



Faculté des sciences et de génie

Rapport final

Projet de fin d'étude [GPH-3001]

Marc-André Vigneault & Arnaud Mercier
Superviseur de projet : **Jérôme Genest**

Rapport adressé à
M. Émile Knystautas

Département de physique, de génie physique et d'optique
Hiver 2020

Table des matières

1	Introduction	1
2	Mise à jour de la situation	1
2.1	13 Mars	1
2.2	16 Avril	1
3	Cahier des charges	2
4	Phénomène exploité	2
5	Conceptualisation	3
5.1	Conceptualisation et multiplexage des FBG en série	3
5.2	Concept Révisé	6
6	Mesures préliminaire de l'interféromètre de référence	9
7	Caractérisation des systèmes	12
7.1	Caractérisation du spectre du laser	12
7.2	Contrôle de la thermistance avec un signal en courant	14
7.3	Caractérisation de la fonction de transfert de la réponse thermique du système	15
8	Conception	16
8.1	Conception d'un circuit d'alimentation et de contrôle du laser	16
8.2	Conception d'un FBG	18
8.3	Conception d'un logiciel de contrôle	18
9	Gestion de projet	19
9.1	Gestion du groupe et partage des connaissances	19
9.2	Modification de l'échéancier et des objectifs	20
A	Courbes typique de décalage spectral	21

1 Introduction

Les développements technologiques entourant l'optique et les guides d'onde diélectriques dans les récentes années, particulièrement dû à la prolifération et à la demande croissante de l'optique en télécommunication, a mené au développement de multiples composants optiques fibrés. L'avantage de signaux pleinement fibrés sont entre autres : l'insensibilité au bruit électromagnétique, les faibles pertes sur de longues distances, leurs dimensions minimes, etc. En particulier, les réseaux de Bragg fibrés (FBG) se sont démarqués par leur polyvalence dans le domaine des senseurs optiques [1]. En effet, ceux-ci peuvent être utilisés pour mesurer les contraintes et la variation de température. L'équipe, en partenariat avec le Regroupement Étudiant pour le Développement et la Conception en Optique (REDCO), est mandatée de concevoir une charge utile pour la fusée du Groupe Aérospatial de l'Université Laval. Cette charge utile sera utilisée afin de mesurer certaines composantes du stress mécanique d'une structure pendant le vol. Les stress mécaniques devront être mesurés à plusieurs endroits sur le fuselage de la fusée. Plusieurs réseaux sont donc nécessaires. Ce rapport abordera les concepts de base de la détection de contraintes par réseaux de Bragg, la description des techniques considérées, les procédures de mise en œuvre, un plan de travail ainsi qu'un échéancier détaillé du projet.

2 Mise à jour de la situation

2.1 13 Mars

La fermeture des laboratoires de l'université a un impact important sur notre projet. Malheureusement, l'avancement de plusieurs étapes requièrent l'accès à différents instruments spécialisés. Un poste de soudure pour électronique, un *Optical Spectrum Analyser* et un banc d'essai sont nécessaires à la complétion des objectifs initiaux du projet. De plus, la conception de FBG sur mesure par un laboratoire du COPL n'est plus possible. Par dessus tout, l'impossibilité de poursuivre le travail en équipe compromet le projet. Il a été cependant possible de récupérer le module de contrôle du laser ainsi que quelques composantes optiques du laboratoire avant sa fermeture. De plus, un des membres de l'équipe possède une source de tension et un oscilloscope qui permettent d'alimenter le laser.

2.2 16 Avril

La compagnie Thorlabs a été contactée. Les ingénieurs d'application nous ont indiqué que nos problèmes de contrôle en température étaient causés par un bris de leur puce lors de la fabrication. Une autre puce a été envoyée par la compagnie et reçue le 19 avril. Également, comme le matériel optique pour effectuer l'expérience n'était pas accessible, le superviseur du projet nous a prêté de l'équipement, afin que nous puissions effectuer une mesure pour prouver le concept d'interférence en 2 réflexions. Compte tenu de ces différents problèmes, il a été convenu avec le superviseur de concentrer les efforts à l'élaboration de la preuve de concept du multiplexage de FBG. Ce rapport final décrit donc les actions entreprises, les problèmes rencontrés ainsi que les étapes de développement futures.

3 Cahier des charges

Les équipes de REDCO et du GAUL se sont réunis afin de déterminer les caractéristiques aux-quelles le capteur devra répondre afin qu'il soit possible de l'intégrer dans la fusée. Également, les performances désirées du capteur ont été discuté. Différents systèmes devront être conçus : systèmes d'excitation, d'amplification et détection. Chaque parties du système possèdent des caractéristiques particulières à atteindre en termes de performance, de géométrie, de complexité et de budget. L'analyse des sous-systèmes a été faite et les caractéristiques générales les plus importantes ont été mises de l'avant dans le cahier des charges du système complet.

