des techniques du type OTDR est la réflectométrie optique dans le domaine fréquentiel (OFDR, de l'anglais *Optical Frequency- Domain Reflectometry*) [44]-[45]. Cette méthode utilise comme source un laser modulé par des variations linéaires de fréquence. Le signal détecté, correspondant aux réponses spectrales des points réflecteurs localisés le long du composant sous test, est traité au moyen d'un algorithme de Fourier afin d'obtenir la réponse temporelle (Figure II.2). La détection des défauts dans le composant est ainsi envisageable. Le principal progrès de l'OFDR sur l'OTDR est l'amélioration de la dynamique des mesures des réflexions discrètes, augmentée du fait que les signaux réfléchis sont mesurés autour d'une bande spectrale étroite.

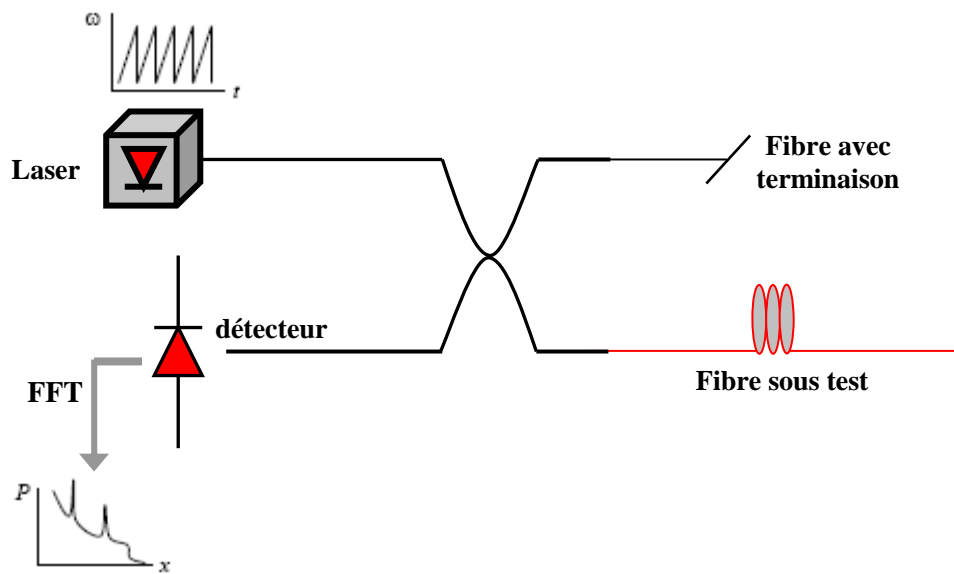


Figure II.2: Schéma simplifié du réflectomètre dans le domaine fréquentiel (OFDR).

1.1.3 Réflectométrie optique à faible cohérence (OLCR)

La réflectométrie optique dans le domaine de la cohérence ou à faible cohérence (OLCR), décrite dans ce chapitre, a significativement amélioré la résolution spatiale et la dynamique des mesures. Des réflexions séparées de $< 10 \mu\text{m}$ peuvent être identifiées et quantifiées. Son application à l'étude des composants photoniques est devenue possible et des résultats prometteurs ont été publiés, confirmant ainsi la pertinence de cette technique parmi les outils d'investigation connus.

2 Longueur d'onde d'émission

La longueur d'onde d'émission du laser semi conducteur est donnée par la relation :

$$k \lambda = 2 nL \quad (\text{II.1})$$

K : nombre entier, valant en pratique 1 (réseau du premier ordre) ou 2 (réseau du deuxième ordre).

n : l'indice de réfraction de la cavité.

L : la longueur géométrique de la cavité.

Une variation de température peut provoquer une dilatation du matériau. De même l'indice n dépend de la température mais aussi de la densité de porteurs de charge N dans le matériau. Cela peut se comprendre aisément, en effet, lorsque la température du matériau augmente, l'excitation thermique des électrons change également et le nombre d'électrons dans la bande de conduction augmente [40]. Les photons se propageant dans le matériau sont alors absorbés en plus grand nombre, s'ils sont réémis un instant plus tard leur propagation a tout de même été ralenti. La vitesse de propagation étant modifiée, l'indice l'est également. Le même phénomène s'applique lorsque le nombre d'électrons change par modification du courant d'électrode.

Pour modéliser ce changement de température, on peut écrire:

$$\lambda(T, I) = \frac{1}{k} 2n(T, I)L(T) \quad (\text{II.2})$$

La variation de longueur d'onde est alors:

$$d\lambda(T, I) = \frac{1}{k} 2 \left[\frac{\partial n(T, I)}{\partial T} L(T) + n(T, I) \frac{\partial L(T)}{\partial T} \right] dT + \frac{1}{k} 2 \left[\frac{\partial n(T, I)}{\partial I} L(T) \right] dI \quad (\text{II.3})$$

Expérimentalement, on trouve une dépendance en température:

$$\left[\frac{\partial n}{\partial T} L + n \frac{\partial L}{\partial T} \right] \approx 0,1 \text{ nm} / ^\circ \text{C} \quad (\text{II.4})$$

Et une dépendance en courant:

$$\left[\frac{\partial n}{\partial I} L \right] \approx 0,05 \text{ nm} / \text{mA} \quad (\text{II.5})$$

La relation (II.4) décrit la loi de variation de la longueur d'onde d'un laser à cavité avec la température [40], Cette variation est gênante pour la stabilité spectrale du laser. Une régulation en température par élément Peltier, est nécessaire pour assurer la stabilisation thermique des lasers. Il sera possible de contrôler le dérivé en longueur d'onde en contrôlant la température. En effet, cette loi de variation permettra le contrôle de la fréquence du battement des lasers pour la génération d'un signal optique modulé à haute fréquence.

2.1 Etudes théoriques

2.1.1 Variation de la longueur d'onde en fonction de la température

Si on remplace les relations (II.4) et (II.5) dans (II.3), on trouve une dépendance entre la longueur d'onde d'émission λ et le courant de porteurs de charge I avec la température due à la dilatation du matériau, la relation est donnée par:

$$\frac{d\lambda}{dT} - B \frac{dI}{dT} - A = 0 \quad (\text{II.6})$$

Ou : $A = \frac{1}{5K} (nm/c^\circ)$ et $B = \frac{1}{10K} (nm / mA)$ K : étant un entier.

On prend ($K=1$ le cas d'un réseau du premier ordre) ce qui fait ($A=0,2 \text{ nm}/^\circ\text{C}$).

Dans une source de courant constant, la variation du courant en fonction de température tend vers zéro, c'est à dire ($\frac{dI}{dT} \rightarrow 0$), et la relation (II.6) devient:

$$\frac{d\lambda}{dT} - A = 0 \quad (\text{II.7})$$

La relation (II.7) montre que la variation de longueur d'onde d'émission en fonction de température est linéaire, sous la forme:

$$\lambda = A.T + \alpha \quad (\text{II.8})$$

Ou α : la constante d'intégration dépend aux conditions initiales.

2.1.2 Variation de la fréquence en fonction de la température

La longueur d'onde en fonction de la fréquence est donnée par la relation suivante:

$\lambda = \frac{C}{\nu}$ Alors, On peut exprimer la variation de la longueur d'onde en fonction de la température sous la formule suivante:

$$\frac{d\lambda}{dT} = -\frac{C}{(\nu)^2} \frac{d\nu}{dT} \quad (\text{II.9})$$

Si on remplace la relation (II.9) dans (II.7), on trouve l'équation différentielle générale qui nous donne l'évolution de la fréquence en fonction de la température de la manière suivante:

$$\frac{1}{v} \frac{dv}{dT} + \frac{A}{C} = 0 \quad (\text{II.10})$$

C : la vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m/s).

La solution de l'équation (II.10) peut être donnée par:

$$v(T) = \frac{1}{\frac{A}{C}T + \beta} \quad (\text{II.11})$$

β : la constante d'intégration dépend des conditions initiales.

2.1.3 La fréquence dans le domaine temporel

Si on désire d'avoir une réponse fréquentielle linéaire en fonction du temps sous la forme:

$$v(T(t)) = v(t) = a \cdot t + b \quad (\text{II.12})$$

Il faut appliquer une température qui évolue dans le temps de la manière suivante:

$$T(t) = \frac{C}{A} \cdot \frac{1 - \beta \cdot a \cdot t - \beta \cdot b}{a \cdot t + b} \quad (\text{II.13})$$

2.1.4 Applications numériques

a) détermination de a et b :

À $t=0$ s $\lambda_1(0)=1559,6$ nm $\Rightarrow v_1(0)=1,9235 \cdot 10^{14}$ Hz.

$t=10$ s $\lambda_2(10)=1560$ nm $\Rightarrow v_1(0)=1,9230 \cdot 10^{14}$ Hz.

A partir des deux points ($t=0$ s, $t=10$ s), on trouve que :

$b=1,9235 \cdot 10^{14}$ Hz et $a=-5 \cdot 10^9$ Hz/s.

Donc l'équation (II.12) devient:

$$v(t) = (-5 \cdot (10)^9)t + 1,9235 \cdot (10)^{14} \quad (\text{Hz}) \quad (\text{II.14})$$

b) détermination de la constante d'intégration α et β :

Expérimentalement on a: $\frac{\Delta \lambda}{\Delta T} = \left[\frac{\partial n}{\partial T} L + n \frac{\partial L}{\partial T} \right] = 0,1 \text{ nm } / ^\circ \text{C}$ (formule (II.4)).

$$\text{Ou } \Delta \lambda = \lambda_2 - \lambda_1 = 1560 - 1559,6 = 0,4 \text{ nm} \quad \text{et} \quad \Delta T = \frac{0,4}{0,1} = 4^\circ \text{C}$$

Hypothèses:

$$\text{À } T_1 = 20^\circ \text{C} \quad \lambda_1 = 1559,6 \text{ nm}$$

$$\text{À } T_2 = T_1 + \Delta T = 24^\circ \text{C} \quad \lambda_2 = 1560 \text{ nm} \quad \Delta T = T_2 - T_1 = 4^\circ \text{C}$$

On prend comme condition initiale de température $T_2 = 24^\circ \text{C}$ qui correspond à $\lambda_2 = 1560 \text{ nm}$.

Si on remplace dans (II.8) le point (λ_2, T_2) , on trouve la valeur de la constante d'intégration $\alpha = 1,555 \cdot 10^3 \text{ nm}$.

$$\text{On a aussi à } T_2 = 24^\circ \text{C} \quad v_2 = \frac{c}{\lambda_2} = 1,9230 \cdot (10)^{14} \text{ Hz}$$

Et si on remplace dans (II.11) le point (v_2, T_2) , on trouve la valeur de la constante d'intégration $\beta = 518,402 \cdot 10^{-17} \text{ s}$.

Alors L'équation (II-8) devient:

$$\lambda = 0,2 \cdot T + 1,555 \cdot (10)^3 \quad (\text{nm}) \quad (\text{II.15})$$

Et l'équation (II.11) peut s'écrire de la manière suivante:

$$v(T) = \frac{1}{6,66 \cdot (10)^{-19} \cdot T + 518,402 \cdot (10)^{-17}} \quad (\text{II.16})$$

2.2 Résultats et simulations

2.2.1 La caractéristique de la longueur d'onde en fonction de la température

L'évolution de la longueur d'onde en fonction de la température est linéaire selon la loi (II.15), d'où l'augmentation de la longueur d'onde augmente quand la température augmente dans un intervalle de longueur d'onde de 1559,5 à 1560nm, (Figure II.3) ceci correspond à une variation de température (22,5 à 24,5°C).

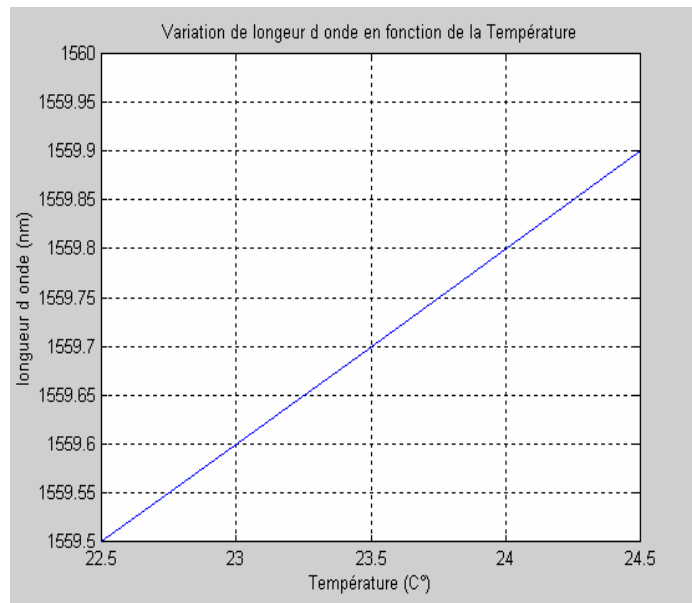
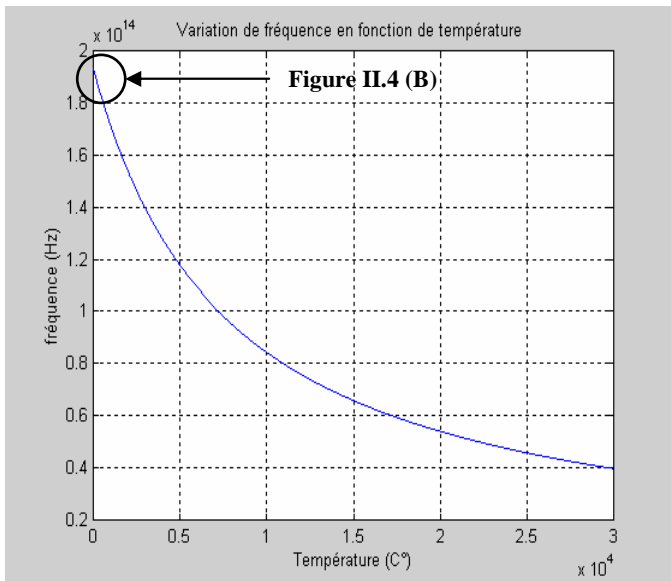


Figure II.3: la caractéristique de la longueur d'onde en fonction de la température.

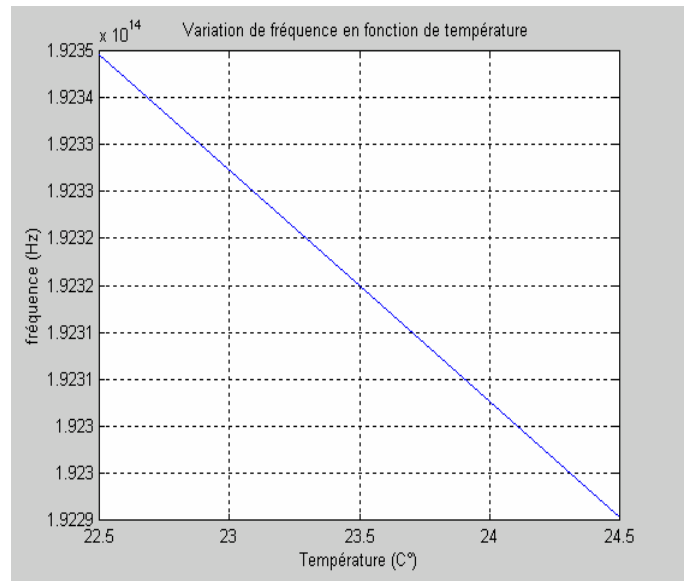
2.2.2 La caractéristique de la fréquence en fonction de la température

D'après la loi (II.16), la fréquence diminue quand la température augmente, et la relation entre les deux n'est pas linéaire (Figure II.4 (A)), mais on pourra supposer que la variation de fréquence évolue linéairement en fonction de la variation de température pour de petites variations entre 22,5-24,5°C (la gamme de température qui correspond à l'intervalle de fréquence sur lequel on travaille). (Figure II.4 (B))



(A)

Figure II.4 (A): variation de fréquence en fonction de la température pour une gamme de l'ordre de $3 \cdot 10^4$ C°.



(B)

Figure II.4 (B) : variation de fréquence en fonction de la température pour une gamme de 22.5 à 24,5 C°.

2.2.3 La caractéristique de la fréquence en fonction du temps

La variation de fréquence dans le domaine temporel qui a été supposée linéaire, (II.14) diminue de 192,35 THz à 192,29 THz pour une variation du temps de 0 jusqu'à 12 s ($\Delta t=12s$). (Figure II.5)

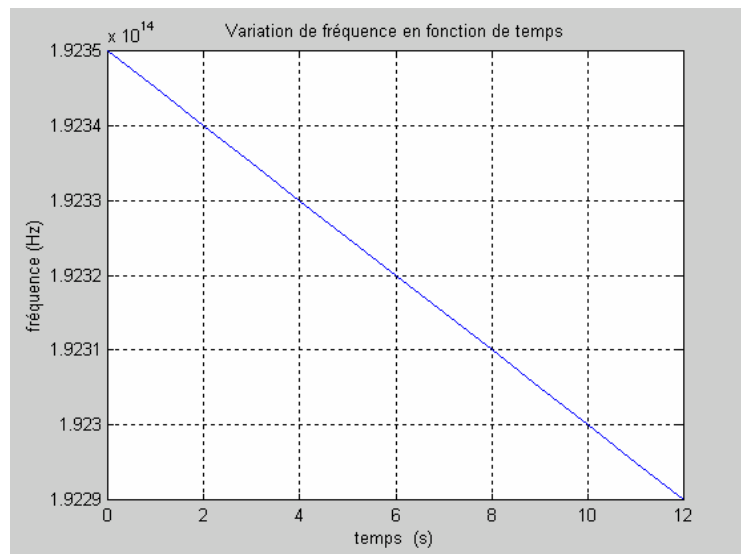
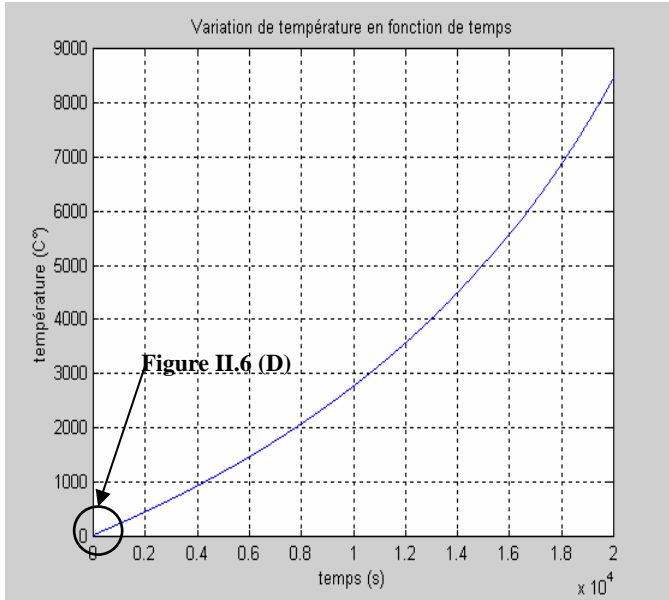


Figure II.5: variation de la fréquence en fonction du temps Pour ($\Delta t=12s$).

2.2.4 La caractéristique de la température en fonction du temps

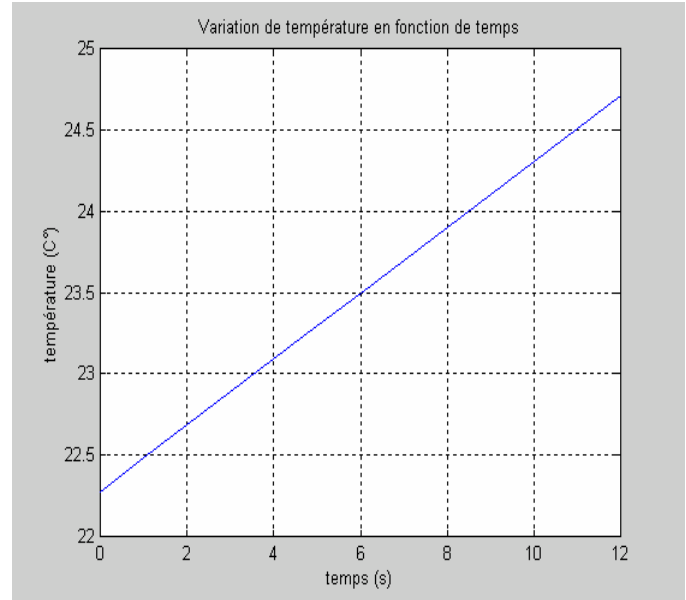
L'évolution de température dans le domaine temporel à l'intérieur du Peltier n'est pas linéaire (Figure II.6 (C)), la température augmente avec le temps, mais il est possible de considérer que cette courbe est linéaire avec la température pour des petites variations dans le temps (Figure II.6 (D)). Lorsque on cherche la gamme de température nécessaire pour provoquer une variation de longueur d'onde dans la bande sur laquelle on travail (1559,5 à 1560nm), on trouve que cette gamme varie entre (22,5-24,5 °C), c'est à dire d'une variation de $\Delta T= 2^\circ\text{C}$, par contre ça nous amène à chercher l'intervalle du temps qui permet de nous donner cette variation de température. D'après la courbe de la figure II.6 (D), l'intervalle temporel nécessaire pour provoquer cette variation de température dans le Peltier est de 0 à 12s ($\Delta t=12\text{s}$).

$$T(t) = \frac{1,5015(10)^{18}(1+2592,01(10)^{-8}.t-997,1462(10)^{-3})}{-5(10)^9.t+1,9235(10)^4} \quad (\text{II.17})$$



(C)

Figure II.6 (C): caractéristique de température dans le domaine temporel. La variation du temps est de l'ordre de 2.10^4s .



(D)

Figure II.6 (D): caractéristique de température dans le domaine temporel. La variation du temps est de 0 à 12s ($\Delta t=12\text{s}$).

2.2.5 La caractéristique de longueur d'onde en fonction de la tension externe

La relation entre la longueur d'onde et la tension externe qui agit sur le Peltier est expérimentalement linéaire, sous la forme:

$$\lambda(u) = a_1 \cdot u + b_1 \quad (\text{nm}) \quad (\text{II.18})$$

D'après les résultats expérimentaux, on peut déterminer les constantes a_1 , b_1 , on a :

$$\text{À } u_1 = 5\text{v} \quad \lambda_1 = 1559,6 \text{ nm.}$$

$$\text{À } u_2 = -5\text{v} \quad \lambda_2 = 1560 \text{ nm.}$$

Si on remplace les deux points précédents (u_1, λ_1) et (u_2, λ_2) dans (II-18) on trouve la relation suivante:

$$\lambda(u) = -0,04 \cdot u + 1559,80 \quad (\text{nm}) \quad (\text{II.19})$$

La relation (II.19) montre que la longueur d'onde du laser varie linéairement avec la tension appliquée dans l'intervalle de -5 à 5v la longueur d'onde diminue avec la tension de 1560 à $1559,6 \text{ nm}$. Figure II.7:

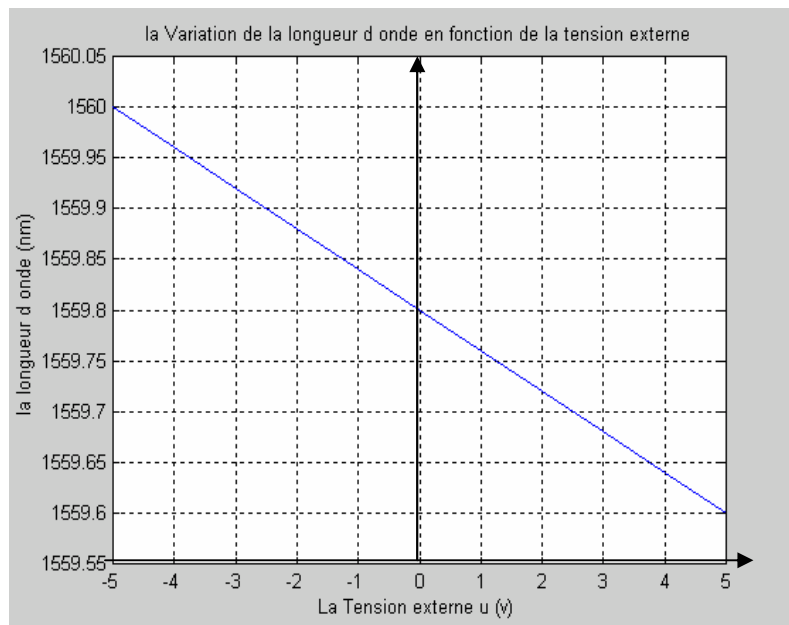


Figure II.7: Variation de la longueur d'onde du laser en fonction de la tension externe.