Parmi ces critères nous retrouvont : les dimensions finales du produit, qui doivent être inférieures à 2u afin d'être adaptées à l'espace alloué au CubeSat de la fusée ; les coûts du projet, qui ne doivent pas dépasser la somme allouée par les gestionnaires ; les performances du capteur comme la sensibilité, la linéarité et la plage d'opération maximale, qui sont les critères qui définissent si l'objectif de mesure sera atteint ; les contraintes de consommation électrique pour assurer une autonomie minimale du système et finalement, les critères reliés à l'expérience du client lors de l'utilisation du système.

Caractéristique	Valeur minimale	Valeur maximale	Importance
Dimensions	-	2u	5
Coûts	-	1800 CAD	4
Sensibilité	1mV/ $\mu\epsilon$	5mV/ $\mu\epsilon$	3
Plage de linéarité	1 $\mu\epsilon$	2500 $\mu\epsilon$	4
Contrainte mécanique	-	2500 $\mu\epsilon$	3
Consommation	-	5W	4
Propreté du produit	Satisfaisant	Impressionnant	2
Facilité d'utilisation	Technicien	Grand public	2

Table 1 – Critères à respecter pour la conception du FBG. L'importance est notée sur 5. l'unité 'u' est une mesure de dimension d'un *CubeSat* qui équivaut à (10x10x10)cm. Un micro-strain ($\mu\epsilon$) représente une élongation de 0.0001% d'une structure.

Considérant les différents évènements reliés à la fermeture des laboratoires, ce cahier des charges initial n'est pas respecté. Il a été convenu avec le superviseur de concentrer les efforts à l'élaboration de la preuve de concept du multiplexage de FBG.

4 Phénomène exploité

Un fiber Bragg grating (FBG) est une composante optique se basant sur la modulation de l'indice de réfraction du cœur d'une fibre optique. Cette modulation est effectuée de façon périodique, de sorte qu'elle agit comme un filtre spectral hautement dépend de la longueur d'onde. Le principe de fonctionnement est représenté à la figure 1 [2].

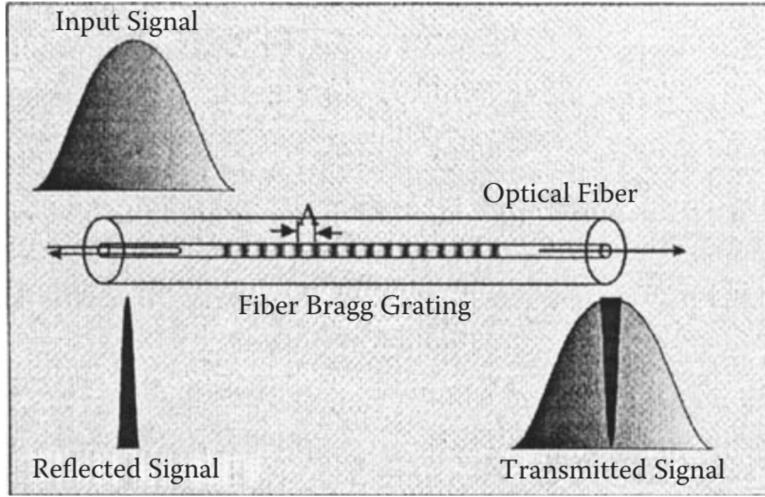


Figure 1 – FBG périodique inscrit dans la fibre optique mono-mode

La longueur d'onde réfléchie avec la puissance maximale, appelée longueur d'onde de Bragg, est caractérisée par

$$\lambda_B = 2n_{\text{eff}}\Lambda. \quad (1)$$

Où Λ est l'espacement entre deux sections, dont l'indice de réfraction a été modifié. Cette réponse spectrale est modifiée en fonction de la contrainte et de la température appliquée sur le FBG. En effet, l'équation générale suivante caractérise le décalage spectral en fonction de la température et de la contrainte mécanique.

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = P_e\epsilon + (P_e(\alpha_s - \alpha_f) + \zeta)\Delta T \quad (2)$$

Où P_e est le coefficient de contrainte optique, α_s et α_f sont les coefficients d'expansions thermiques de la fibre et de son recouvrement et ζ est le coefficient thermo-optique. La variation de λ_B en fonction de la température est linéaire sur la plage de 15 à 55 °C. De la même façon, le décalage spectral est linéaire pour des déformations de 0 à 2500 μs [2].

$$\frac{1}{\lambda_B} \frac{\Delta\lambda_B}{\Delta\epsilon} = 0.78 \times 10^{-6} [\text{1}/\mu\text{s}] \quad (3) \qquad \frac{1}{\lambda_B} \frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T} = 6.678 \times 10^{-6} [\text{1}/^\circ\text{C}] \quad (4)$$

Le phénomène physique mesuré est donc un décalage de la longueur d'onde de Bragg (λ_B) induit par une variation de température et des contraintes mécaniques. Ce décalage est proportionnel à l'amplitude de la déformation ou à la variation de la température. Des courbes typiques sont illustrées en annexe, aux figures 22 et 23 [2].

5 Conceptualisation

5.1 Conceptualisation et multiplexage des FBG en série

Afin d'être capable de mesurer la contrainte le long d'une structure, sans multiplier le nombre de systèmes illumination-détection, il est possible d'utiliser une méthode basée sur l'interférence

entre les réflexions des différents FBG le long d'une même fibre et un signal de référence. En effet, si plusieurs FBG sont inscrit dans la fibre un à la suite de l'autre, comme à la figure 2 chacun d'eux produira une réflexion qui lui est propre. Chacune des réflexions aura une fréquence légèrement différentes, car le signal envoyé par le laser varie dans le temps en fréquence. C'est donc dire que selon le temps de parcours du laser d'un FBG à un autre, la réflexion sera de fréquence légèrement différente, comme illustré à la figure 3a. Chaque réflexion va interférer avec la réflexion de référence et nous obtiendrons un battement caractéristique mesurable pour chaque FBG. De plus, l'amplitude du battement est proportionnel à la contrainte subit par le FBG. Voici l'expression des champs électriques harmoniques (réflexion de référence et réflexion d'un FBG),

$$\vec{E}_1 = E_{01} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t + \phi_1) \quad (5)$$

$$\vec{E}_2 = E_{02} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t + \phi_2) \quad (6)$$

Ainsi, la recombinaison de deux champs électriques se décrit comme suit

$$(\vec{E}_1 + \vec{E}_2)^2 = \vec{E}_1^2 + \vec{E}_2^2 + 2 \cdot \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 \quad (7)$$

C'est la partie ou les deux champs se multiplie qui représente le signal d'interférence mesurable, car les champs $\vec{E}_1^2 + \vec{E}_2^2$ ne peuvent être mesurés directement.

$$2 \cdot \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 = 2 \cdot E_{01} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t + \phi_1) \cdot E_{02} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t + \phi_2) \quad (8)$$

$$\cos(a) \cdot \cos(b) = \frac{1}{2} (\cos(a+b) + \cos(a-b)) \quad (9)$$

$$2 \cdot \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 = E_{01} E_{02} (\cos((\omega_1 - \omega_2) \cdot t + \phi_1) + \cos((\omega_1 + \omega_2) \cdot t + \phi_2)) \quad (10)$$

Ainsi, lors de la recombinaison des deux réflexions, on aura un terme qui sera un champ qui oscille à la différence des deux fréquences, ce qu'on appellera notre battement. Ce battement devrait être mesurable.

Si les réseaux de Bragg sont espacés à des distances fixes et égales, le battement entre la réflexion de référence et les différentes réflexions des FBG devrait toujours donner des multiples de la fréquence fondamentale de battement, tel qu'illustré à la figure 3a. Ainsi, si le premier FBG est à 100Hz, le deuxième sera à 200Hz et ainsi de suite. Le temps de propagation entre 2 réflexions sera donné par l'équation suivante,

$$\Delta t = \frac{\Delta x}{\nu}, \quad (11)$$

où ν est la vitesse de la lumière dans le milieu de propagation.

Afin de moduler la longueur d'onde du laser, on veut contrôler la température de la cavité laser afin d'en utiliser le changement de longueur d'onde qui sera produit par celle-ci. Le laser DFB utilisé (HP-LSC26XX) possède une longueur d'onde centrale à 1597nm et une puissance optique maximale de 7mW. Le paramètre β caractérise le changement de longueur d'onde selon la température. Celui-ci est de

$$\frac{d\lambda}{dT} = 0.08 \text{ nm/}^\circ\text{C}$$

Alors, si on souhaite un battement constant à une fréquence fixe, la dérivée temporelle de λ doit être constante. Effectuons la démarche du début. Disons que l'on souhaite obtenir un battement de 100Hz et que les réflexions sont espacées de 2m, quelle doit être la variation de température qu'on lui applique ? On peut poser