2.2.6 La caractéristique de la fréquence en fonction de la tension externe

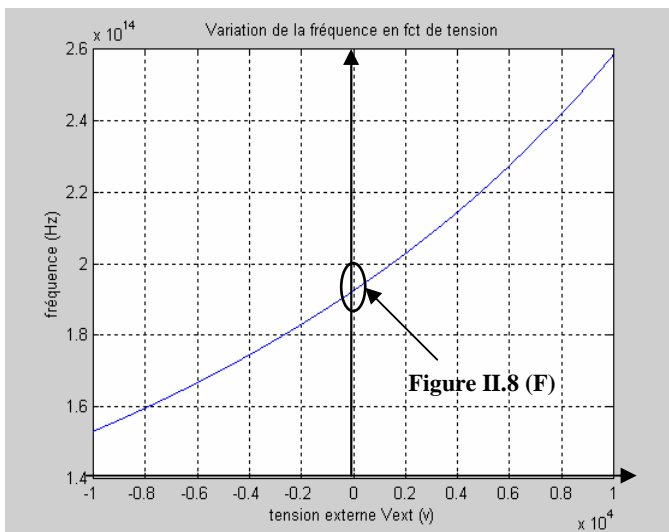
On peut exprimer la fréquence en fonction de la tension externe à partir de la formule (II.19) sous la forme suivante:

$$v(u) = \frac{C}{-4 \cdot (10)^{-11} u + 1559,80 \cdot (10)^{-9}} \quad (\text{Hz}) \quad (\text{II.20})$$

$$C = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s.}$$

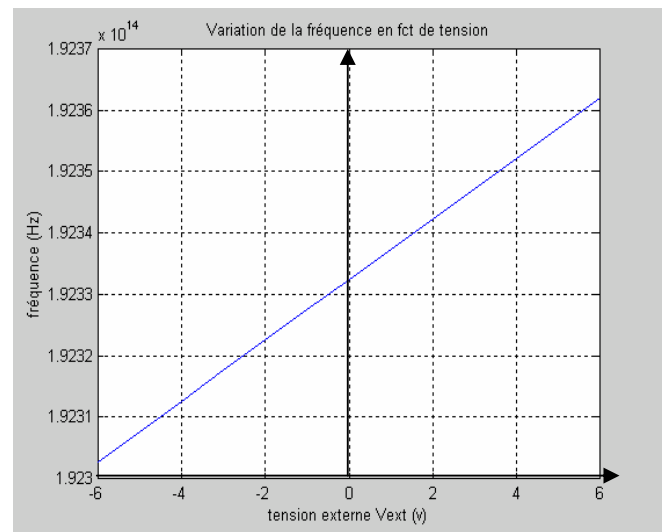
La relation (II.20) montre que la variation de la fréquence en fonction de tension externe n'est pas linéaire, d'où l'augmentation de la fréquence augmente avec la tension externe qui agit sur l'élément du Peltier, l'allure de la caractéristique donnée dans la Figure II.8 (E).

On pourra supposer que la variation de fréquence évolue linéairement en fonction de la variation de tension, pour de petites variations de tension de -6 à 6 v qui correspondent à une variation de fréquence de $1,9230$ - $1,9236$. Figure II.8 (F)



(E)

Figure II.8 (E): variation de la fréquence du laser en fonction de la tension externe pour des valeurs de tension de l'ordre de 10^4 v.



(F)

Figure II.8 (F): variation de la fréquence du laser en fonction de la tension externe pour des valeurs de tension entre -6 à 6 v.

2.3 La variation de fréquence en dynamique

On applique la transformée de Laplace sur l'équation (II.14), on obtient l'expression suivante:

$$v(s) = \frac{-5 \cdot 10^9 + 1,9235 \cdot 10^{14} s}{s^2} \quad (\text{II.21})$$

A partir de l'expression (II.21) on peut déduire la transformée de Laplace de la longueur d'onde $\lambda(s)$ d'où:

$$\lambda(s) = \frac{C}{v(s)} = \frac{Cs^2}{1,9235 \cdot 10^{14} s - 5 \cdot 10^9} \quad (\text{II.22})$$

$$C = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

De (II.21) et (II.22) on peut déduire aussi la fonction de transfert de la partie **longueur d'onde- fréquence** (figure II.9) sous la forme suivante:

$$G(s) = \frac{v(s)}{\lambda(s)} = \frac{C}{\lambda(s)^2} = 3 \cdot 10^8 \frac{25 \cdot 10^2 - 19235 \cdot 10^4 s + 3,6998 \cdot 10^{12} s^2}{9s^4} \quad (\text{II.23})$$

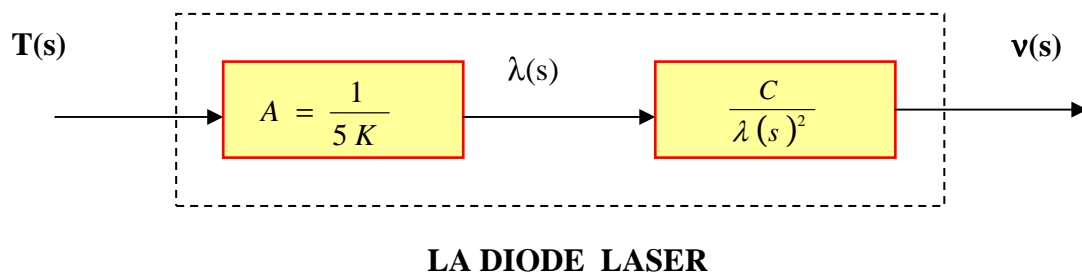


Figure II.9: le bloc caractéristique de la diode laser.

2.3.1 Les hypothèses de simulation en dynamique

a) La rampe de température

- une pente de $A=1s^{-1}$.
- Délais de démarrage $T_D=1s$.
- Valeur initiale à $(t=0s)$ $Y_0=T_0=22,27C^\circ$.

b) L'échelon de température

- La valeur initiale à $(t=0s)$, $Y_0=T_0=22,27C^\circ$.
- La valeur finale à $(t=12s)$, $H=T_1=24,7C^\circ$.
- Délais de démarrage $T_D=12s$.

c) La source constante de température

- à $t=0s$ on applique une source de température ($T=22,27C^\circ$).
- à $t=12s$ on applique une source de température ($T=24,7C^\circ$).
- $K=0,2$ pour une cavité laser de premier ordre ($n=1$).

2.3.2 Présentation de logiciel de simulation -le SIMAPP-

SimApp est un programme fonctionnant sous Windows conçu pour l'analyse et l'optimisation de n'importe quel genre de système dynamique basé sur le concept des schémas fonctionnels. De ce fait aucune structure prédéfinie n'est imposée. Des systèmes non linéaires temporels peuvent être simulés et leurs simulations affichées dans le domaine réel. En outre, des systèmes linéaires continus et invariants peuvent être étudiés dans le domaine fréquentiel. Le logiciel peut produire les résultats fréquentiels sous forme de diagrammes de Bode et de Nyquist et calcule les valeurs propres (pôles) du système ou du sous-système étudié. Les données sont également présentées sous forme de tableaux et peuvent être copiées dans d'autres applications à l'aide du presse-papier de Windows.

La modélisation des systèmes sous forme de schémas fonctionnels, est faite d'une manière complètement graphique par l'inclusion dans une aire de travail de blocs fonctionnels connectés au moyen de lignes de commandes. Les paramètres caractéristiques les plus importants (gain, constantes de temps, retard, etc...) sont placés directement dans le schéma et accessibles sans obligation d'ouvrir les boîtes de dialogue des blocs.

SimApp contient une palette d'objets constituée d'une riche collection d'éléments fonctionnels. Des sous-ensembles fréquemment utilisés peuvent être combinés dans des groupes et être stockés dans la palette ou dans des bibliothèques. Il est possible de développer des blocs personnalisés qui offrent la possibilité de modéliser des objets du monde réel et de

les stocker dans l'objectif de vous en servir pour un usage futur à l'intérieur de vos schémas fonctionnels. Ceci permet d'adapter SimApp à vos besoins spécifiques. Un système ou n'importe quel sous-ensemble peut être analysé au moyen de sondes de mesure spéciales. Les réponses temporelles et fréquentielles sont disponibles à chaque nœud du schéma fonctionnel et peuvent être comparées à celles obtenues à d'autres nœuds. Par exemple, dans un système de contrôle automatique il est possible de comparer la réponse en boucle fermée et boucle ouverte en lançant une seule simulation et de comparer les résultats dans un diagramme commun sans modifier en quoi que se soit le schéma fonctionnel (Il n'est pas nécessaire par exemple d'ouvrir la boucle de retour).

SimApp permet un affichage multiple de documents. Cela signifie que vous pouvez ouvrir plus d'un document en même temps. En outre, l'apport du multitâche de Windows permet le lancement simultané de plusieurs simulations tout en travaillant à d'autres schémas.

2.3.3 Fenêtre principale de SIMAPP

Après le lancement de SimApp la fenêtre principale apparaît. (Figure II.10) Les options du programme (lancées par un clic dans « *Spécial + Options* » puis onglet *Général*) permettent entre autres de démarrer avec tous les schémas qui étaient ouverts à la fin de la dernière session ou simplement avec une page vide. Il suffit de cocher ou non l'option : *Charger automatiquement les derniers fichiers lors du lancement du programme.*

On trouve la plupart des commandes dans la barre de menu placée au dessus de l'aire de travail de SimApp. Mais certaines commandes spécifiques ainsi que certains objets apparaissent uniquement dans des menus contextuels (menus pop-up).

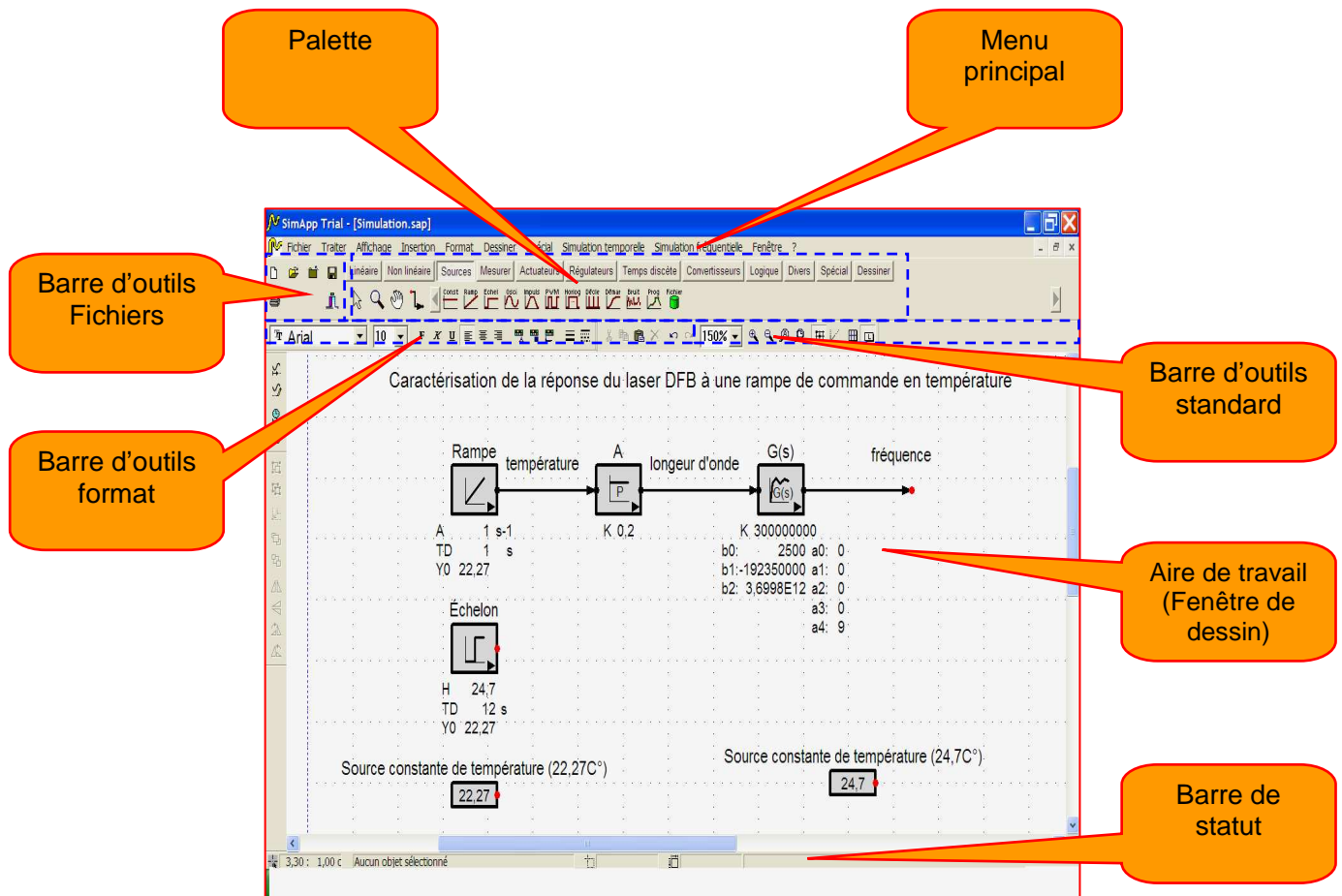


Figure II.10: Fenêtre principale de SimApp.

En faisant un clic droit sur un objet, (Figure II.10) on ouvre son menu contextuel. Sont considérés comme objets tous les éléments graphiques présents dans la fenêtre de travail principale de l'application: Palette, boutons, barre d'outils, panneaux et même objets de vos schémas. Au moyen des menus contextuels (pop-up), il est possible d'accéder aux paramètres associés à ces objets. Les menus pop-up sont affichés à l'endroit courant du curseur, ils permettent ainsi d'éviter le déplacement systématique du curseur vers la barre de menu ou à vers une barre d'outils.

2.3.4 La réponse temporelle du laser DFB à une rampe de température

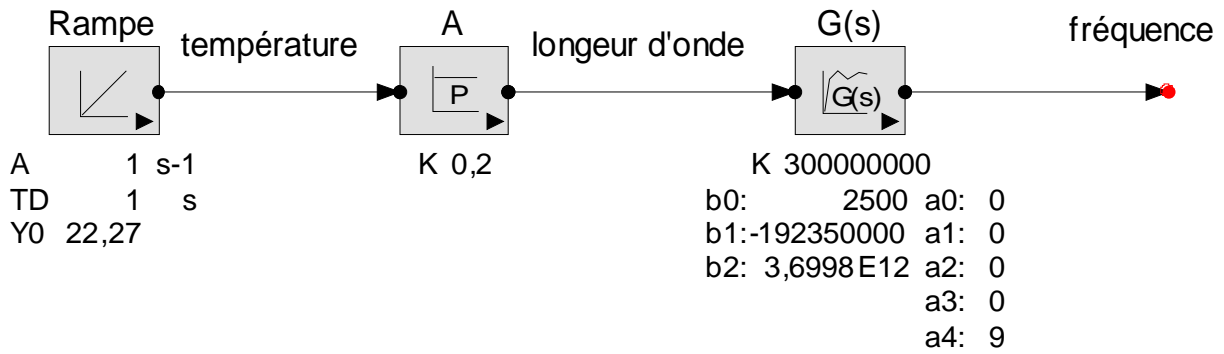


Figure II.11: le schéma fonctionnel qui caractérise la variation de fréquence à une rampe de température.

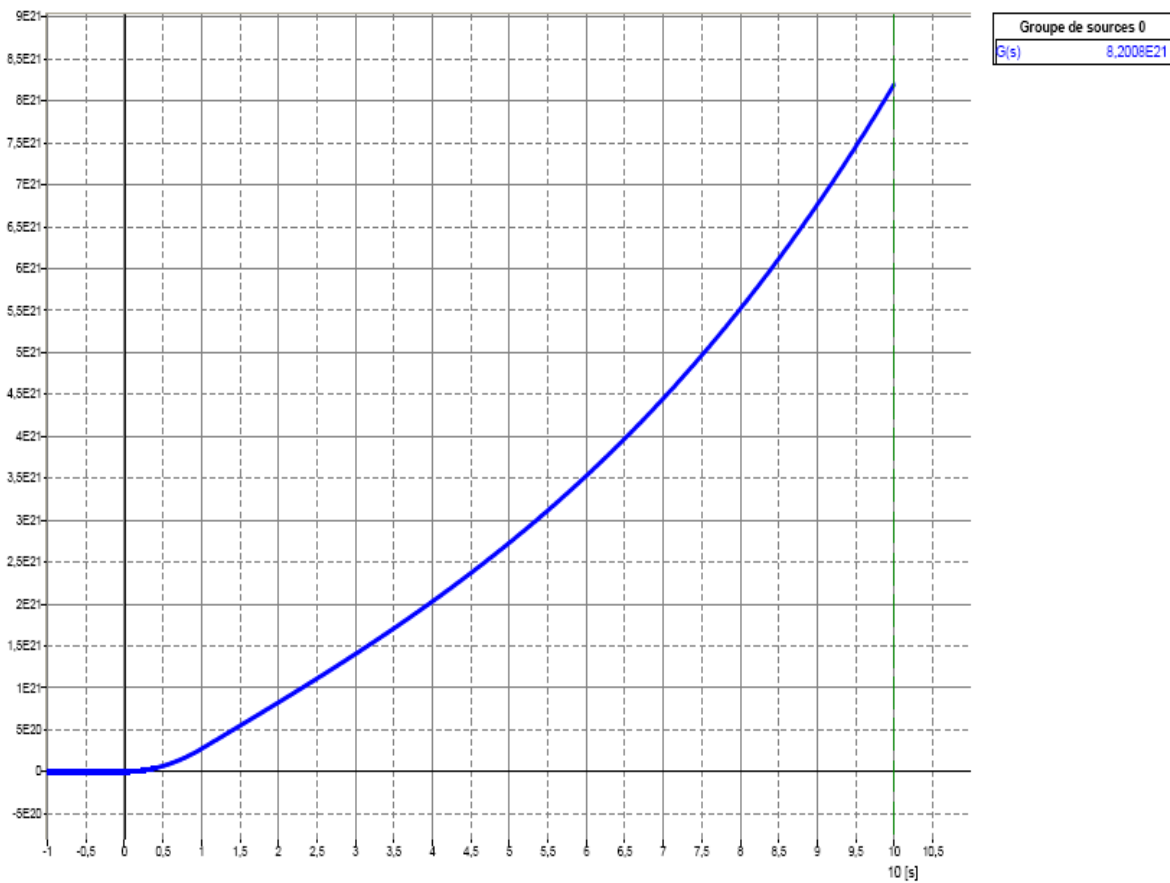


Figure II.12: la réponse temporelle du laser à une rampe de commande en température.

2.3.5 La réponse temporelle du laser DFB à un échelon de température

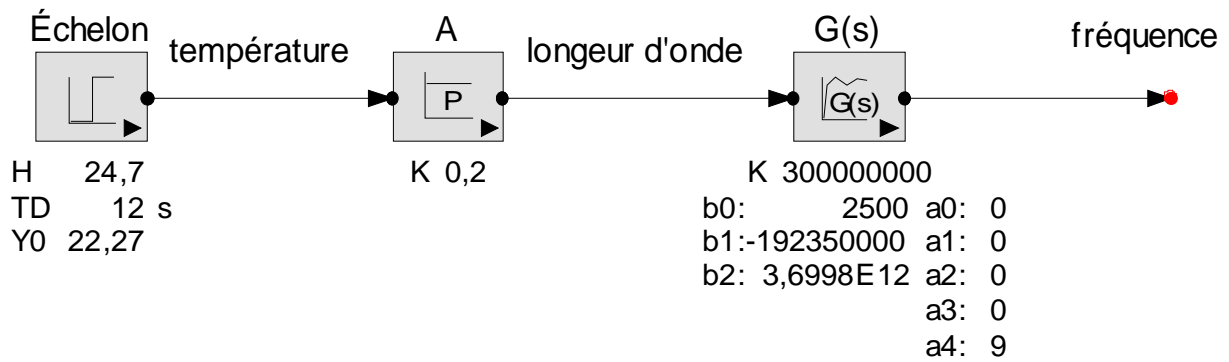


Figure II.13: le schéma fonctionnel qui caractérise la variation de fréquence à un échelon de température.

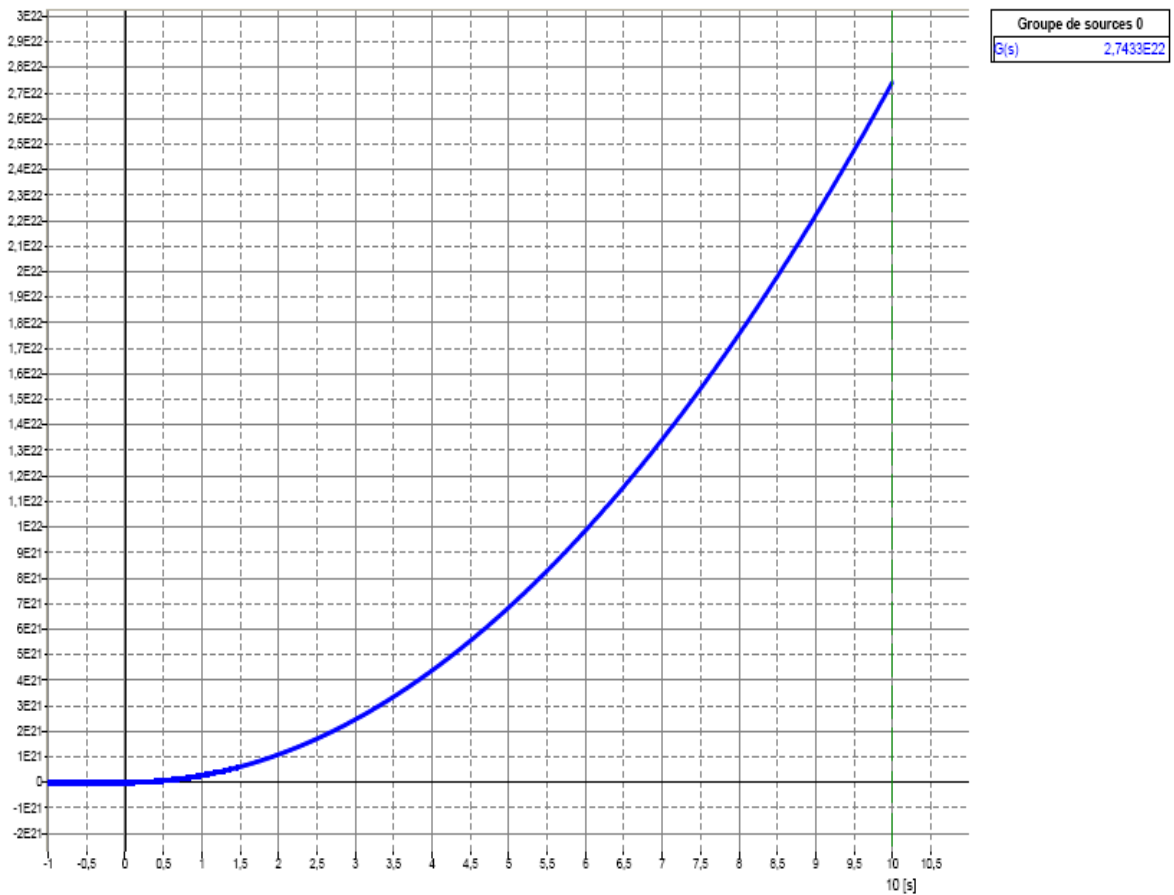


Figure II.14: la réponse temporelle du laser à un échelon de commande en température.

2.3.6 La réponse temporelle du laser DFB à une source constante de température

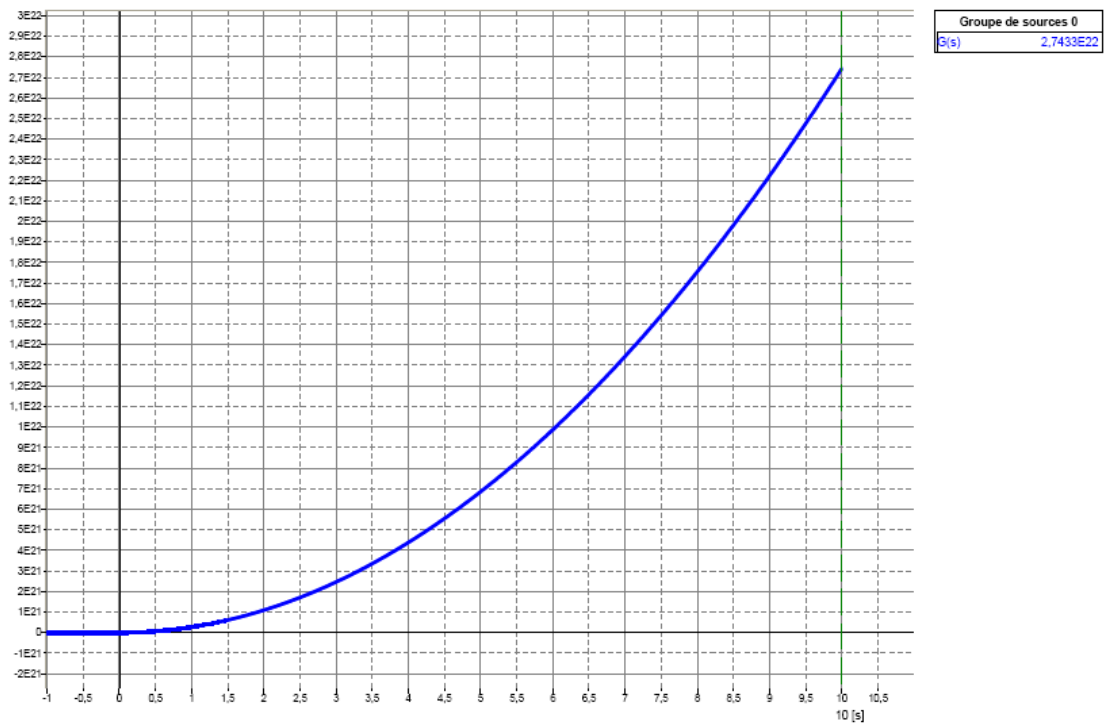


Figure II.15: la réponse temporelle du laser à une source constante (22,27C°) de commande en température.

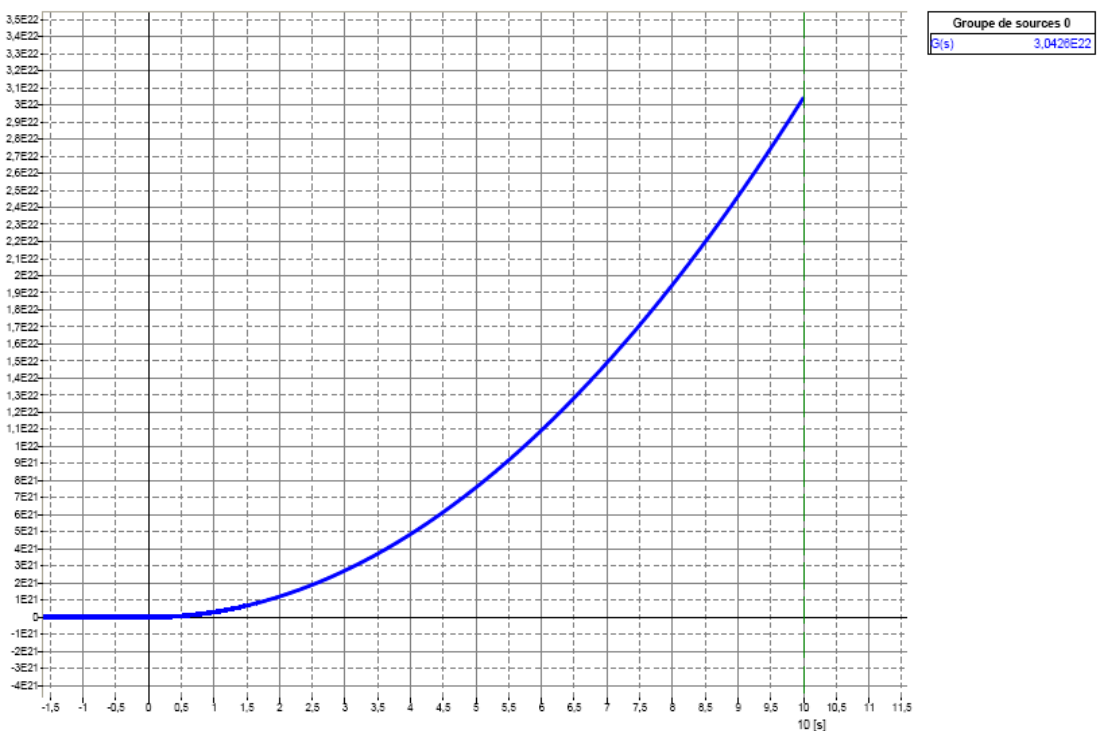


Figure II.16: la réponse temporelle du laser à une source constante (24,7C°) de commande en température.

2.3.7 La réponse fréquentielle du laser DFB

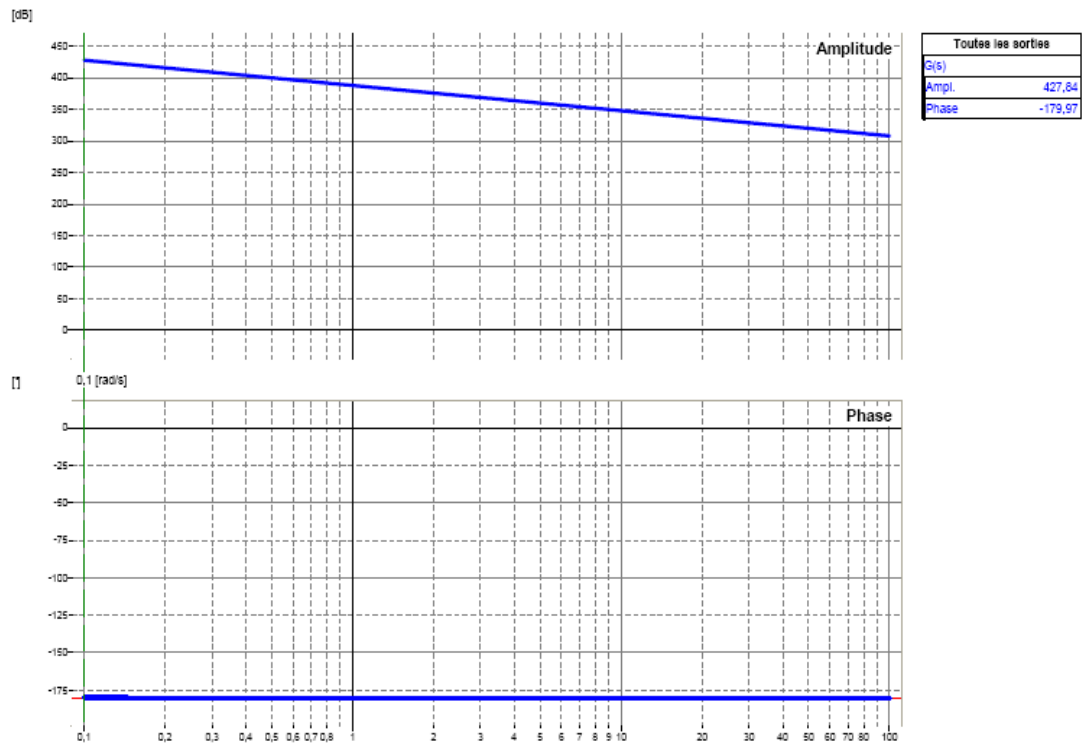


Figure II.17: le diagramme de Bode de la réponse fréquentielle du laser DFB.

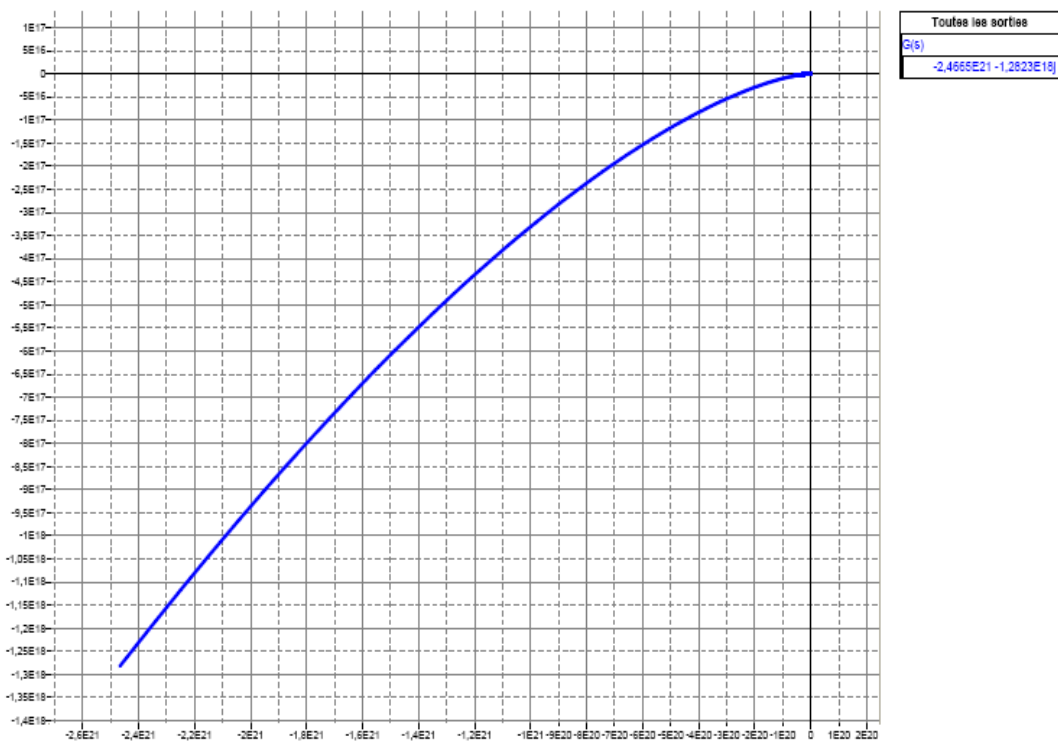


Figure II.18: le diagramme de Nyquist de la réponse fréquentielle du laser DFB.

3 Conclusion

D'après cette étude, on peut conclure que la fréquence d'émission du laser dépend de deux paramètres essentielles, la température appliquée à l'intérieur du Peltier et la tension externe d'alimentation.

- La caractéristique de la fréquence d'émission en fonction de la température autour de la fenêtre de télécommunication sur laquelle on travaille est linéaire, une variation de température de 2°C provoque une variation de fréquence d'émission de 0,06 THz.
- La caractéristique de la fréquence d'émission en fonction de la tension externe pour une petite variation entre -6 à 6v est linéaire et correspond à une variation de 0,06 THz de la fréquence d'émission.

Donc dans ces conditions, la linéarisation de la fréquence d'émission du laser est vérifiée pour des valeurs de température bien précises, entre 22,5 à 24,5 °C et pour un intervalle de tension bien déterminé de -6 à 6 v.

Une étude en dynamique nous permet de connaître plus précisément l'évolution de la fréquence d'émission en temps réel (cf. paragraphe II.2.3.) et on pourra déterminer aussi le degré de stabilité du système à partir de la réponse fréquentielle et la représentation graphique de Bode et Nyquist.

La réponse temporelle du laser DFB à une rampe de commande en température présente un gain très important de l'ordre de $8,2008 \cdot 10^{21}$ dB selon la simulation (cf. paragraphe II.2.3.4), mais cette valeur reste moins élevée par rapport au gain de la réponse temporelle à un échelon ou à une source constante de température. Ce qui concerne la stabilité, d'après le lieu de Nyquist, on trouve que ce lieu ne passe pas par la droite du point (-1), appelé « **point critique** », dans le plan de Nyquist. Cela par définition, nous amène de dire que la stabilité de ce système n'est pas vérifiée.

CHAPITRE III: ASSERVISSEMENT EN TEMPERATURE DU LASER DFB

Le contrôle de température est l'une des applications principale des asservissements, tant pour la vie courante (régulation de température dans une habitation, dans un four....), que dans des expériences de physique (contrôle de température sur une expérience, protection d'un composant électronique susceptible de chauffer...). Ces expériences sont intéressantes, mais elles conduisent souvent à des constantes de temps élevées, ce qui rend leur réalisation pénible, excepté si on est patient.

Dans ce chapitre, on présente le système qui nous permet de contrôler la variation de fréquence d'une diode laser en fonction de la température qui varie suivant la commande en tension appliquée à l'entrée du système de contrôle. Cette commande est sous forme automatique lorsque on applique directement une valeurs de tension à l'entrée et on voit l'évolution de fréquence à la sortie de la diode laser, ou sous forme manuelle par variation de la position d'un potentiomètre qui fait varier la tension de commande à l'entrée, Cette étude en dynamique pourra nous donner des informations sur la stabilité, la rapidité et la précision du système étudié, et aussi la fonction de transfert qui relie la grandeur de sortie qui est la fréquence (ν) avec la grandeur d'entrée qui est la tension de commande (U_D).

1 Asservissement en température de la diode laser

1.1 Objectif d'asservissement

Notre objectif, lorsqu'on intègre un système physique dans une boucle fermée, c'est de savoir si l'ensemble va fonctionner de façon stable. Une fois que Ton s'est assuré d'une stabilité satisfaisante (assez robuste pour résister aux éventuelles fluctuations du système), il est possible d'améliorer certains aspects de la réponse du système bouclé, notamment la rapidité et la précision et la stabilité aussi, d'où:

- **La rapidité:** c'est le temps que met le système à réagir pour arriver à sa valeur finale.
- **La précision:** elle est définie par l'erreur entre la valeur finale souhaitée et celle qui est réellement atteinte.
- **La stabilité:** le système est instable si sa sortie évolue indéfiniment sans modification de l'entrée (régime transitoire infini).

1.2 La structure générale de système d'asservissement en température

Un contrôleur électronique permet d'asservir la température. Il utilise une thermistance et un élément Peltier situé sous le support de la diode laser. L'association thermistance/Peltier permet à l'aide d'une boucle d'asservissement électronique, de réguler la température autour d'une température de consigne choisie. (Figure III.2)

Une thermistance est constituée de grains d'oxydes métalliques qui sont des semi-conducteurs et ont la particularité d'avoir une conductivité qui augmente très rapidement avec la température suivant une loi connue. En connaissant sa résistance (en $k\Omega$) on peut donc connaître la température.

Un élément Peltier est une pompe à chaleur thermoélectrique. Il est constitué par des thermocouples (autres matériaux semi-conducteurs) placés entre deux plaques céramiques. Lorsqu'un courant circule dans un sens dans le Peltier, il chauffe une des plaques et refroidit l'autre. Lorsqu'il est parcouru par un courant de sens opposé, l'effet contraire se produit. Il permet donc de régler la température. (Figure III.1)

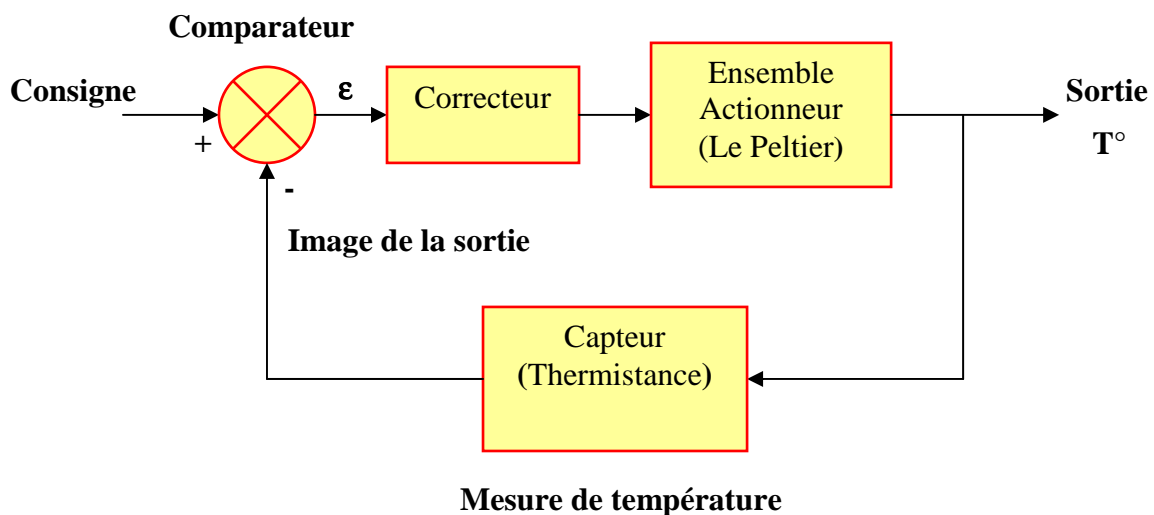


Figure III.1: structure générale d'un système asservissement en température.

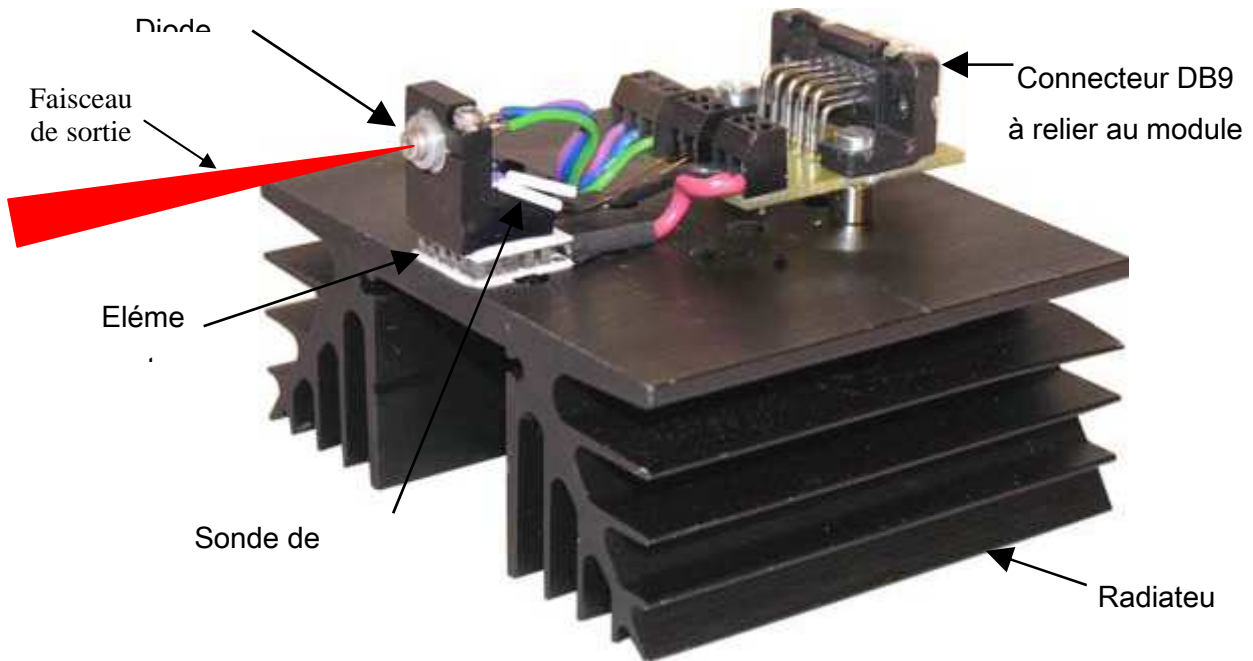


Figure III.2: le bloc d'asservissement de la diode laser.

Le bloc laser de cette étude comprend quatre éléments essentiels reliés par des contacts isolés par un corps gras spécial:

- La diode Laser.
- Le système de refroidissement par effet Peltier : compose d'une succession de jonctions p-n et donc de Semi-conducteur, celui-ci comporte deux fils également.
- La sonde thermique a base de Semi-conducteur également (2 fils).
- Le radiateur : pour évacuer la chaleur dégagée par la diode Laser.

Ces quatre éléments sont reliés à un bloc de régulation permettant de faire varier:

- La température de régulation T .
- Le courant i injecté dans la photodiode.

2 Etude du système de contrôle de température d'un laser DFB

2.1 Présentation du système

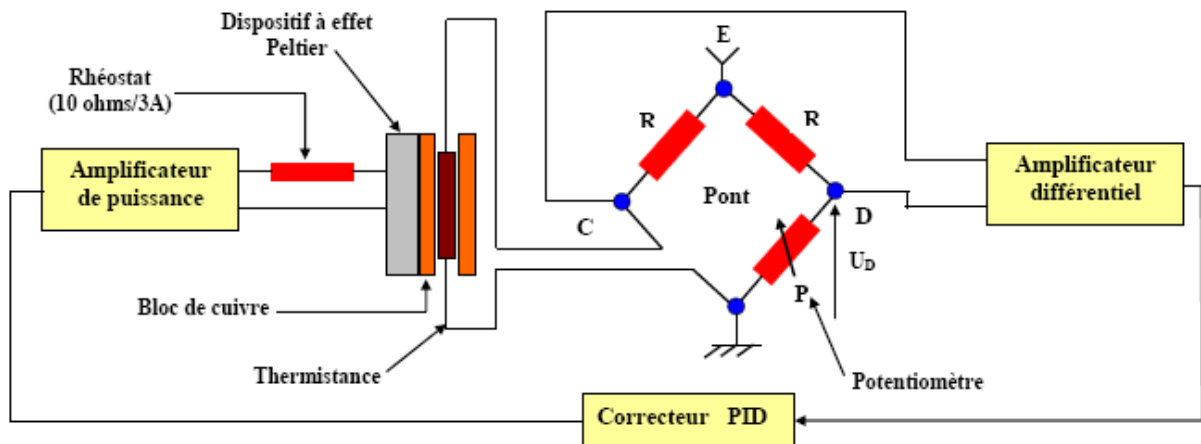


Figure III.3: Structure du système de contrôle de température à l'aide d'un dispositif à effet Peltier.

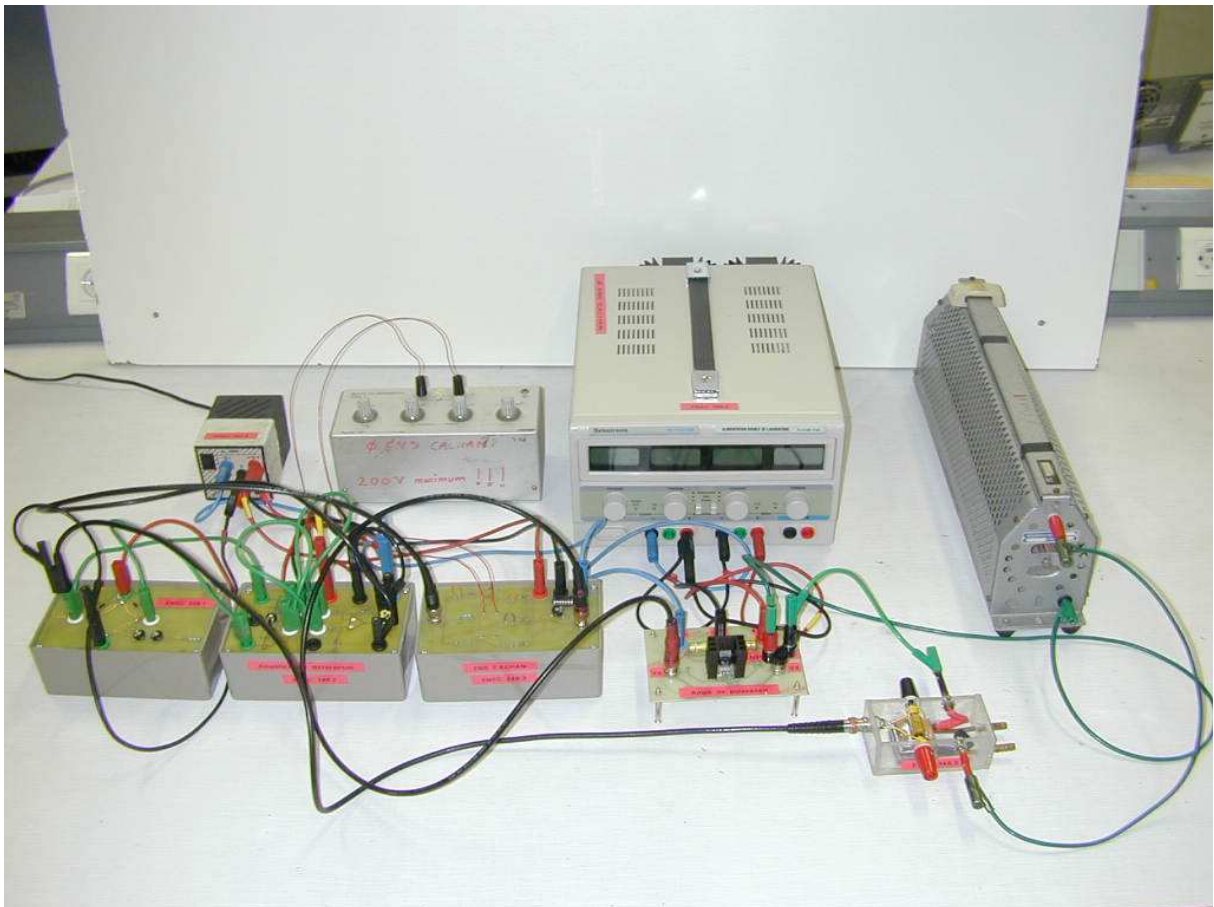


Figure III.4: La photo des différents éléments du

2.2 Les différents éléments du montage

2.2.1 Le pont de Wheatstone pour thermistances

Le schéma électrique du système est le suivant:

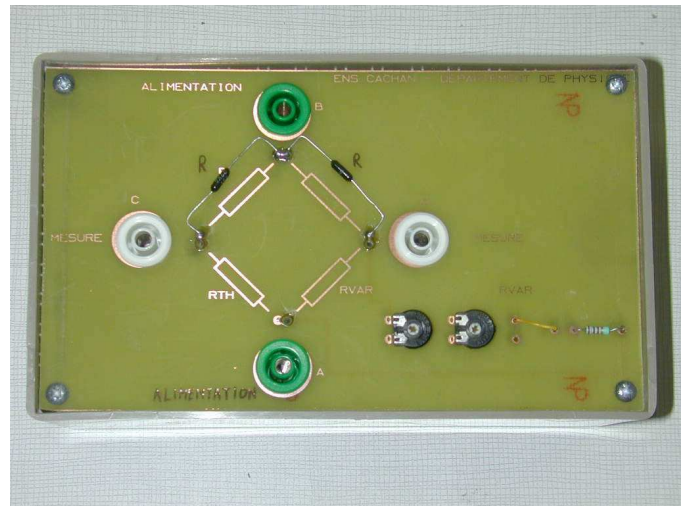
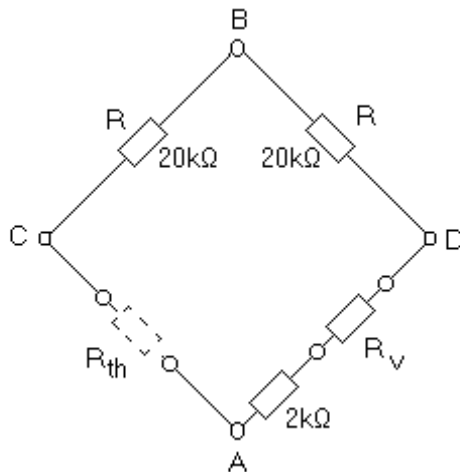


Figure III.5: le pont de Wheatstone pour thermistances.

a) Structure du Pont:

Entre C et B et B et D, on trouve des résistances R de précision de $20\text{k}\Omega$. Entre C et A, on place la thermistance R_{th} . Il s'agit d'une CTN de résistance $4,7\text{ k}\Omega$ environ à 20°C . R_{th} est fixée au bloc de cuivre relié au Peltier. Elle sera ramenée dans le pont par une ligne coaxiale BNC/Banane.

Entre A et D, on trouve, en série, une résistance fixe de $2\text{k}\Omega$ et une résistance variable R_v . Cette dernière est constituée par la mise en série d'un potentiomètre de

4,7kΩ, d'un potentiomètre de 220Ω et d'un autre de 10Ω (les deux derniers pour affiner). La résistance entre A et D peut donc fluctuer entre 2kΩ et 7kΩ environ. Faire fluctuer cette résistance permet par exemple de faire le zéro dans un dispositif de mesure relative de température. Changer la valeur de R_v permet aussi de fixer une consigne de température dans une boucle d'asservissement.

Entre A et B, on appliquera la tension d'alimentation du pont (continue ou variable suivant les applications). On fera attention aux éventuels problèmes de masse suivant la nature de la source. Par la suite cette tension sera appelée.

Entre C et D, on récupèrera une tension image de la variation de résistance de R_{th}.

b) Tension de sortie:

Pour la suite, nous allons considérer que le dispositif électronique qui récupère la tension entre C et D présente une impédance d'entrée très grande devant l'ensemble des résistances du pont. Lors de l'emploi du dispositif, on vérifiera que cette hypothèse est justifiée.

Si e est la tension entre A et B, si $R_{th} = R_0 - \Delta R(T)$ et si $R' = R_v + 2k\Omega$ alors on a

$$u_{CD} = R.e. \left[\left(\frac{1}{R + R_0 + \Delta R} \right) - \left(\frac{1}{R + R'} \right) \right] \quad (\text{III.1})$$

Si on a fait en sorte qu'à température ambiante, $u_{CD} = 0$, alors c'est que l'on a $R' = R_0$. On en déduit que:

$$u_{CD} = R.e. \left[\frac{\Delta R}{(R + R_0 - \Delta R)(R + R_0)} \right] \quad (\text{III.2})$$

Si on suppose que $\Delta R \ll R + R_0$ (vérifier si c'est le cas expérimentalement!), on obtient:

$$u_{CD} = \frac{R.e}{(R + R_0)^2} \cdot \Delta R \quad (\text{III.3})$$

Si de plus on peut linéariser le capteur dans la plage de fonctionnement choisie, alors $\Delta R = \alpha \cdot \Delta T$ où ΔT est l'écart de température par rapport à la température ambiante initiale.

2.2.2 L'amplificateur différentiel

Le schéma électronique de l'amplificateur différentiel choisi est le suivant:

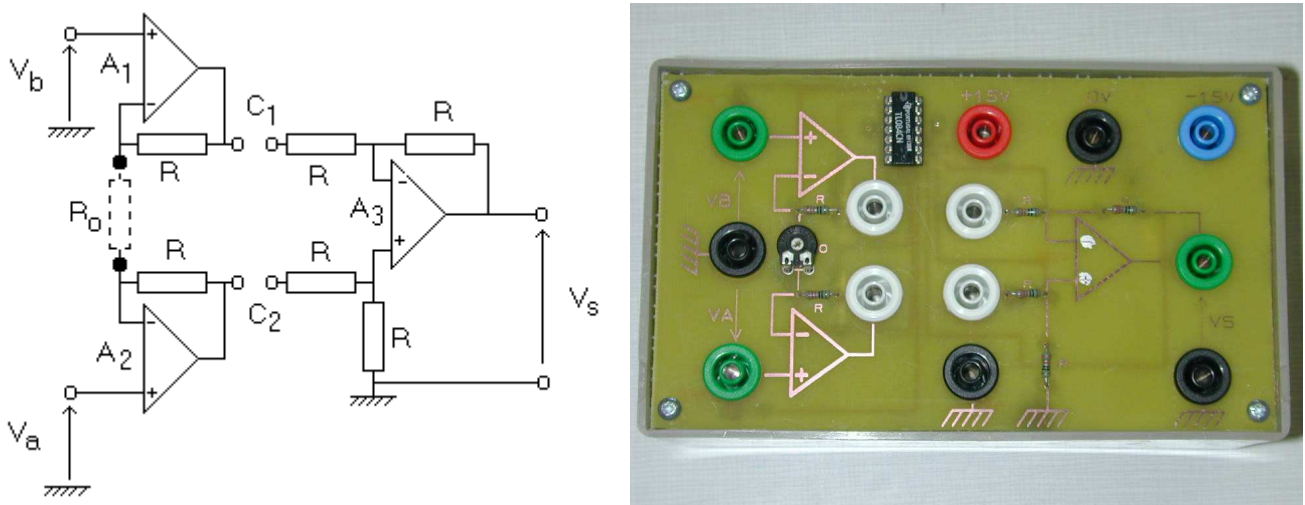


Figure III.6: l'amplificateur

Les résistances R sont des résistances de précision de $10\text{k}\Omega$, La résistance R_0 doit être rajoutée pour fixer le gain de l'amplification différentielle. En effet, si on suppose les amplificateurs opérationnels parfaits, le gain de ce montage est le suivant:

$$V_s = \left(1 + 2 \cdot \frac{R}{R_0}\right) \cdot (V_a - V_b) \quad (\text{III.4})$$

Remarque:

- pour permettre une étude de l'intérêt des différents éléments de ce circuit, l'étage de sortie n'est pas directement relié à l'étage d'entrée. Pour que la jonction soit faite, il faut placer deux cavaliers (en C1 et C2).

- L'étage d'entrée nécessite deux amplificateurs opérationnels (A1 et A2). Il est réalisé avec un TL082. L'étage de sortie (amplificateur A3) est réalisé avec un TL081.
- Si on suppose que le soustracteur de sortie a un gain de mode commun non nul (taux de réjection τ_{s0}), il en résulte, pour l'ensemble, un taux de réjection en mode commun τ_{AD} . Par calcul, on arrive rapidement à

$$\tau_{AD} = \tau_{s0} \left(1 + 2 \cdot \frac{R}{R_0} \right) \quad (\text{III.5})$$

On constate que le taux de réjection a été augmenté par rapport à un amplificateur différentiel qui serait composé du simple étage de sortie.

2.2.3 Boîtier correcteur P.I.D

Le schéma électrique du système est le suivant:

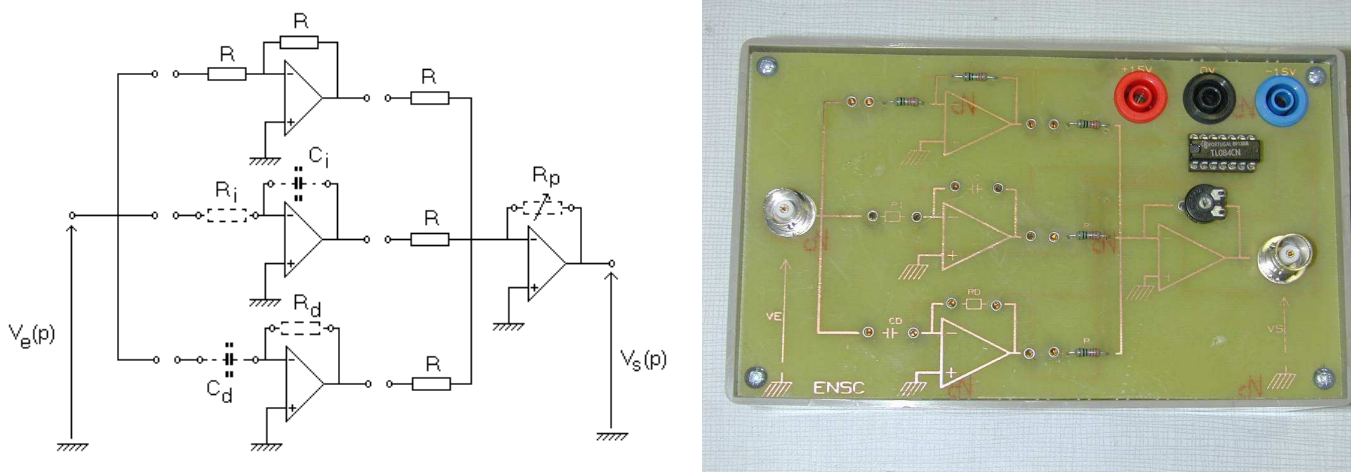


Figure III.7: le dispositif de régulation –boîtier correcteur

Les résistances R sont des résistances de $10\text{ k}\Omega$. Le circuit est constitué de trois circuits mis en parallèle, permettant de réaliser respectivement l'action proportionnelle, l'action intégrale et l'action dérivée. Si les trois branches sont reliées, on peut donc réaliser un correcteur P.I.D. Chaque branche peut être déconnectée pour ne réaliser qu'une partie des ces actions (par exemple une action proportionnelle intégrale seulement). Pour déconnecter, il suffit d'ôter les ponts situés en entrée et en sortie de la branche concernée. On remettra les ponts pour réactiver l'action considérée.

La résistance R_i et la capacité C_i permettent de réaliser la correction « intégrale ». Il s'agit de composants à ajouter dans les douilles élastiques.

La résistance R_d et la capacité C_d permettent de réaliser l'action dérivée.

La résistance (ou le potentiomètre) R_p permet de fixer le gain de l'action intégrale.

- **La réponse du correcteur PID:**

Si toutes les branches sont reliées, ce circuit a pour fonction de transfert

$$\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = K \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau_i} + \tau_d \cdot p \right) \quad (\text{III.6})$$

Avec $\tau_i = R_i \cdot C_i$, $\tau_d = R_d \cdot C_d$ et $K = R_p / R$

2.2.4 L'amplificateur de puissance pour dispositif à effet Peltier

Le composant actif utilisé est un amplificateur opérationnel OPA548, susceptible d'être polarisé entre +30V et -30V, et de délivrer un courant continu de sortie allant jusqu'à 3A (transitoires jusqu'à 5A). Le circuit réalisé est un simple amplificateur non inverseur, mais capable de délivrer une puissance suffisante pour appliquer un haut parleur, un Peltier (à condition d'augmenter l'impédance de ce dernier), ...etc. La résistance RCL permet de fixer le courant maximal que va délivrer le composant.

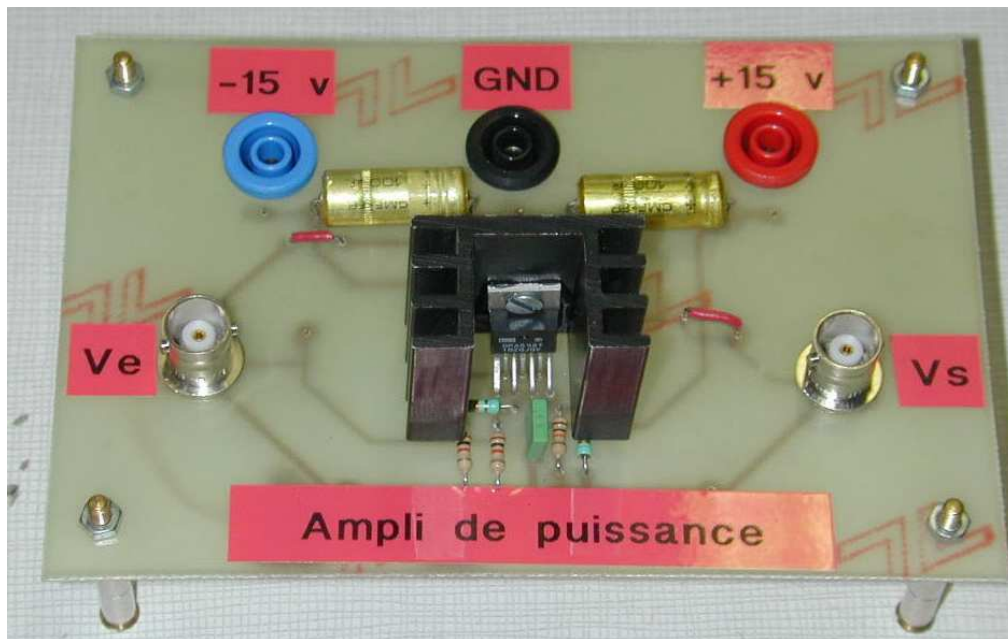


Figure III.8: l'amplificateur de puissance pour l'élément à effet

Les caractéristiques de ce système (Figure III.8) sont les suivantes:

- Gain = sur la maquette, il est fixe et vaut environ 22
- Impédance d'entrée = $1 \text{ k}\Omega$ (à vide et avec $10 \text{ }\Omega$ en charge)
- Courant maximal délivré en sortie : 3A théorique (éviter de dépasser 2A trop longtemps)
- Tension délivrée en sortie: dépend de la tension d'alimentation (en principe entre -15V et $+15\text{V}$)
- Produit gain bande typique de l'amplificateur = 1 MHz
- Slew rate = $10 \text{ V}/\mu\text{s}$

Pour assurer un bon fonctionnement du système, il faut polariser le composant actif avec une source susceptible de délivrer le courant demandé ! Il peut donc être nécessaire d'utiliser une alimentation stabilisée (2 fois 30V et 3A).

2.2.5 Boîtier Peltier avec thermistance de contrôle

Le module à effet Peltier est un dispositif à base de semi-conducteur permettant de créer une circulation de chaleur (sens de circulation qui dépend du sens du courant d'alimentation). Pour comprendre le principe du dispositif à effet Peltier, on prend deux matériaux différents tels que pour chacun d'entre eux, on puisse écrire.

$$\vec{J}_Q(K) = \pi(K) \cdot \vec{J}(K)$$

(III.7)

Où, $J_Q(k)$ et $J(k)$ sont respectivement la densité de courant thermique et la densité de courant électrique et $\pi(k)$ un coefficient appelé coefficient Peltier du matériau (k). Ces deux matériaux, nommés (I) et (II) vont être associés de la façon suivante (on suppose que $\pi_I < \pi_{II}$):

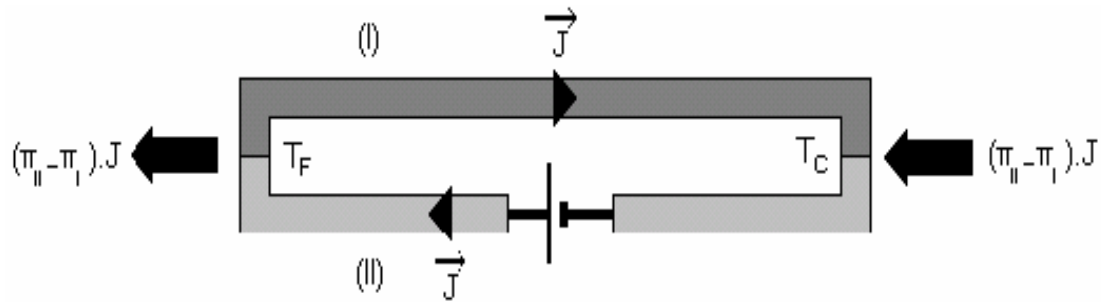


Figure III.9: structure d'élément à effet de Peltier.

Si on impose la même densité de courant électrique J dans les deux matériaux et que l'on néglige la dissipation d'énergie dans les matériaux, il va y avoir création d'un flux thermique à chacune des deux jonctions (portées à température T_C pour la jonction chaude et à température T_F pour la jonction froide) afin de compenser la différence de flux thermique entre le premier milieu et le second.

Dans notre cas, les deux matériaux différents sont des semi-conducteurs dopés respectivement (N) et (P). La structure simplifiée du dispositif peut être vue de la façon suivante:

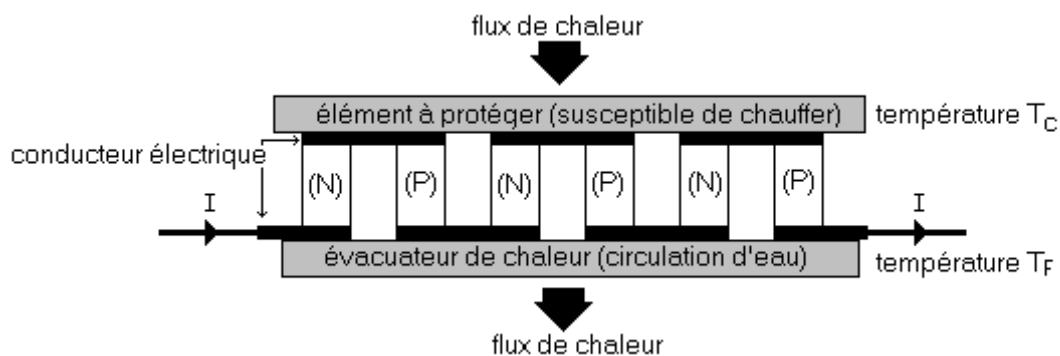


Figure III.10: La structure simplifiée du dispositif à effet

Le système est constitué de plusieurs barreaux alternativement de type (N) et (P). Compte tenu du flux de chaleur recherché, on doit faire circuler le courant dans le sens indiqué car $\pi(N) < \pi(P)$ (en fait on a même $\pi(N) < 0$ et $\pi(P) > 0$).

2.2.6 Le Rhéostat de protection

L'impédance du dispositif à effet Peltier est très faible. Si on veut que la tension délivrée en sortie de l'amplificateur de puissance ne conduise pas à un courant trop important (et même rapidement à la saturation de la source de courant), on devra placer en série, une résistance susceptible de supporter quelques ampères (prendre un Rhéostat d'une dizaine d'ohms...). On réalise donc le circuit suivant:

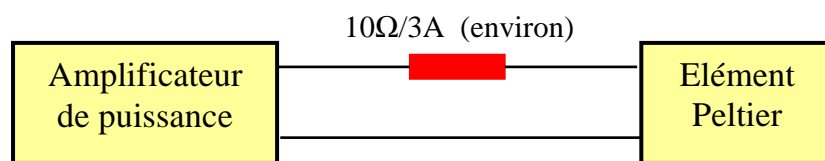


Figure III.11: circuit de protection du Peltier.

2.2.7 Le Capteur de Température (la thermistance)

La thermistance C'est un composant passif en matériau semi-conducteur. Si l'auto échauffement par effet Joule est négligeable, sa résistance varie avec la température selon la loi:

$$R(T) = R(T_0) \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right] \quad (\text{III.8})$$

(Les températures sont exprimées en degrés Kelvin, B et T_0 sont des constantes caractéristiques du composant).

2.2.8 Caractéristique de la thermistance

La relation entre la résistance de la thermistance et la température à laquelle cette dernière est placée, n'est pas linéaire. On remarque au passage qu'il s'agit d'une CTN (coefficient de température négatif), c'est à dire que la résistance diminue quand la température augmente. L'allure de la caractéristique est la suivante: (Figure III.12)

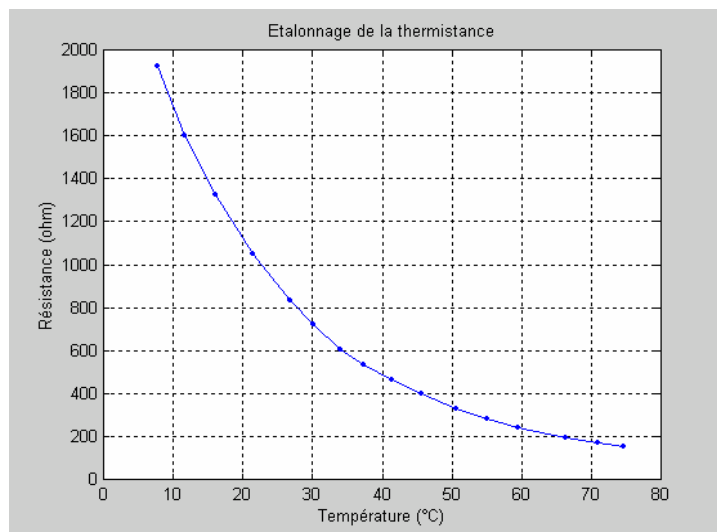


Figure III.12: la courbe d'étalonnage de thermistance.

On pourra supposer que la variation de résistance de la thermistance évolue linéairement en fonction de la variation de température, pour de petites variations. Le gain va cependant dépendre de la température autour de laquelle on travaille.

2.3 Principe de fonctionnement du système de contrôle

Le pont des résistances de la figure III.5, joue le rôle d'un récupérateur de tension entre les points C et D et la variation de position X du potentiomètre (P), provoque une variation de tension U_d à l'entrée de l'amplificateur, qui a comme rôle d'exploiter la tension en sortie du pont et réalise une amplification différentielle (qui permet d'éviter un problème de masse tout en augmentant l'amplitude de la réponse).

La sortie de l'amplificateur différentiel va entrer dans un circuit de correction pour améliorer les performances de la boucle, pour cela on utilise un correcteur PID qui permet d'envisager une action proportionnelle, dérivée, intégrale.

La sortie du correcteur ne peut pas délivrer un courant suffisant pour alimenter le dispositif à effet Peltier, on doit donc intercaler un amplificateur de puissance entre ces deux éléments.

L'impédance du dispositif à effet Peltier est très faible en général et si on veut que la tension délivrée en sortie de l'amplificateur de puissance ne conduise pas à un courant trop important (et même rapidement à la saturation de la source de courant), on devra placer en série une résistance susceptible de supporter quelques ampères (on prend un Rhéostat d'une dizaine d'ohms)- (cf. paragraphe III.2.2.6.).

Le courant d'entrée de l'élément de Peltier va faire une variation de température à l'intérieur du bloc de Peltier ce qui provoque une variation de la longueur d'onde d'émission de la diode laser qui va être suivi par une variation de fréquence d'émission par la suite. A l'aide de la thermistance on peut toujours détecter la variation de température dans le bloc de Peltier par une variation du courant. Cette dernière va varier la valeur de tension U_c à l'entrée de l'amplificateur différentiel qui joue le rôle d'un comparateur dans notre montage.

A chaque fois on fait l'asservissement de la température à l'aide la boucle de retour qui porte l'information de sortie après mesure à l'entrée. La correction nécessaire est effectuée par le correcteur PID (cf. paragraphe III.2.2.3.). Cela permet de contrôler la température dans le Peltier et de voir l'évolution de la fréquence d'émission de la diode laser en sortie en fonction de la température dans le bloc du Peltier.

3 Le système d'asservissement en température en dynamique

3.1 La réponse de température à une tension externe appliquée à l'entrée

On applique directement une tension U_D à l'entrée du système à l'aide du potentiomètre **P** (Figure III.3) et on visualise l'évolution de la température à la sortie, pour bien comprendre le comportement du système et donner une analyse opérationnelle, on représente le schéma fonctionnel suivant:

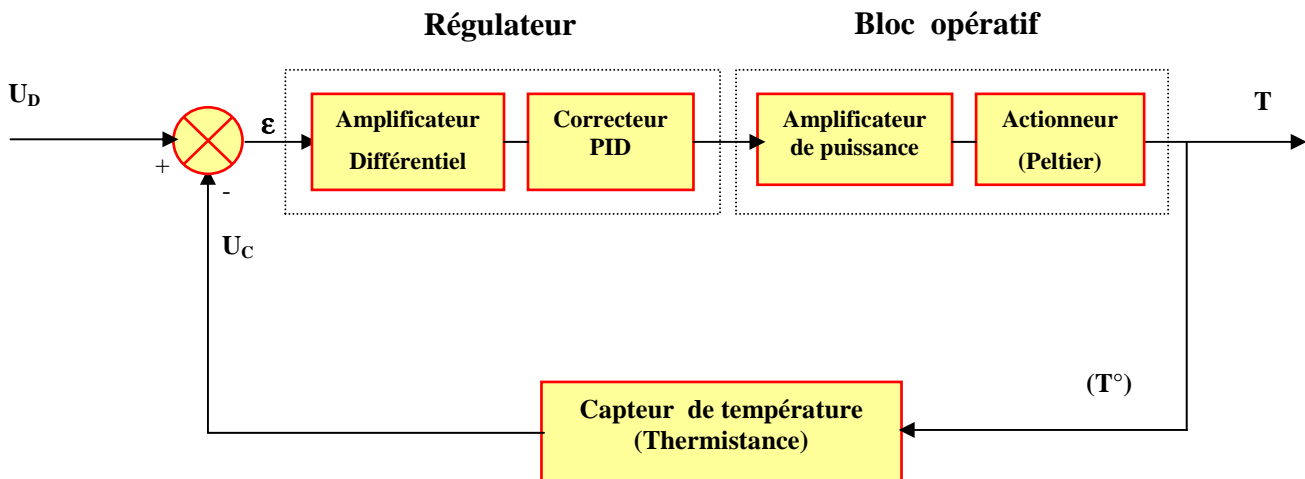


Figure III.13: le schéma fonctionnel qui caractérise la variation de température en fonction de la tension externe.

A l'aide du logiciel de simulation des systèmes dynamique SIM APP, on peut simuler le comportement de ce système afin d'obtenir des informations sur la stabilité, grâce aux diagrammes de BODE et NYQUIST, ainsi que les valeurs propres que le SIM APP nous offre.

Pour simplifier les calculs on doit prendre en considération les hypothèses suivantes:

- **Le correcteur PID:** un régulateur PID idéal type I (PID-I) avec un gain ($K=1$) et un temps d'intégrale ($T_N=1s$) avec un temps d'avance qui vaut ($T_V=1s$).
- **L'élément du Peltier:** on représente le Peltier par un système linéaire fondamental du premier ordre qui possède un gain unitaire et une constante de temps ($T=1s$), dont la réponse fréquentielle est:

$$G(s) = \frac{K}{1 + Ts} \quad (\text{III.9})$$

- **La thermistance:** il s'agit d'un élément dérivateur avec un temps de dérivé ($T_D=1s$), la constante de temps ($T_1=1s$) d'où la réponse fréquentielle est:

$$G(s) = \frac{T_D s}{1 + T_1 s} \quad (\text{III.10})$$

Pour éviter les problèmes des conditions initiales on constate toujours qu'à ($t=0s$), toutes les valeurs initiales sont nulles.

3.1.1 La simulation en dynamique avec SIM APP

On réalise le schéma fonctionnel suivant à l'aide SIM APP afin que nous puissions déterminer les paramètres nécessaires qui nous aideront à discuter la stabilité de ce système.

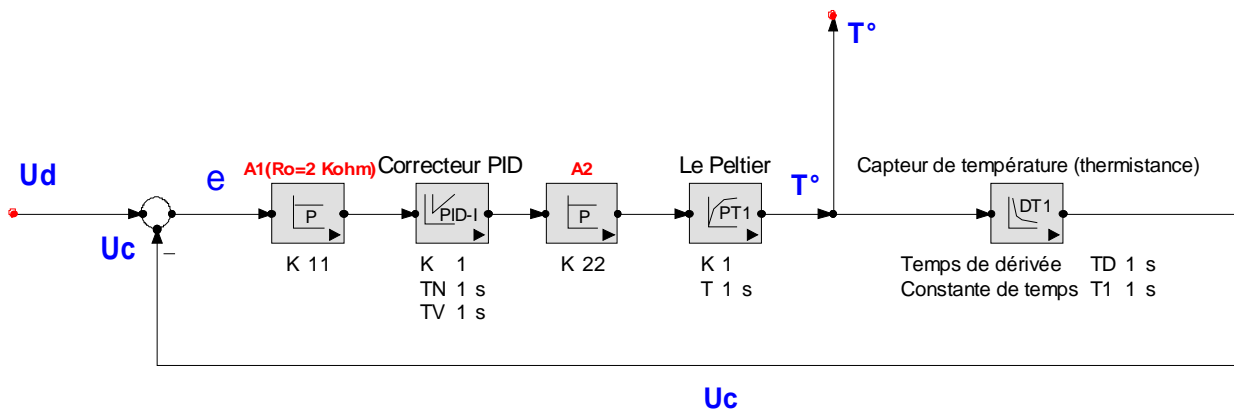


Figure III.14: le schéma fonctionnel qui caractérise la variation de température en fonction de la tension externe à l'aide SIM APP.

3.1.2 La stabilité du système

Il s'agit d'un système d'asservissement en température linéaire de quatrième ordre qui possède quatre valeurs propres distinctes à partie réelles strictement négative en sortie (Figure III.16), sont:

$$-2,4302E6+0j, -9,5372E-15+0j, -0,50206+0,86478j, -0,50206-0,86478j.$$

Par définition un système linéaire est stable si et seulement si les pôles de sa fonction de transfert sont à partie réelles strictement négatives, alors le système est stable.

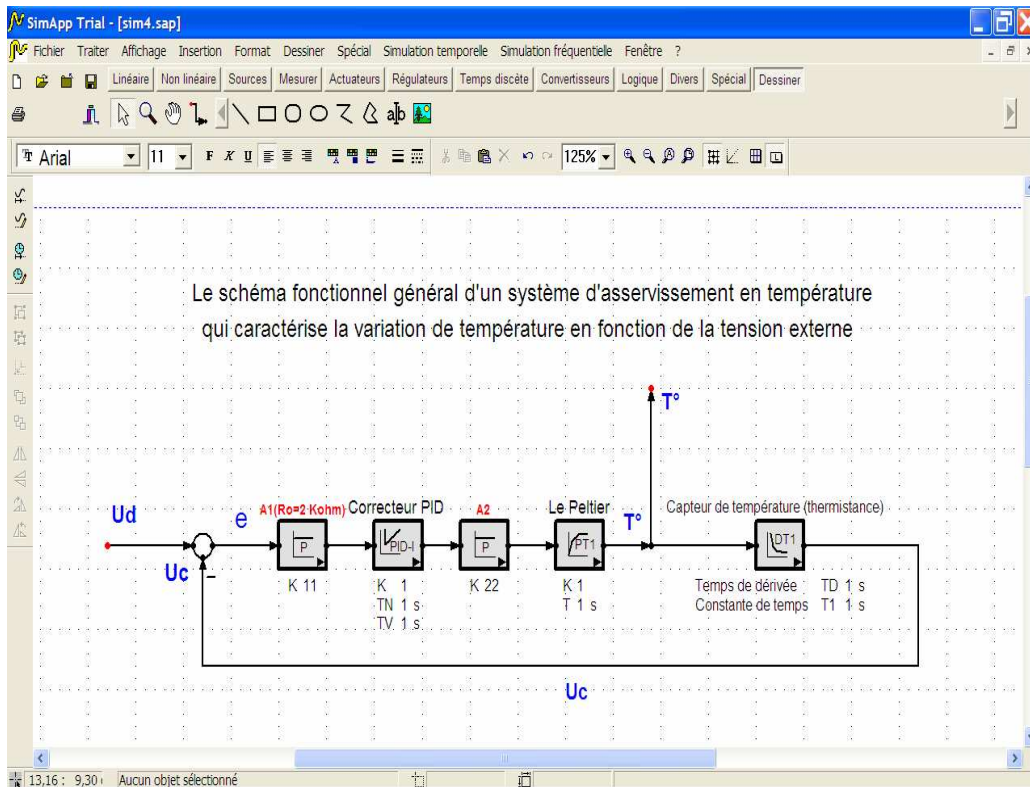


Figure III.15: l'interface du travail SIM APP qui présente le schéma fonctionnel à simuler.

caractérisation de la variation de température en fonction de la tension externe

Diagramme de Bode | Diagramme de Nyquist | Valeurs propres | Toutes les sorties | Rapport

Toutes les sorties	
0	-2.4302E6+0j
1	-9.5372E-15+0j
2	-0.50206+0.86478j
3	-0.50206-0.86478j

Figure III.16: les valeurs propres générées à la sortie après la simulation du système.

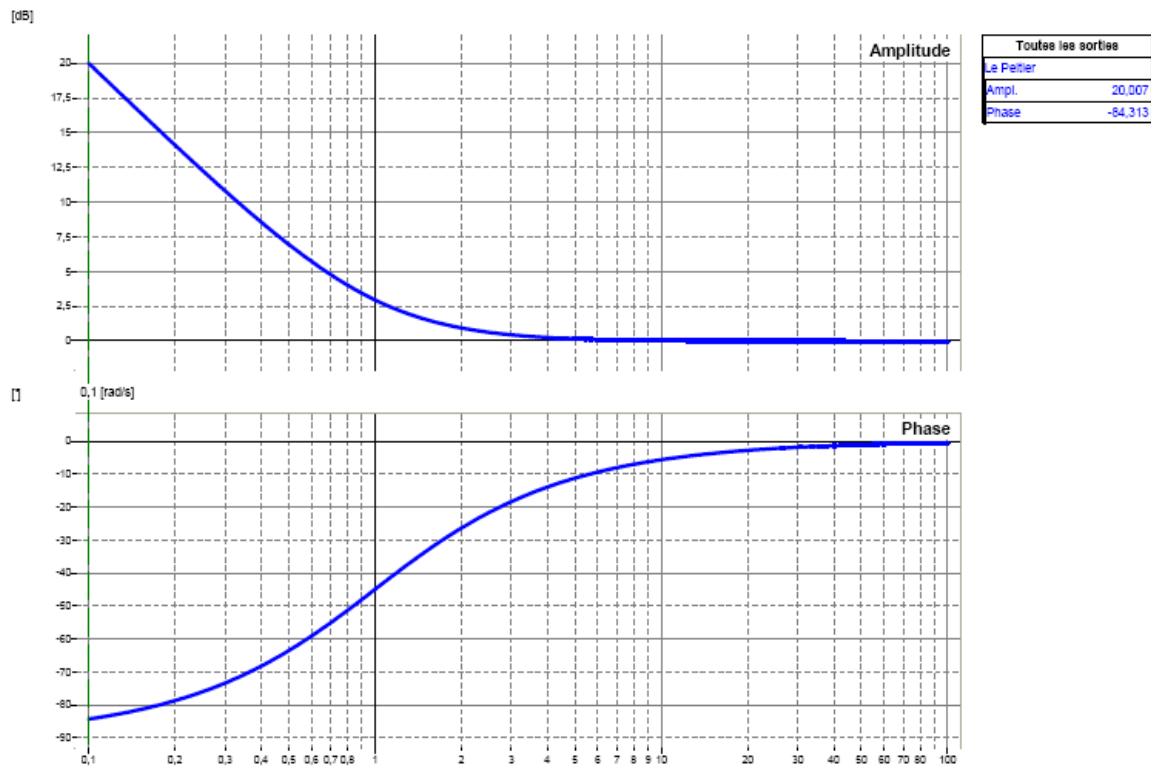


Figure III.17: le diagramme de BODE qui caractérise la variation de température en fonction de la tension externe.

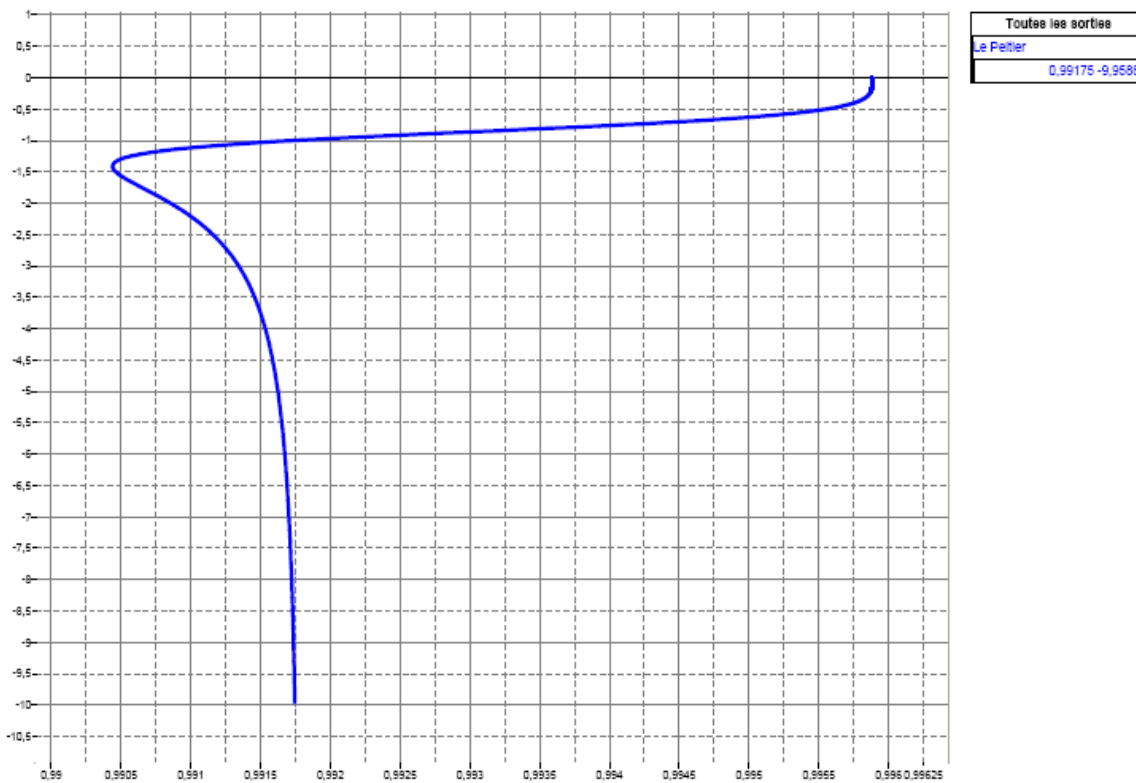


Figure III.18: le Diagramme de NYQUIST qui caractérise la variation de température en fonction de la tension externe.

4 Conclusion

Ce chapitre a montré le montage d'asservissement en température de la diode laser en fonction de la tension externe, ainsi que les différents blocs et les caractéristiques de chaque élément constituent le système.

L'évolution de la température du laser d'émission à l'intérieur du bloc à effet Peltier en fonction de la tension externe d'alimentation en dynamique présente un grand intérêt, car elle permet d'avoir beaucoup d'informations et plus de précision sur la rampe nécessaire qu'il faut appliquer à la diode laser pour obtenir une réponse fréquentielle la plus linéaire possible dans le temps.

Cette étude est plus pratique et à partir de laquelle, on peut déterminer à chaque instant donné la valeur de température correspondante.

Si on désire obtenir une réponse de fréquence linéaire dans le temps, il suffit de supposer que cette réponse est linéaire, et on cherche la réponse en température qui permet de donner cette linéarité et sa commande de tension externe associée, en exploitant la fonction de transfert du système, qui fait le lien entre la grandeur de sortie qui est la température à l'intérieur du Peltier et la grandeur d'entrée qui présente la tension externe.

CHAPITRE IV: ETUDES EXPERIMENTALES ET RESULTATS

Après avoir abordé une étude théorique développée dans le deuxième chapitre, nous allons entamer dans celui là, une étude expérimentale qui exprime l'évolution de la fréquence de battement en fonction de la tension de commande. La première partie de ce chapitre décrit les différents types de modulations de la lumière, ou on va détailler notre étude sur les modulateurs de type Mach-Zehnder également, ainsi les photodétecteurs PIN destinées aux télécommunications optique et leurs caractéristiques essentielles.

Nous poursuivrons on détaillant dans une deuxième partie sur l'évolution de la fréquence de battement en fonction de la tension d'alimentation dans le régime statique, ainsi que le synoptique expérimental pour la mise en évidence du battement à l'aide de deux lasers DFB, qui sont régulés en température à partir d'un système d'asservissement. Par la suite, nous décrivons l'évolution de la fréquence de battement en fonction de la tension de commande dans le régime dynamique, mais en appliquant cette fois une tension triangulaire variable dans le temps, toute en essayant de caractériser le signal de fréquence de battement dans le domaine temporel.

1 La modulation des données

Afin de transmettre des informations dans les systèmes numériques optiques, il faut les graver sur le signal lumineux à envoyer dans la fibre, Pour cela, il est nécessaire de réaliser une conversion des données électriques en données optiques. Il existe principalement deux techniques : la modulation directe et la modulation externe.

1.1 Modulation directe

La méthode consiste à faire varier le courant de la source. Il en résulte une variation proportionnelle de la puissance émise qui suit le signal modulateur à

condition d'utiliser la partie linéaire de la caractéristique $P_{op}=f(I)$ du laser (Figure IV.1).

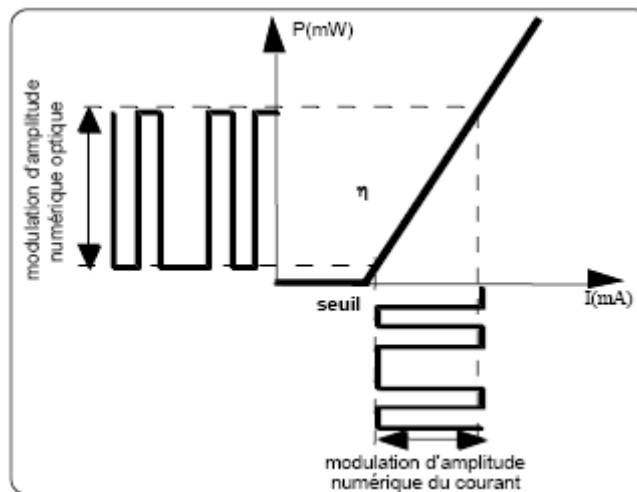


Figure IV.1: Modulation directe d'une diode laser

Cette solution de modulation directe requiert assez peu de composants [46]. Un laser, un générateur de courant et un circuit de commande ou driver (Figure IV.2). Le rôle du circuit de commande est de commander la source optique au niveau des puissances émises (en fixant les valeurs du courant d'alimentation). Pour cela, il modifie les niveaux du courant issus du générateur.

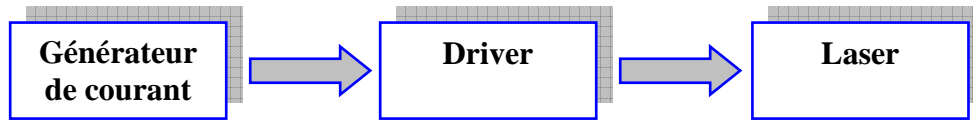


Figure IV.2: Synoptique de la modulation directe.

L'intérêt des communications optiques repose sur la grande capacité potentielle d'informations. Cette capacité ne peut être exploitée que si la modulation de la source peut être faite rapidement. La modulation engendre pour le haut débit certaines dégradations sur le signal optique modulé. D'une part le temps de remplissage et de vidage de la cavité résonante du laser, limite le temps de réponse du composant. D'autre part la modulation directe s'accompagne inévitablement d'une modulation de fréquence (chirp) [47]: toute modulation de la densité de porteurs dans la cavité laser cause des fluctuations de l'indice de réfraction et donc de la fréquence de l'onde émise. On peut montrer que si $P(t)$ est la puissance optique émise dépendant du temps, l'écart entre la fréquence instantanée $\nu(t)$ et sa valeur moyenne $\langle \nu \rangle$ est donnée par:

$$\nu(t) - \langle \nu \rangle = -\frac{\alpha_H}{4\pi} \left[\frac{d \ln P(t)}{dt} + k_0 p(t) \right] \quad (\text{IV.1})$$

Le premier terme correspondant à la modulation de fréquence dynamique (transient chirp) est dominant pour une fréquence de modulation élevée comparé au second appelé modulation de fréquence adiabatique. Le facteur d'élargissement dynamique ou facteur de Henry α_H caractérise le degré de conversion amplitude/fréquence de la source. Il vaut typiquement -5 ou -6 pour les lasers usuels.

Ce facteur a des conséquences très importantes sur la déformation de l'impulsion au cours de la propagation [48]-[49]. Pour s'affranchir de ce phénomène on a recours à la modulation externe.

1.2 Modulation externe

La modulation externe consiste à graver les données électriques sur un signal optique continu en utilisant un modulateur.

Ainsi, les défauts de la modulation directe qui sont liés au laser ne seront plus présents sur le signal optique.

Le modulateur est commandé par une tension externe $v(t)$, modulée et représentative de l'information à transmettre. Cette tension appliquée au modulateur a pour propriété de modifier le facteur de transmission en intensité en sortie. Le signal optique continu émis par le laser alimenté par un courant constant est pur et peu dégradé. En traversant le modulateur, il subit les modifications du facteur de transmission et le signal de sortie se trouve modulé selon $v(t)$. Un driver est souvent présent entre les données et le modulateur afin de fixer les niveaux de $v(t)$ et choisir les modifications du facteur de transmission. (Figure IV.3)

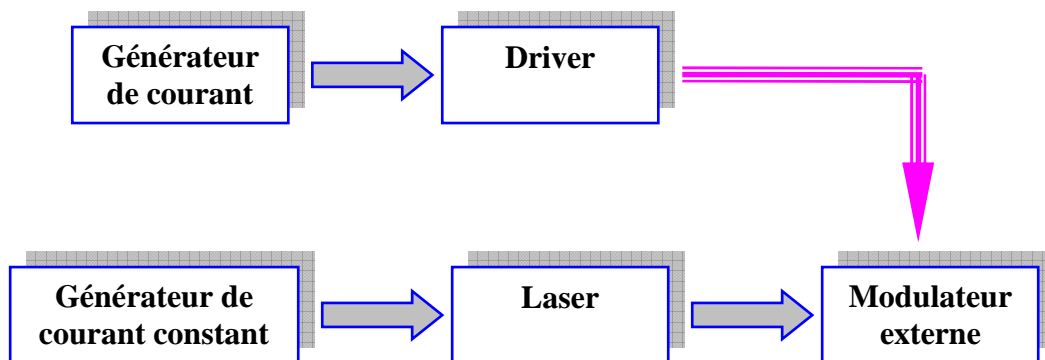


Figure IV.3: Synoptique de la modulation externe.

Plusieurs types de modulateurs externes sont disponibles. Ce qui nous intéresse le plus dans cette étude le modulateur électro-optique Mach-Zehnder (MZ) qui fera partie de notre montage expérimental par la suite.

1.3 Modulateur d'amplitude à base de Mach-Zehnder (MZ)

Le principe du modulateur interférométrique de type Mach-Zehnder consiste à effectuer une modulation de l'intensité lumineuse par variation de phase transformée en variation d'intensité par un système interférométrique [50]-[51]-[52].

La lumière est divisée par un coupleur en Y dans deux guides. L'écartement de ces deux guides est tel que le couplage par onde évanescente est négligeable. Elle se recombine ensuite dans un deuxième coupleur en Y suivant la différence de phase, les deux faisceaux optiques interférents de manière constructive ou destructive. La modulation d'amplitude est obtenue par interférence des deux faisceaux optiques dont les phases sont contrôlées par l'intermédiaire du champ électrique appliqué. En effet, ce dernier entraîne une modification de l'indice de réfraction du matériau Δn sur la longueur L du guide d'ondes (effet électro-optique) ce qui modifie la propagation de l'onde optique par ajout d'un déphasage traduit par une variation de la phase de l'onde optique. Un retard entre les deux faisceaux permet de moduler l'amplitude de la lumière résultante. La structure interférométrique idéale de Mach-Zehnder possède une réponse en transmission sinusoïdale donnée par la relation:

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \cos^2(\Delta\phi) \quad (IV.2)$$

Avec $\Delta\phi$ la différence de phase entre les 2 champs en sortie des deux bras. En appliquant des niveaux de tension satisfaisants, on arrive à placer en opposition de phase ($\Delta\phi = \pi$) les signaux optiques en sortie des deux bras, qui lors de leur recombinaison à la fin du Mach-Zehnder, donnent une interférence destructive et réduisent fortement la puissance optique de sortie.

L'application du champ électrique se fait selon deux techniques. L'une consiste à appliquer le champ sur une seule électrode, l'autre à appliquer ce champ sur les deux électrodes suivant le procédé de « **Push-Pull** » (Figure IV.5) [51]. Dans ce dernier cas il s'agit d'obtenir des déphasages opposés sur les ondes se propageant dans les deux branches de l'interféromètre.

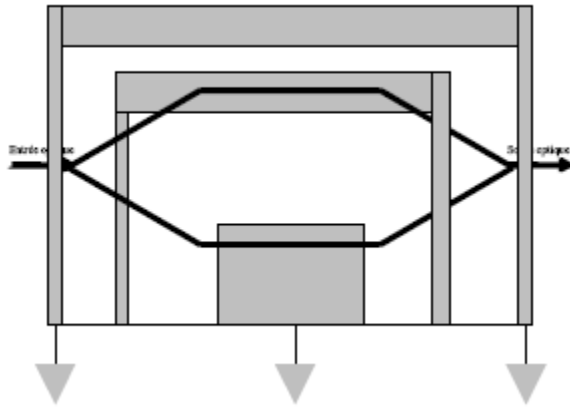


Figure IV.4: Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder.

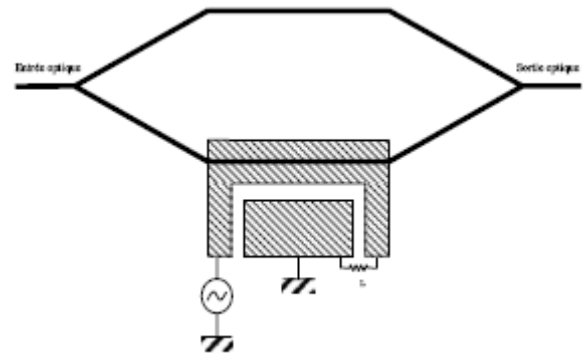


Figure IV.5: Schéma bloc d'un modulateur Mach-Zehnder utilisant un procédé « Push-Pull ».

D'un point de vue général, une alimentation continue est apportée pour appliquer un point de fonctionnement au repos (bias point). C'est le point de quadrature autour duquel le cosinus (donc la transmission) est assez linéaire. Ensuite une commande RF est appliquée sur la/les électrodes ce qui permet de produire les états hauts et bas sur la puissance lumineuse à partir du signal électrique. Le modulateur est très linéaire autour de $\Delta\phi = \pi/2$, quelques distorsions apparaissent aux extrémités de la zone de commande, pour $\Delta\phi = 0$ ou $\Delta\phi = \pi$. La courbe de transmission du Mach-Zehnder est rapportée sur la Figure IV.6 ainsi que le point de polarisation.

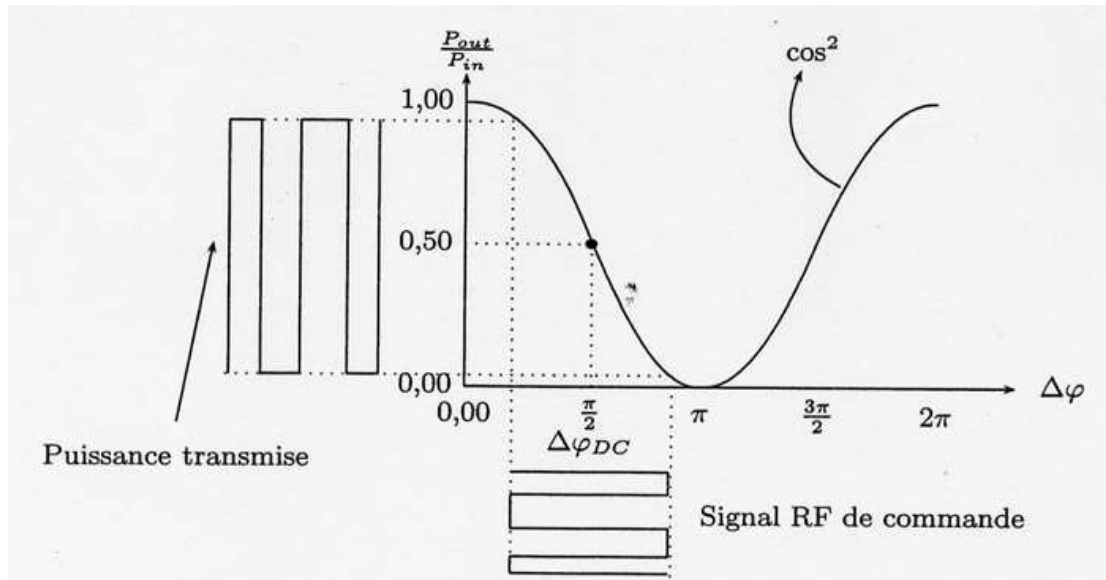


Figure IV.6: Courbe de transmission du Mach-Zehnder.

Les modulateurs de Mach-Zehnder commercialisés sont en très grande majorité réalisés sur des substrats LiNbO₃ qui permettent de réaliser des guides à très faibles pertes (< 0,2 dB/cm). Plusieurs critères de comparaison existent entre les composants en LiNbO₃ et à semiconducteur. Le composant en LiNbO₃ présente les avantages suivants :

- Montage plus facile de la fibre amorce, directement collée en bout de guide.
- Pertes de couplage faibles entre fibre et guide en niobate de lithium parce que le guide présente des caractéristiques similaires à celles des fibres monomodales.

Mais le composant en niobate de lithium présente aussi des inconvénients :

- Impossibilité d'intégration monolithique avec des composants d'émission.
- Encombrement qui peut être important.

On peut noter également un manque de stabilité dans le temps (dérive lente du point de fonctionnement).

➤ **ratio d'extinction:**

Les modulateurs Mach-Zehnder sont caractérisés par leur ratio d'extinction qui correspond au maximum de pertes de transmission quand on se place à l'extinction ($\Delta\phi = \pi$). Cette valeur se situe autour de 20-25 dB, voire 40 dB pour des composants spécifiques (Photline Technologies). Une des caractéristiques importante de ces dispositifs est la tension de commande V_π nécessaire à produire des décalages de phase égaux à π . Deux solutions existent pour les MZ selon la position du guide optique intégré par rapport aux électrodes. La solution dite « X-cut » présente l'avantage d'être une solution symétrique, intrinsèquement sans chirp. La solution « Z-cut » est quant à elle intéressante au niveau de sa tension V_π plus réduite mais induisant du chirp sur le signal.

Cette tension V_π vaut typiquement 5 à 6 V dans le cas d'une coupe X (X-cut) et peut être limitée à 3 V dans le cas de la coupe Z (Z-cut).

➤ **Champ et puissance de sortie:**

Le schéma de principe est présenté dans la Figure IV.7. Le modulateur Mach-Zehnder introduit une modulation de la phase du champ en sortie due aux variations de l'indice de réfraction du guide.

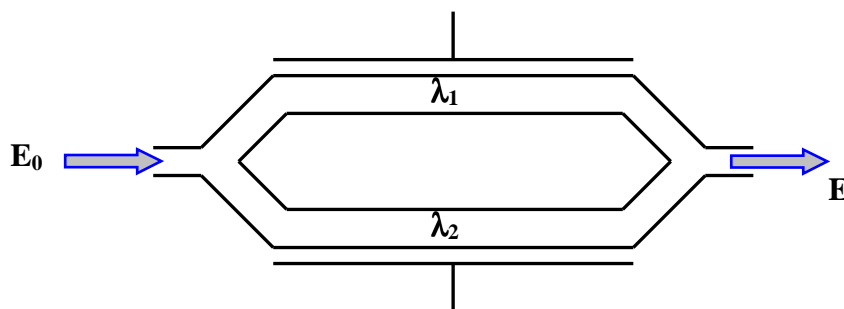


Figure IV.7: Schéma de principe d'un modulateur externe de type Mach-Zehnder.

L'expression de l'amplitude du champ en sortie du modulateur est donnée par [53]:

$$E = \frac{E_0}{2} \text{Exp} (-j\Delta\lambda_1 L) + \frac{E_0}{2} \text{Exp} (-j\Delta\lambda_2 L) \quad (\text{IV.3})$$

Soit:

$$E = \frac{E_0}{2} \text{Cos} (\Delta\lambda L). \text{Exp} (-j\Delta\bar{\lambda} L) \quad (\text{IV.4})$$

λ_1 et λ_2 sont les constantes de propagation dans les deux branches de l'interféromètre. Avec les relations: $\Delta\lambda = \frac{(\Delta\lambda_1 - \Delta\lambda_2)}{2}$ et $\bar{\lambda} = \frac{(\Delta\lambda_1 + \Delta\lambda_2)}{2}$

Le terme en cosinus dans l'Equation (IV.4) représente la modulation d'amplitude et la partie exponentielle représente la modulation de phase.

1.4 Les caractéristiques des photorécepteurs

Dans ce paragraphe, nous rappellerons brièvement le principe de la photodétection puis nous porterons notre attention sur la photodiode utilisable dans la télécommunication optique à haute débit, il s'agit d'une photodiode PIN.

Dans les liaisons de télécommunications par fibre optique, le récepteur est un composant aussi essentiel que l'émetteur (Figure IV.8).

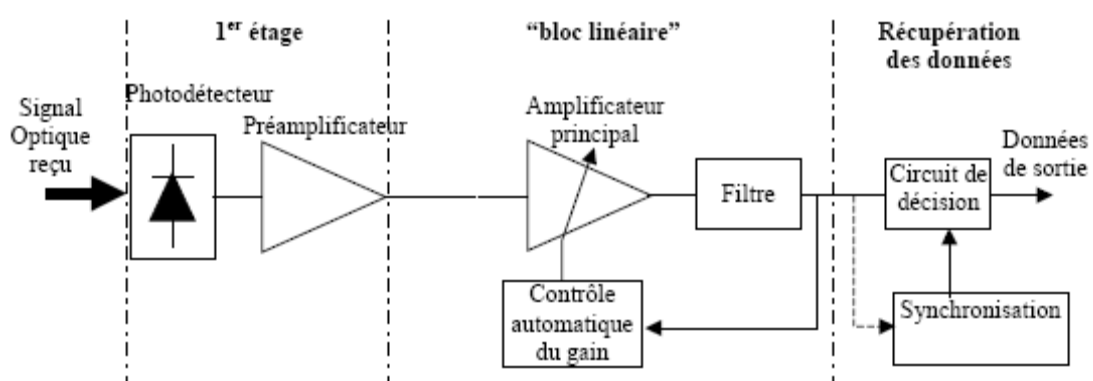


Figure IV.8: Schéma d'un récepteur de données à détection directe.

La photodiode est un composant à base de matériaux semi-conducteurs absorbant plus ou moins le rayonnement incident. Sa structure lui permet de transférer efficacement l'énergie de photons incidents sur des électrons contenus dans le matériau. Ces électrons excités par le

flux de photons sont alors plus ou moins libres de se déplacer dans la structure pour former un courant électrique. Le nombre d'électrons est égal au nombre de photons absorbés.

Seuls les photons d'énergies supérieures à la largeur de bande (gap) interdite du semiconducteur sont absorbés de manière utile et créant les paires électrons-trous.

Le gap du semi-conducteur fixe donc l'énergie minimale pour assurer le fonctionnement de la photodiode. Cela implique une longueur d'onde de coupure λ_c (Equation IV.5), au-delà de laquelle le matériau devient transparent au rayonnement.

$$E_{\text{photon}} = \frac{hc}{\lambda} \geq E_g \Rightarrow \lambda_c = \frac{hc}{E_g} \quad (\text{IV.5})$$

Les autres propriétés qui caractérisent un photodétecteur (figure IV.8), sont:

- Le rendement quantique (η) qui est le rapport du nombre de paires de porteurs « photocrées et collectées » au nombre de photons incidents. Il ne peut être supérieur à 1 et croît avec l'épaisseur de la zone absorbante.
- La sensibilité (S) de la photodiode exprimée en ampères par watt et définissant le rapport du photocourant I_{ph} au flux énergétique (ou puissance optique P_{opt}) reçu(e).
- La bande passante. Elle permet de savoir si le courant peut suivre une variation brusque du flux de photons, et quel est le facteur de proportionnalité entre le temps de montée ou de descente du photocourant et ceux du flux lumineux.
- Le bruit de photodétecteur. Certains électrons du courant utile peuvent être générés sans qu'un photon n'ait été absorbé. Ils s'ajoutent aux photoélectrons et parasitent le courant en ajoutant des artefacts.

Le rendement quantique η est défini par le rapport du nombre d'électrons (dn) circulant dans la photodiode pendant le temps (dt), et constituant le photocourant inverse, au nombre de photons incident (dp) pendant le même temps (dt). Il traduit le fait que tous les

photons ne sont pas absorbés dans la zone photosensible, qu'une partie de la lumière est réfléchiée par la surface de la photodiode (réflexion de Fresnel) notamment. Il est souvent compris entre 0,5 et 0,9 et pour une photodiode idéale il est égal à 1. On a donc l'expression suivante, où R est le facteur de réflexion sur le dioptre semi-conducteur-air, α est le coefficient d'absorption du semi-conducteur et W_p , W_d sont les épaisseurs des zones P et de déplétion N:

$$\eta = (1 - R) \exp(-\alpha W_p)(1 - \exp(-\alpha W_d)) \quad (\text{IV.6})$$

La sensibilité se définit par le rapport du courant engendré I au flux énergétique incident sur la photodiode P . Sa valeur dépend de la longueur d'onde du matériau choisi pour réaliser la photodiode et de ses paramètres géométriques.

Le rendement quantique et la sensibilité sont reliés par les relations suivantes, avec e représentant la charge élémentaire de l'électron, h la constante de Planck, λ la longueur d'onde et c la vitesse de la lumière:

$$\eta = \frac{I_{ph} / e}{P_{opt} / h\nu} \quad \text{et} \quad S(\lambda) = \frac{I_{ph}}{P_{opt}} = \eta \cdot \frac{e \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad (\text{IV.7})$$

Le courant créé est proportionnel à la puissance lumineuse, ce qui signifie que la puissance du signal électrique est proportionnelle au carré de la puissance optique. Il s'agit d'une détection quadratique.

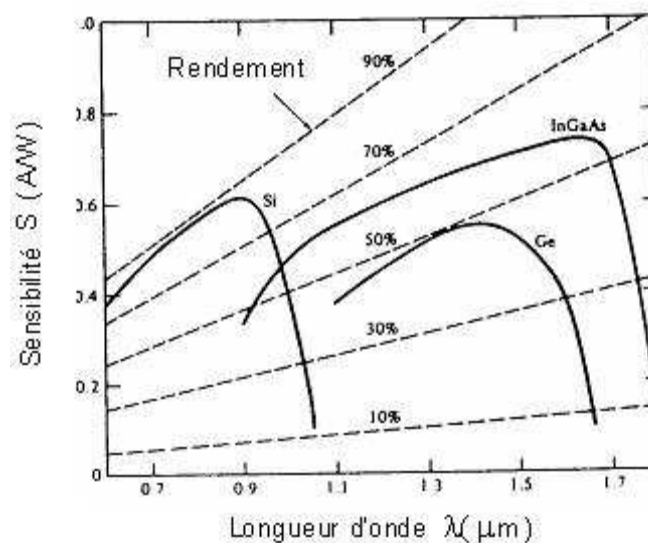


Figure IV.9: Courbes de sensibilité et de rendement selon les longueurs d'onde pour divers matériaux.

Au regard de la Figure IV.9 on observe que la sensibilité S augmente avec λ , puis s'écroule à la fréquence de coupure. Il apparaît donc pour chaque matériau une longueur d'onde pour laquelle la sensibilité est maximale. On observe que les hétérostructures III-V comme le GaInAs seront utilisées dans les transmissions à fibre optique à 1,55 μm .

1.4.1 Principe et fonctionnement des photodiodes PIN

Pour effectuer la photodétection en évitant les recombinaisons des paires électron-trou, il est nécessaire que les photons soient absorbés dans une zone dépourvue de porteurs mobiles, assimilable à une zone de charge d'espace d'une jonction PN, encore appelée zone déplétée. Pour favoriser le rendement quantique, il est préférable que cette zone soit large. D'où l'intérêt de la photodiode PIN. Nous donnons ici le principe de la photodétection dans une PIN Figure IV.10 et sa structure Figure IV.11.

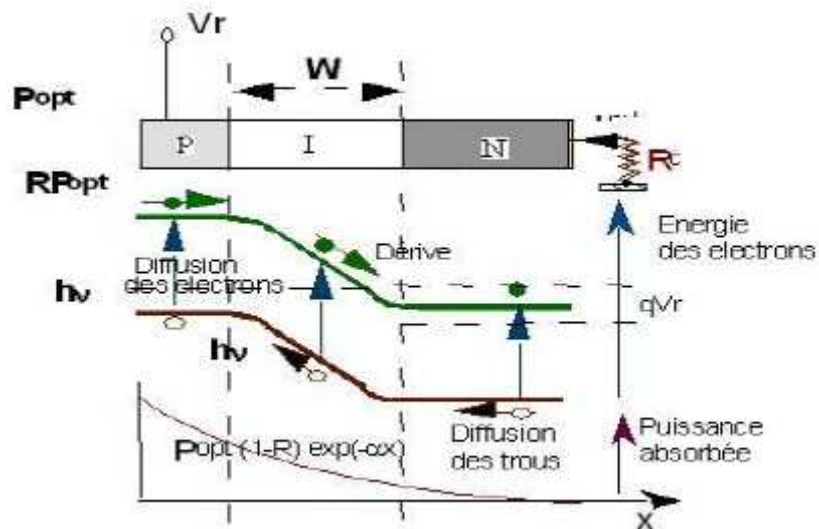


Figure IV.10: Principe de la photodétection avec une photodiode PIN.

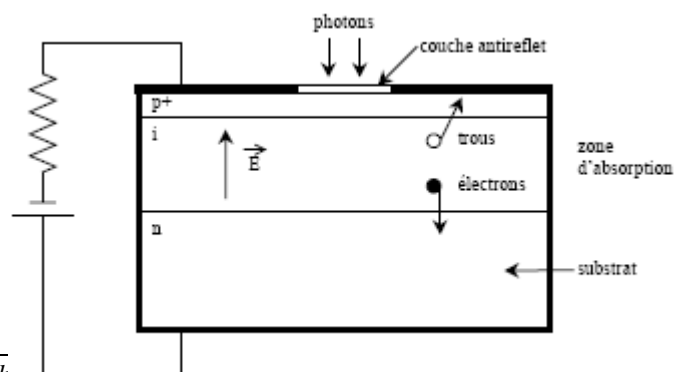


Figure IV.11: Photodiode PIN

La majorité des photons est absorbée dans la zone intrinsèque (I), où règne le champ électrique pratiquement uniforme, qui sépare les porteurs. Une des zones traversée par la lumière (P ou N) doit être de faible épaisseur, et recouverte d'une couche antireflet qui améliore le rendement quantique externe, et qui protège le matériau.

1.4.2 Le bruit dans les photodétecteurs

Le signal électrique émis par la photodiode n'est pas parfait. Le courant photodéfecté est affecté par des bruits qui contribuent à dégrader les performances des systèmes de communication. Le bruit de grenaille (shot noise), le bruit d'obscurité et le bruit thermique sont les principaux bruits qui perturbent le signal électrique émis par le module de réception.

- Le bruit de grenaille : c'est un bruit qui résulte de la nature corpusculaire du photocourant et du caractère aléatoire de la création des paires électron-trou. Ce bruit proportionnel à la puissance optique reçue par la photodiode est inévitable. L'expression de la variance du bruit de grenaille s'écrit sous la forme:

$$\langle i_q^2 \rangle = 2qSP_{opt} M^2 \cdot F(M) \cdot B \quad (\text{IV.8})$$

- avec M est le gain (égal 1 pour une photodiode PIN)
- B est la bande passante
- F(M) facteur multiplicatif (facteur d'excès de bruit)

$$F(M) = M \left[1 - (1 - k_{eff}) \left(\frac{M-1}{M} \right)^2 \right] \quad (\text{IV.9})$$

$$F(M) = k_{eff} M + \left(2 - \frac{1}{M}\right)(1 - k_{eff}) \quad (IV.10)$$

$k_{eff} = \frac{\text{coefficient d'ionisation le plus faible}}{\text{coefficient d'ionisation le plus fort}}$ Avec
 est le taux effectif d'ionisation.

Or, k_{eff} généralement, n'est pas connu, on utilise la formule d'approximation:

$$F(M) = M^X \quad (IV.11)$$

Avec X est le coefficient d'excès de bruit.

La variance du bruit de grenaille s'exprime sous la forme:

$$\langle i_q^2 \rangle = 2qSP_{opt} M^{2+X} .B \quad (IV.12)$$

On notera que le bruit de grenaille est un bruit lié au signal.

- Bruit thermique : ce bruit est engendré par la résistance de shunt du photorécepteur. L'expression de la variance du bruit thermique a pour valeur:

$$\langle i_r^2 \rangle = \frac{4kT}{R_{sh}} B \quad (IV.13)$$

(k étant la constante de Boltzmann, T la température et R_{sh} la résistance du shunt).

- Bruit d'obscurité.

En l'absence de rayonnement, les photodiodes produisent un bruit (dit d'obscurité) qui dépend du matériau, de la température et de la technologie utilisés.

Le courant d'obscurité est dépendant de la température selon la relation:

$$\frac{\delta I_{obs}}{I_{obs}} = \frac{E_g(T)}{K_B T} \times \frac{\delta T}{T} \quad (IV.14)$$

Avec $E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{T + \beta}$ où $E_g(0) = 1,519$, $\alpha = 5,405.10^{-4}$ et $\beta=204$ pour une photodiode AsGa.

La variance de bruit d'obscurité ne s'exprime pas de la même manière pour une photodiode PIN ou APD (photodiode à avalanche).

1.4.3 Variance de bruit dans une photodiode PIN

La variance de bruit dans une photodiode PIN a pour expression:

$$\langle i_{obs}^2 \rangle = 2qI_{obs}B \quad (IV.15)$$

2 Résultats expérimentaux

2.1 Description du montage expérimental

L'un des deux lasers DFB est connecté à un générateur de tension GBF qui génère une tension continue varie entre (0-5v). L'oscilloscope nous permet de visualiser cette tension qui varie en fonction de la position du potentiomètre de la source GBF.

Les deux sources laser DFB de longueurs d'ondes λ_1 et λ_2 sont contrôlées en puissance et en température, le laser1 est relié à une boucle de Lefebvre qui est utilisée comme un contrôleur de polarisation, et à l'aide d'un coupleur on peut superposer spatialement les deux ondes optiques générées par les deux sources lasers. Les signaux sont détectés d'une part par l'analyseur de spectre optique qui permet l'observation du signal optique en sortie de coupleur, et d'autre part par un récepteur photodiode PIN après une amplification optique à l'aide un amplificateur qui peut générer un signal optique amplifié de

8,7dBm. La photodiode PIN est reliée à l'analyseur de spectre radiofréquence par un câble spécial hyperfréquences (grande bande passante) et avec l'analyseur de spectre RF, nous observons le signal de battement $\Delta\nu$ généré par le récepteur quadratique PIN correspondant à la tension appliquée au générateur de tension GBF. Figure IV.12

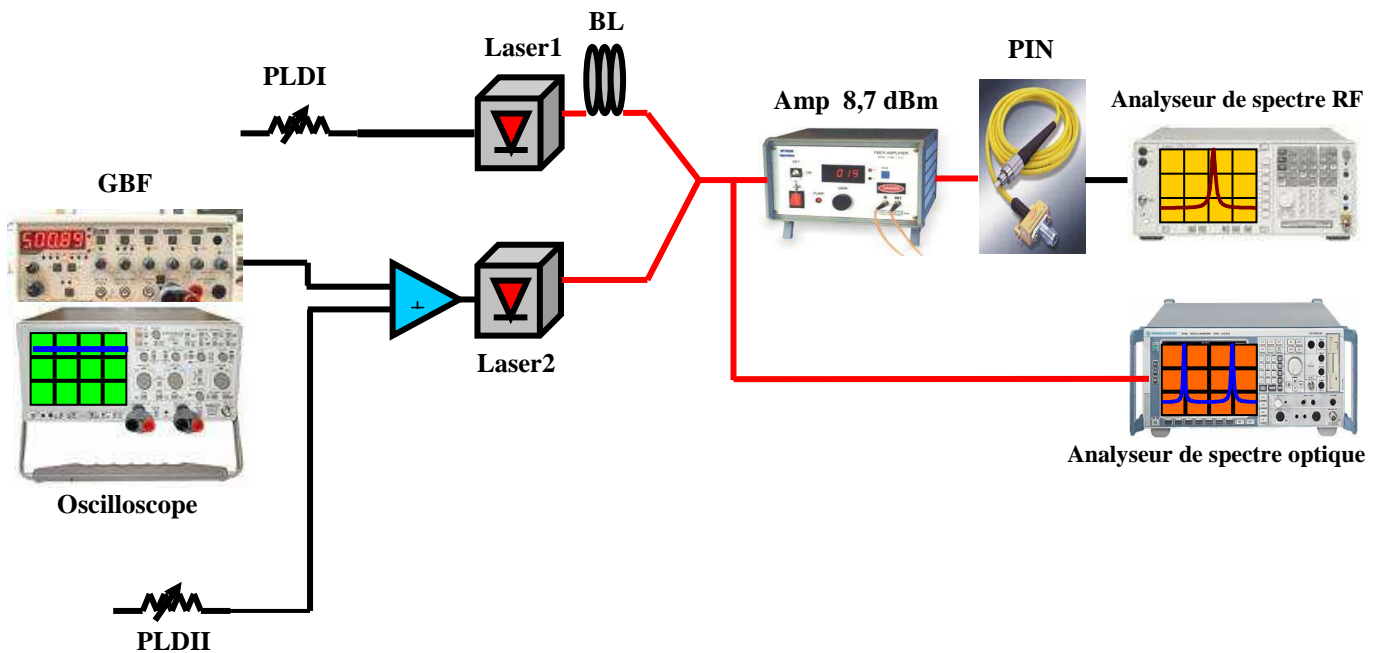


Figure IV. 12: dispositif expérimental pour la mesure de fréquence de battement.

2.2 Les éléments du montage

2.2.1 Emetteur lasers

Le laser semi-conducteur à contre réaction distribuée DFB présente en générale un fonctionnement monomode avec une faible largeur spectrale. Ces qualités spectrales sont recommandées pour notre application dans le but d'éviter l'étalement spectral du signal de battement obtenu et mesurer une puissance maximale sur l'analyseur de spectre RF. Les deux lasers DFB utilisés pour notre application sont fabriqués par « Composant Electroniques Technologie Internationale » : référence 2XFD150F2KP.

2.2.2 Le photorécepteur: la photodiode PIN

Pour la détection du signal de fréquence, on utilise la photodiode de type InGaAs conçue par « Discovery Semiconductors » ; référence DSC30S, bande passante 20 GHz. L'entrée optique est fibrée et connectorisée en FC/APC. Un câble coaxial hyperfréquence

rigide relie la sortie RF de la photodiode avec l'analyseur de spectre radiofréquence. Le câble utilisé est garanti pour une bande passante égale à 40 GHz (cf. paragraphe IV.1.4.1.).

2.2.3 L'analyseur de spectre

L'analyseur utilisé « Anritsu MS2668C » possède une bande passante de 9 KHz à 40 GHz, ce qui permet l'observation du signal de faible écart comme de grand écart en longueur d'onde entre les deux sources.

3 Etude en statique

3.1 L'évolution de la fréquence de battement en fonction de la tension de commande

A partir du montage réalisé dans la figure IV.12, on prend les valeurs de la fréquence de battement mesurées sur l'intervalle de tension de 0 à 5 v. figure IV.13.

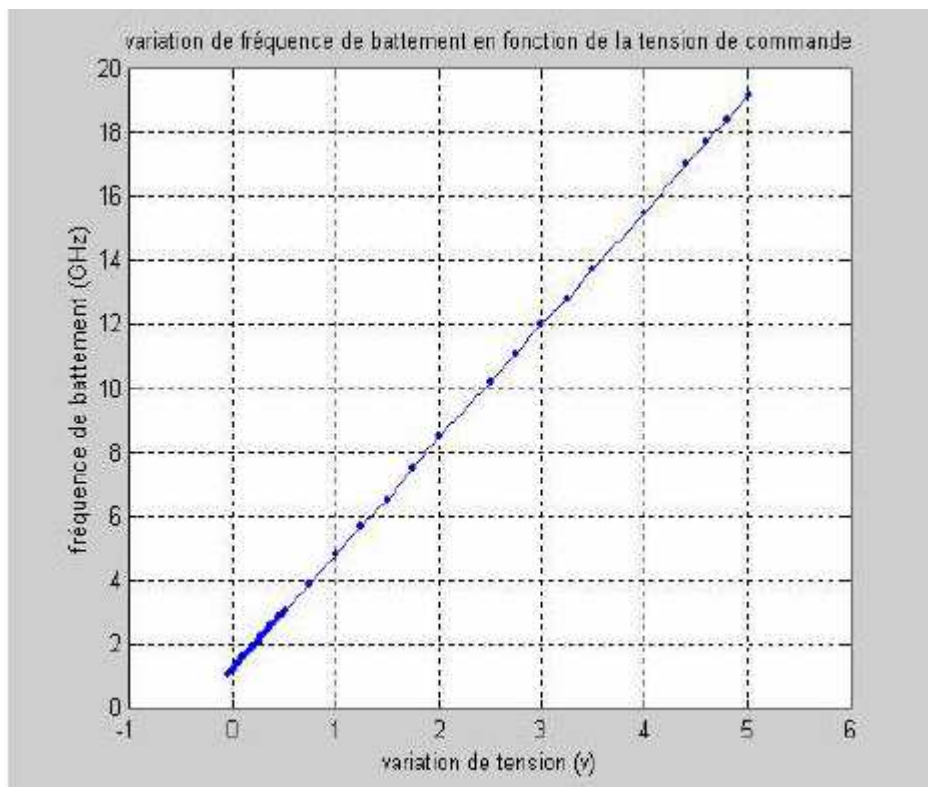


Figure IV.13: variation de la fréquence de battement en fonction de la tension de commande

Dans l'intervalle de tension sur lequel on travaille (0-5v), on peut considérer que la fréquence de battement $\Delta\nu$ varie linéairement avec la tension de commande appliquée à chaque fois au Peltier et elle peut même arriver jusqu'à 19,15 GHz pour une valeur de tension qui vaut 5 volt. Figure IV.13

Sur l'analyseur de spectre optique on peut observer la densité spectrale de puissance en fonction de la longueur d'onde. Le signal détecté à la sortie du coupleur est représenté par la figure IV.14. Les deux pics correspondant aux longueurs d'ondes $\lambda_1=1558.423$ nm du laser1 et $\lambda_2=1560.743$ nm du laser 2.

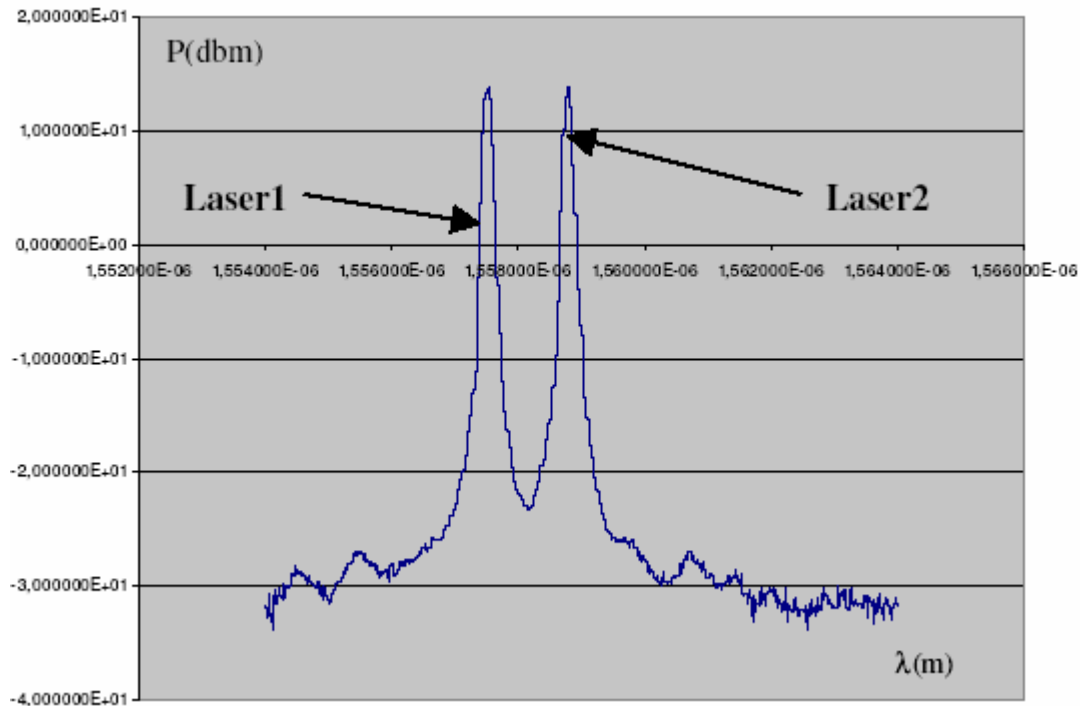


Figure IV.14: mesure expérimentale des longueurs d'ondes des Lasers en sortie du coupleur.

4 L'étude en dynamique

Dans cette étude, on garde pratiquement le montage de la figure IV.12. On change seulement la tension de commande en tension triangulaire variable avec le temps et on fait varier à chaque fois sa fréquence et on trace les caractéristiques qui correspondent dans le domaine temporel.

Concernant l'échelle du temps, après plusieurs essais, on a constaté que le passage d'une valeur à une autre dans l'analyseur de spectre prend presque une seconde, c'est ce qui nous a permis de tracer l'axe du temps, on prend comme valeur initiale 0 s.

4.1 La fréquence de battement en fonction d'une tension de commande de 10 MHz

Pour une tension externe de 10 MHz la fréquence de battement $\Delta\nu$ évolue linéairement avec le temps, jusqu'à atteindre la valeur 17,74 GHz. A partir de cette valeur la fréquence commence à diminuer jusqu'à arriver à une valeur minimale de 5,36 GHz, la période de cette variation est environ de 38s. Figure IV.15

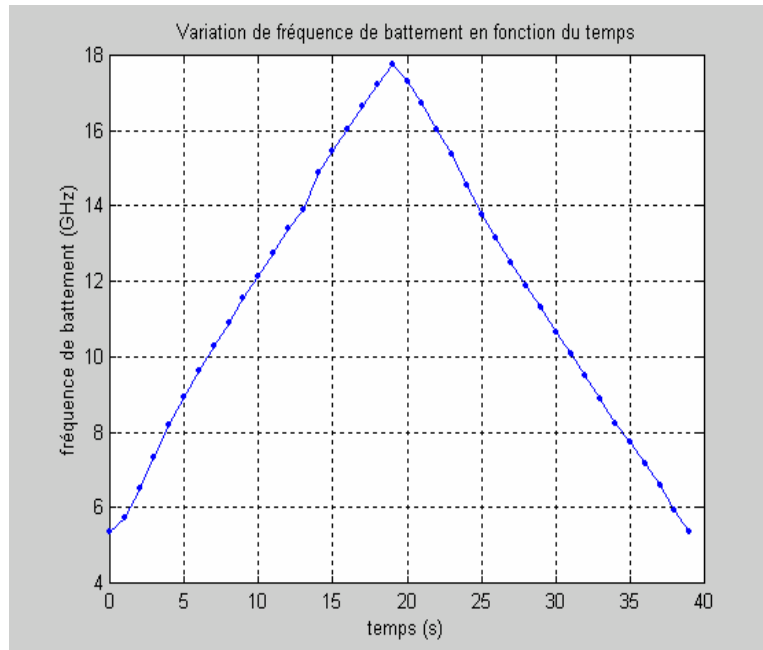


Figure IV.15: la variation de fréquence de battement en fonction du temps pour une tension externe de 10mHz.

4.2 La fréquence de battement en fonction d'une tension de commande de 100 MHz

Pour une tension externe qui vaut 100 MHz, la variation de la fréquence de battement $\Delta\nu$ en fonction du temps n'est plus linéaire, et évolue d'une manière rapide dans l'intervalle de 9 à 13 GHz avec un période de 5 s presque à chaque fois. Figure IV.16

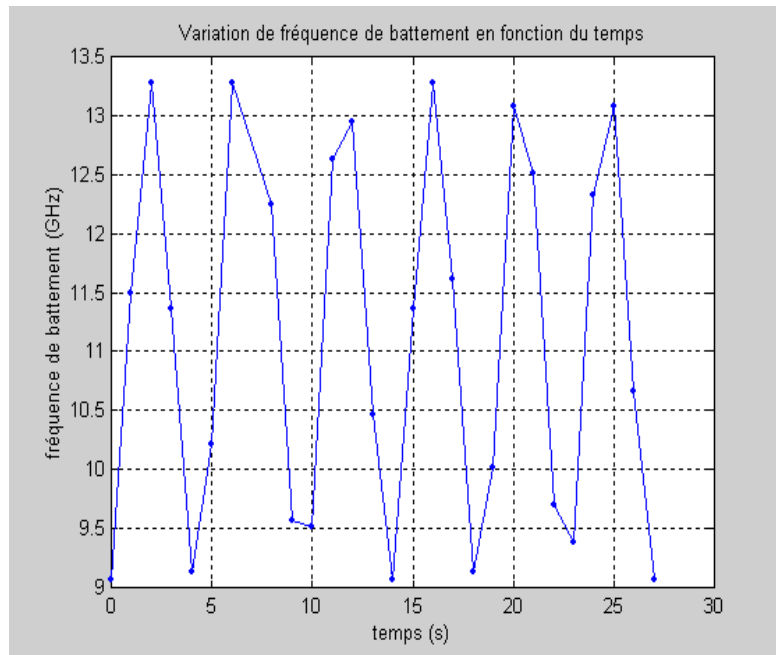


Figure IV.16: la variation de fréquence de battement en fonction du temps pour une tension externe de 100mHz.

4.3 La fréquence de battement en fonction d'une tension de commande de 1 Hz

Lorsqu'on augmente la fréquence de la tension externe à 1 Hz, la vitesse d'échantillonnage augmente et il est difficile de visualiser la linéarité de la fréquence de battement dans le domaine temporel. Figure IV.17

Il est possible de résoudre le problème et caractériser la variation de la fréquence de battement en fonction du temps, pour des valeurs de fréquence de tension supérieur ou égale à 1Hz, on exploitant un interféromètre de Mach-Zehnder dans notre montage et on le branche avec un oscilloscope au lieu d'utiliser l'analyseur de spectre RF. Comme la bande passante de l'oscilloscope est importante, elle permet d'effectuer un échantillonnage rapide même pour des valeurs supérieur à 1Hz. Figure IV.18

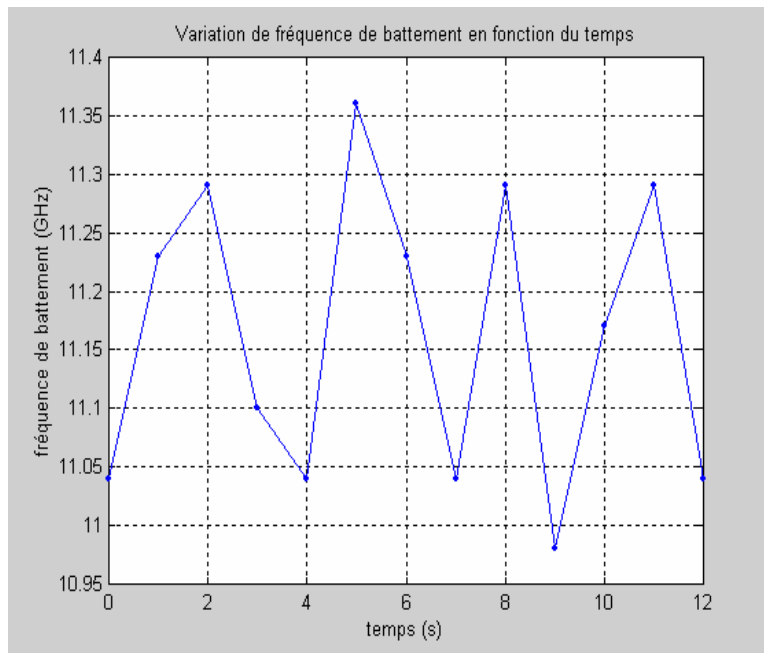


Figure IV.17: la variation de fréquence de battement en fonction du temps pour une tension externe de 1Hz.

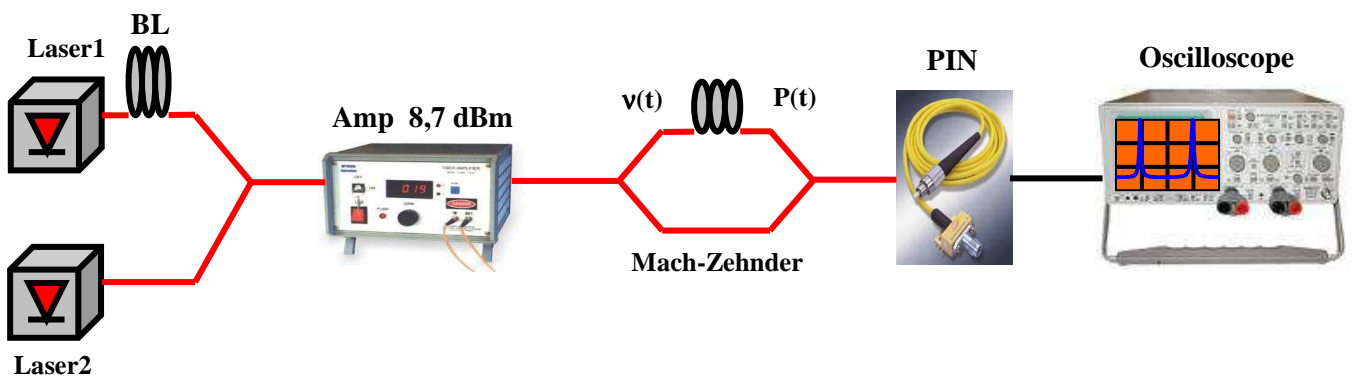


Figure IV.18: dispositif expérimental pour effectuer la mesure de la fréquence de battement dans Le domaine temporel pour des valeurs supérieures ou égales à 1 Hz.

5 Conclusion

Ce chapitre a permis de situer le détail des différents types de modulation des données et les modulateurs utilisés ainsi les photorécepteurs PIN exploitées et leurs rôles dans les réseaux de télécommunications optiques afin que nous puissions comprendre le fonctionnement du montage expérimental réalisé dans la deuxième partie.

A partir l'étude expérimentale abordée dans ce chapitre, on peut tirer les résultats suivants:

- En statique, la linéarité entre la tension de commande qui agit sur le Peltier et la fréquence de battement est vérifiée sur l'intervalle de tension de (0-5v), ce résultat correspond aux résultats théoriques trouvés dans le deuxième chapitre (cf. paragraphe IV.3.1).
- En dynamique la variation de fréquence de battement en fonction du temps prend une forme linéaire pour des valeurs de fréquence de la tension externe de 10MHz et 100MHz. Lorsqu'on augmente la fréquence de la tension externe à des valeurs plus élevées à partir de 1Hz (cf. paragraphe IV.4.3), il est plus difficile de caractériser la variation de la fréquence de battement dans le domaine temporel, il faut donc chercher une autre solution qui nous permet d'avoir une bonne caractérisation de la fréquence de battement en fonction du temps, En utilisant par exemple un interféromètre de Mach-Zehnder dans notre montage comme indiqué dans la figure IV.18. Il est possible alors de mesurer à nouveau la fréquence de battement.

Bibliographies

- [1]: S. CALVEZ "Laser à fibre pour les télécommunications multiplexées en longueur d'onde" « *Etude de l'accordabilité en longueur d'onde et de la génération de trains d'impulsions multi longueurs d'onde par voie électro-optique* » Inc., p9, 2002.
- [2]: LECOY, Pierre, *Télécommunications optiques*, Paris : Editions Hermès, 1992.
- [3]: FICHET M., "Introduction aux fibres optiques", Association pour la Diffusion de la Connaissance Scientifique, 1996.
- [4]: BOISROBERT Christian, TOFFANO Zeno, *Cours de DESS et DEA d'Optique et Optoélectronique*, Université de Nantes, 2001.
- [5]: S. CALVEZ "Laser à fibre pour les télécommunications multiplexées en longueur d'onde" « *étude de l'accordabilité en longueur d'onde et de la génération de trains d'impulsions multi longueurs d'onde par voie électro-optique* » Inc., p15, 2002.
- [6]: Govind P. Agrawal, « Fiber Optics Communication Systems. Wiley Interscience, 2002.
- [7]: Y. ZOUINE "contribution par la simulation système à l'étude des contraintes des composants optoélectronique sur la transmission optique utilisant la technique CDMA" ,Inc.,p48, 2005.
- [8]: HEIDEMANN R., WEDDING B. et VEITH G., "10-GB/s transmission and beyond", *Proceedings of the IEEE*, November 1993, Vol. 81, n°11.
- [9]: FRANCOIS P.L., BAYON J.F et ALARD F., "Design of quadruple-clad fibers", *Electronics Letters*, 1984, Vol. 20, pp. 688-689.
- [10]: BRUYERE Frank, "Impact of First -and Second- Order PMD in Optical Digital Transmission Systems", *Optical Fiber Technology*, 1996, Vol.2, pp. 269-280.
- [11]: "Chromatic Dispersion and Polarization Mode Dispersion (PMD)", Light Reading - The Global Site for Optical Networking.
- [12]: J.J. Refi, "Optical fibers for optical networking," *Bell Labs Technical Journal*, pp246–261, 1999.
- [13]: L. Möller, A. Thiede, S. Chandrasekhar, W.Benz, M. Lang, T. Jakobus et M. Schlechtweg, "ISI mitigation using decision feedback loop demonstrated with PMD distorted 10 Gbit/s signals, " *IEE Electronics Letters*, Vol. 35, N4, pp2092–2093, 1999.
- [14]: C. J. Koester et E. A. Snitzer, "Amplification in a fiber laser, " *Applied Optics*, Vol. 3, N10, pp1182–, 1964.

- [15]: C. Barnard, J. Klein et V. Tzolov, "Modeling optimizes EDFA design, " *_WDM Solutions Supplement to Laser Focus World*, N6, pp33–36, 2000.
- [16]: B. Clesca, D. Bayart et J. L. Baylat, " *Optical Fiber Technology*, Vol. 1, N, pp135–, 1995.
- [17]: Y. Ohishi, A. Mori, M. Yamada, H. Ono Y. Nishida et K. Oikawa , "Gain characteristics of telluride-based erbium-doped fiber amplifiers for 1.5- μm broadband amplification, *Optics Letters*, Vol. 23, N4, pp274–276, 1998.
- [18]: M. Yamada, M Shimizu, H. Yoshinaga, K. Kikushima, T. Kanamori, Y. Ohishi, K. Oikawa et S. Sudo, "Low noise Pr³⁺-doped fluoride fiber amplifier," *IEE Electronics Letters*, Vol. 31, N10, pp806–807, 1995.
- [19]: T. Kasamatsu, Y. Yano et H. Sekita, "1.50- μm -band gain-shifted thulium-doped amplifier with 1.05- and 1.56- μm dual-wavelength pumping, " *Optics Letters*, Vol. 24, N23, pp1684–1686, 1999.
- [20]: S. Bigo, S. Gauchard, A. Bertaina et J.P. Hamaide, "Experimental investigation of stimulated Raman scattering limitation on WDM transmission over various types of fiber structures," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 11, N6, pp671–673, 1999.
- [21]: S. V. Chernikov, J. R. Taylor, N. S. Plastmov, V.P. Gapontsev, F. Kupperts, A. Matheus et I. Gabitov, "High power, compact, high-efficiency, fiber laser source around 1.24 μm for pumping Raman amplifier," *_Optical Fiber Communication conference, OFC'97*, p345, 1997.
- [22]: S.A.E. Lewis, S.V. Chernikov et J.R. Taylor, "Triple wavelength pumped silica-fibre Raman amplifiers with 114nm bandwidth, " *_Electronics Letters*, Vol. 35, N20, pp1761–1762, 1999.
- [23]: H. Masuda, S.Kawai, K.I. Suzucki et K. Aida, "Wide band low-noise optical amplification using distributed Raman amplifiers and erbium-doped fiber amplifiers," *_European Conference on Optical Communications, ECOC'98*, pp51–52, 1998.
- [24]: S. Bigo, "Transmission WDM à 5,12 téra bits/s sur 3*100 km, " *_Journées Nationales de l'Optique Guidée, JNOG 2000*, p8, 2000.
- [25]: JOINDOT, Irène et Michel, *Les Télécommunications par fibres optiques*, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Paris : Dunod et CNET-ENST, 1996.
- [26]: ABIVEN J., DUREL S., et PECOT A., "Quelles conditions dans le réseau d'accès pour un large déploiement du FTTH", *L'écho des Recherches*, 1997, Vol. II, n°168 - 169, pp. 3-12.
- [27]: LUSTEAU Franck, *Techniques de codage sur lien optique ou paire torsadée*, Mémoire présenté en vue d'obtenir l'examen probatoire, soutenu le 13 décembre 1999, Chap. 2 : Les techniques de multiplexage et de modulation avancées.
- [28]: FRANCE TELECOM, *Les communications optiques du futur*, Mémento Technique n°19, juin 2002, pp. 7-27.

- [29]: Y. ZOUINE "contribution par la simulation système à l'étude des contraintes des composants optoélectronique sur la transmission optique utilisant la technique CDMA" ,*Inc.*,p33, 2005.
- [30]: VINDERICK Pascal, *Techniques de multiplexage*.
- [31]: J. Feggeler et al, "WDM transmission measurements on installed optical amplifier undersea cable systems," *Proceeding of Optical Fiber Communications 1997*, pp, 1997.
- [32]: M.S. Goodman, H. Kobrinski, M. Vecchi, R.M. Bulley et JM. Gimlett, "The LAMB DANET multi-wavelength network: Architecture, applications and demonstrations," *IEEE Journal on Selected Topics in Communications*, Vol. 8, N6, pp995–1004, 1990.
- [33]: J.K. Hood et al, "Optical distribution systems for television studio applications," *IEEE/JOSA Journal on Lightwave and Technology*, Vol. 11, N5/6, pp680–687, 1993.
- [34]: Casey H.C., jr. and Panish M.B., "Heterostructure Lasers, Part A – Fundamental principles, Part B - Materials and operating characteristics "(Academic Press, 1978)".
- [35]: Agrawal G.P. and Dutta N.K., "Long-wavelength semiconductor Lasers" (Van Nostrand, 1986).
- [36]: Jérôme PONS « Les LASERS et leurs applications au domaine des Télécommunications » Janvier-Février 2002 J. PONS.
- [37]: Guilhem ALMUNEAU thèse doctorat : « étude et réalisation de lasers à cavité verticale à 1,55 μm sur GASB » 1998 Montpellier II.
- [38]: A.E. Siegmann, "Lasers ", University Sciences Books, Mills Valley, 1986, chapter 11.
- [39]: Peterman K., "Laser diode modulation and noise" (Kluwer Academic Publishers, 1988).
- [40]: « cours de télécommunication » p143 A. DUPRET, A. FISCHER IUT de Villetaneuse- Université de Paris XIII.
- [41] : M. K. Barnoski et S. M. Jensen, "Fiber waveguides: a novel technique for investigating attenuation characteristics", *Appl. Opt.*, vol. 15, pp. 2112-2115, septembre 1976.
- [42]: E. Brinkmeyer, "Analysis of the backscattering method for single-mode optical fibers", *J. Opt. Soc. Amer.*, vol. 70, pp. 1010-1012, août 1980.
- [43]: D. L. Philen, I. A. White, J. F. Kuhl et S. C. Mettler, "Single-mode fiber OTDR: experiment and theory", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-18, pp. 1499-1508, octobre 1982.
- [44]: W. Eickhoff et R. Ulrich, "Optical frequency domain reflectometry in single-mode fiber", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 39, pp. 693-695, novembre 1981.

- [45]: S. A. Newton, "Novel approaches to optical reflectometry", *Proc. 7th Instrum. Meas. Technol. Conf. (IMTC)*, pp. 329-333, février 1990.
- [46]: R.S. Vodhanel, A.F. Elrefit, M.Z. Iqbal, R.E. Wagner, J. L. Gimlett and S. Tsuji, "performance of directly Modulated DFB Laser 10-Gb/s ASK, and DPSK Lightwave Systems", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 8, N° . 9, pp. 1379-1386. September 1990.
- [47]: da Silva, H.J.A. Fyath, R.S. Oapos Reilly, J.J." Sensitivity degradation with laser wavelength chirp fordirect-detection optical receivers", *IEE Proceedings*, Vol. 136, Pt. J, No. 4, pp. 209-218, 1989.
- [48]: Heidemann R., Wedding B. et Veith G., "10-GB/s transmission and beyond", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81, n°11, pp. 1558-1567, November 1993.
- [49]: A. F. Elrefaie, "Chromatic Dispersion limitations in coherent lightwave transmission systems";" *IEEE J. Lightwave Technology*, vol. 6, N° 5, pp. 704-709,1988, May.
- [50]: Govind P. Agrawal, « *Fiber Optics Communiaction Systems*. Wiley Interscience, 2002.
- [51]: D.A. Fishman " Design and Performance of Externally Modulated 1.5 μm Laser Transmitter in the Presence of Chromatic Dispersion", *IEEE J. Lightwave Technology*, Vol. 11,N° . 4, PP. 624-632, April 1993.
- [52]: L. Thylen, "Integrated optics in LiNbO3: Recent developments in devices for telecommunications," *J. Lightwave Technol.*, vol. 6, N° . 6, pp.847--861, June 1988.
- [53]: A. Djupsjöbacka, "Residual chirp in integrated-optic modulators," *IEEE. Photonics Technol. Lett.*, vol. 4, N° 1, pp. 41-43, Jan. 1992.

Conclusions et perspectives

La réflectométrie optique dans le domaine fréquentiel l'OFDR, (*Optical Frequency-Domain Reflectometry*). Cette méthode utilise comme source un laser modulé par des variations linéaires de fréquence. Le signal détecté, correspondant aux réponses spectrales des points réflecteurs localisés le long du composant sous test, est traité au moyen d'un algorithme de Fourier afin d'obtenir la réponse temporelle.

Le principal problème rencontré dans notre étude, est la stabilité de signal de modulation. Cette dernière dépend essentiellement de la stabilité en longueur d'onde des lasers. Une stabilisation en température est alors indispensable.

Notre objectif est de chercher toujours une réponse la plus linéaire possible avec le temps, ceci est réalisable seulement pour une certaine commande de température.

Pour vérifier cette commande il faut prendre en considération deux paramètres essentiels, la tension externe qui alimente le Peltier, et l'intervalle temporel nécessaire pour atteindre une réponse fréquentielle linéaire en sortie.

D'après l'étude théorique effectuée, on a trouvé que pour la gamme de télécommunication sur laquelle on travaille (1550,6-1560nm) qui correspond une plage de fréquence de 192,30 à 192,36 THz, l'intervalle de tension nécessaire est de (-5 à 5v) avec une variation temporelle de l'ordre de $\Delta t=12s$.

Un asservissement de température dans ce type de problèmes utile et nécessaire, pour comprendre en gros le fonctionnement de l'ensemble des différents éléments (tension d'alimentation, la cellule de Peltier, la thermistance, la diode laser), qui composent le système de contrôle en température.

En statique la linéarité de la fréquence de battement en fonction de la tension de commande est vérifiée pour un intervalle de tension de 0 à 5v.

En dynamique lorsque on applique une tension triangulaire variable dans le temps, on peut caractériser la variation de la fréquence de battement dans le domaine temporel pour des valeurs de fréquence de tension de 10MHz,100MHz, si on augmente la fréquence à partir de 1Hz il faut mieux utiliser un autre montage, on exploitant un interféromètre de Mach-Zehnder avec un oscilloscope pour visualiser bien l'évolution de la fréquence de battement en fonction du temps.

Annexe A: programmes.

```

% variation de la longueur d'onde en fonction de la température

T=22.5:25
l=0.2*T+1.555*10.^3
plot(T,l)
grid
xlabel('Température (C°)')
ylabel('longueur d onde (nm)')
title('Variation de longueur d onde en fonction de la Température')

% variation de la fréquence en fonction de la température

T=22.5:25
f=1./(6.66*10.^-19*T+518.402*10.^-17)
plot(T,f);
grid
title('Variation de fréquence en fonction de température ')
xlabel('Température (C°)')
ylabel('fréquence (Hz)')

% variation de la fréquence en fonction du temps

t=0:12
f=-5*10.^9*t+1.9235*10.^14
plot(t,f);
grid
title('Variation de fréquence en fonction de temps')
xlabel('temps (s)')
ylabel('fréquence (Hz)')

% variation de la température en fonction du temps

t=0:12
T=1.5015*10.^18*(1+2592.01*10.^-8*t-997.1462*10.^-3)./(-
5*10.^9*t+1.9235*10.^14)
plot(t,T);
grid
title('Variation de température en fonction de temps')
xlabel('temps (s)')
ylabel('température (C°)')

% variation de la longueur d'onde en fonction de la tension externe

u = -5:0.1:5;
l = -0.14*u+1559.80
plot(u,l)
grid
title('Variation de longueur d onde en fct de la tension externe')

```

```
xlabel('tension externe Vext (v)')
ylabel('longueur d onde (nm)')

% variation de la fréquence en fonction de la tension externe

u = -6:6
c=3*10.^8
f=c./(-4*10.^-11*u+1559.80*10.^-9)
plot(u,f)
grid
title('Variation de la fréquence en fct de tension')
xlabel('tension externe Vext (v)')
ylabel('fréquence (Hz)')
```

Annexe B: Etalonnage de la thermistance

La thermistance est un composant passif en matériaux semi-conducteur. Si l'auto échauffement par effet joule est négligeable, sa résistance varie avec la température selon la loi :

$$R(T) = R(T_0) \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right]$$

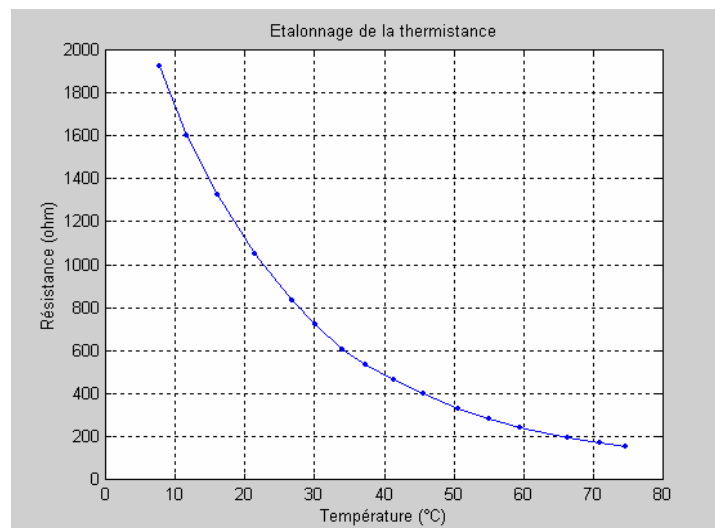
(Les températures sont exprimées en degrés Kelvin,

B et T_0 sont des constantes caractéristiques du composant).

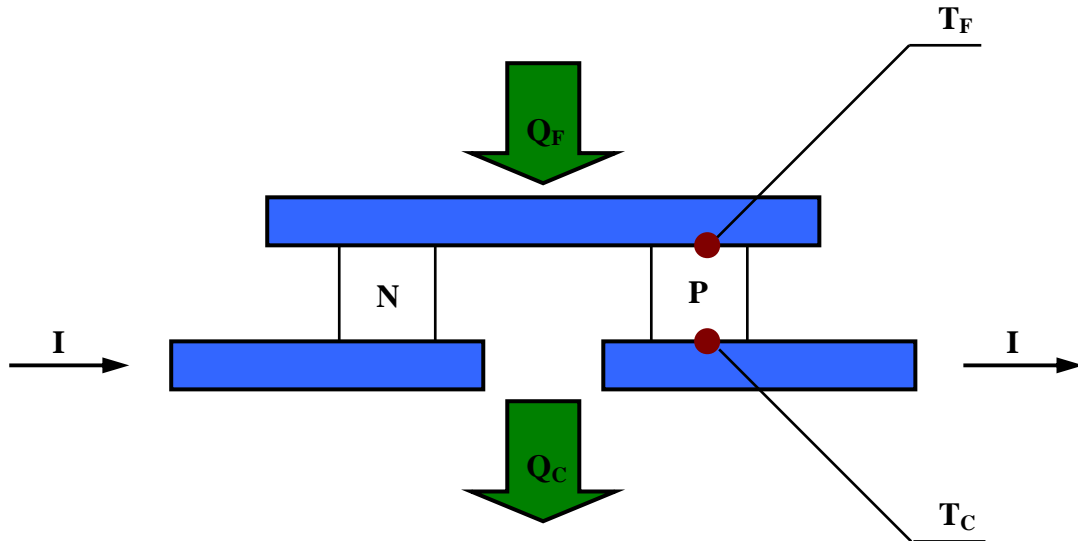
Les résultats de la variation la résistance d'une thermistance en fonction de la température sont donnés dans le tableau suivant :

T(°C)	74,6	71,0	66,3	59,4	55,0	50,6	45,7	41,3	37,3	34,0	30,1	26,7	21,5	16,0	11,7	7,8
R(Ω)	150	169	193	242	284	328	397	465	536	607	719	835	1048	1326	1600	1922

Caractéristique de la thermistance



Annexe C: Equations caractéristiques de la cellule à effet Peltier CEP



- La puissance frigorifique absorbée par la face froide d'une CEP à pour expression:

$$Q_F = n \cdot \left[\alpha \cdot I \cdot T_F - \frac{1}{2} \cdot R \cdot I^2 - K \cdot (T_C - T_F) \right]$$

n : le nombre de pavés de la cellule

I : le courant traversant la cellule

T_F : la température de la face froide des pavés en °K

T_C : la température de la face chaude des pavés en °K

- La puissance calorifique dégagée par la face chaude est:

$$Q_C = n \cdot \left[\alpha \cdot I \cdot T_C - \frac{1}{2} \cdot R \cdot I^2 - K \cdot (T_C - T_F) \right]$$

- La résistance électrique par pavé:

$$R = \rho \cdot \frac{e}{s}$$

e: épaisseur des pavés.

s: section des pavés.

ρ : la résistivité thermique.

- La conductance thermique par pavé:

$$K = \kappa \cdot \frac{s}{e}$$

e: épaisseur des pavés.

s: section des pavés.

k: la conductivité thermique.

- La puissance électrique fournie à la cellule est:

$$P_E = Q_C - Q_F = n \cdot [\alpha \cdot I \cdot (T_C - T_F) + R \cdot I^2]$$

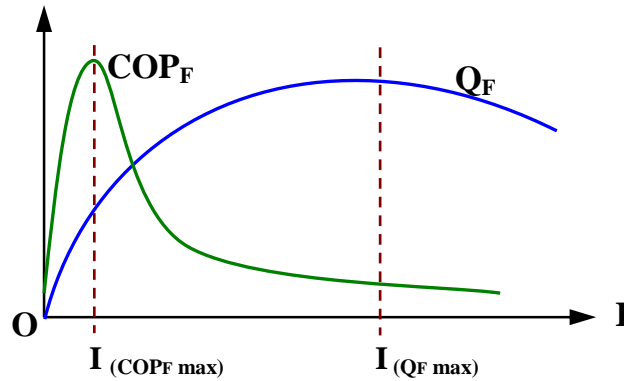
- La tension aux bornes de la cellule:

$$U = n \cdot [\alpha \cdot (T_C - T_F) + R \cdot I]$$

- Rendement énergétique:

$$COP_F = \frac{Q_F}{P_E}$$

Si on suppose les températures T_F et T_C égales et constantes, les courbes représentant les variations de Q_F et COP_F en fonction du courant I ont les allures suivantes:



On voit qu'il existe, pour des courants donnés, un optimum $Q_{F \max}$ et un optimum $COP_{F \max}$. le point de fonctionnement choisi est généralement un point intermédiaire entre ces deux optima. Pour une utilisation en chauffage, les performances sont la puissance calorifique Q_C et le "coefficient de performance chaud".

$$COP_C = \frac{Q_C}{P_E} = 1 + COP_F$$

En générale, on s'intéresse uniquement à l'optimum économique $COP_{C \max}$, car la puissance Q_C croît de façon continue avec le courant.

Annexe D: tableaux

- **L'évolution de la fréquence de battement en fonction de la tension de commande.**

U(v)	-0.03	0	0,02	0,04	0,06	0,08	0,1	0,12	0,14	0,16	0,18	0,2	0,22	0,24
Δv (GHz)	1,04	1,16	1,25	1,32	1,4	1,5	1,56	1,6	1,7	1,76	1,8	1,92	1,96	2,04

0,26	0,28	0,32	0,34	0,36	0,38	0,4	0,42	0,44	0,46	0,48	0,50	0,52	0,75	1
2,08	2,20	2,34	2,41	2,49	2,56	2,64	2,70	2,79	2,86	2,93	3,01	3,07	3,9	4,8

1,25	1,5	1,75	2	2,5	2,75	3	3,25	3,5	4	4,4	4,6	4,8	5,01
5,7	6,5	7,5	8,5	10,2	11,10	12	12,10	13,7	15,5	17	17,7	18,4	19,15

- **La fréquence de battement en fonction d'une tension de commande de 10 MHz.**

t(s)	0	1	2	3	4	5	6	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Δv	5.36	5.74	6.51	7.34	8.17	8.93	9.64	10.27	10.91	11.55	12.12	12.76	13.40	13.91	14.87	15.44	16.02	16.65	17.23

20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
17.74	17.29	16.72	16.02	15.38	14.55	13.78	13.14	12.51	11.87	11.29	10.66	10.08	9.51	8.87	8.23	7.72	7.15	6.57	5.94

- **La fréquence de battement en fonction d'une tension de commande de 100 MHz.**

t (s)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Δv (ghz)	9.06	11.49	13.27	11.36	9.13	10.21	13.27	12.25	9.57	9.51	12.63	12.95	10.47	9.06	11.36

15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26
13.27	11.61	9.13	10.02	13.08	12.51	9.70	9.38	12.32	13.08	10.66	9.06

- **La fréquence de battement en fonction d'une tension de commande de 1 Hz.**

t(s)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Δv (ghz)	11.04	11.23	11.29	11.10	11.04	11.36	11.23	11.04	11.29	10.98	11.17	11.29	11.04