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{\nu}{\lambda_2} - \frac{\nu}{\lambda_1} = \frac{\nu \cdot (\lambda_1 - \lambda_2)}{\lambda_1 \cdot \lambda_2} \quad (12)$$

$$\lambda_2 = \frac{\lambda_1}{1 + \frac{\Delta f \cdot \lambda_1}{\nu}} \quad (13)$$

$$\Delta T = \frac{\Delta \lambda}{\beta} \quad (14)$$

$$\frac{dT}{dt} = \frac{\frac{\Delta \lambda}{\beta}}{\frac{x}{\nu}} = \frac{\lambda_1 - \frac{\lambda_1}{1 + \frac{\Delta f \cdot \lambda_1}{\nu}}}{\beta} \cdot \frac{\nu}{x} \quad (15)$$

Pour $\Delta f = 100$, $\lambda_1 = 1597nm$ et $x = 2$, on obtient un $\frac{dT}{dt} = 2.405^{\circ}C/s$

Par le fait que chaque réflexion possède une fréquence différente, chaque battement aura sa propre fréquence et il sera ainsi possible d'interroger et d'identifier plusieurs FBG à la fois. Le signal observé dans l'espace des fréquences sera donc constitué de plusieurs battement dont leur amplitude sera proportionnel au décalage spectral du FBG et donc à la contrainte subit, tel qu'illustre à la figure 3b.

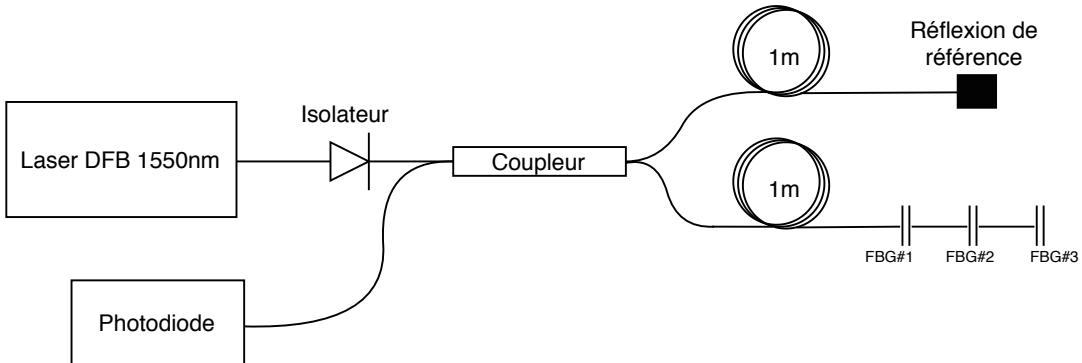


Figure 2 – Circuit optique permettant d'interroger plusieurs FBG par interférence

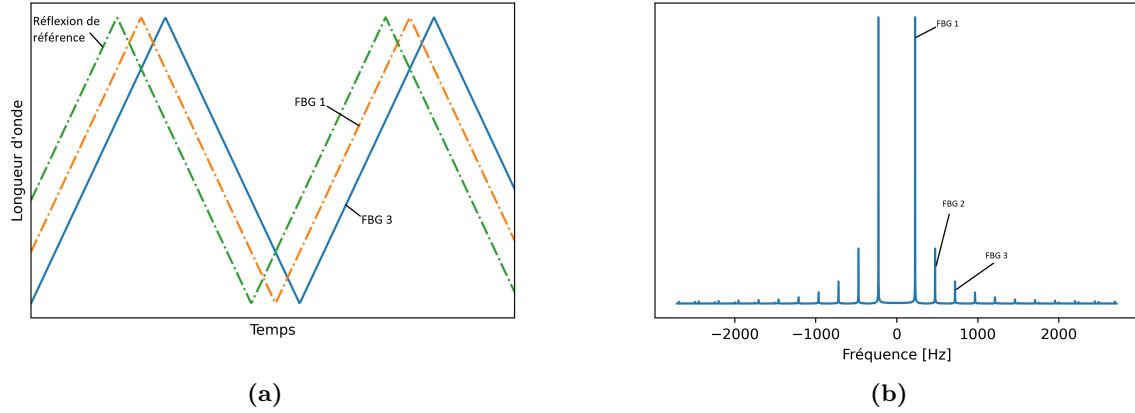


Figure 3 – (a) Réflexions créées par les différents FBG. (b) Spectre en fréquence des différents battements produits par chaque FBG

5.2 Concept Révisé

Après réflexions et discussions avec notre superviseur, le concept de base peut fonctionner, mais certaines modifications s'imposent. La précision de la dérivée en température nécessaire pour obtenir un battement ayant une fréquence suffisamment étroite pour détecter les multiples de cette fréquence n'est pas atteignable simplement avec le contrôleur de température utilisé. Ainsi, afin d'améliorer la résolution spectrale des battements, on souhaite ajouter un interféromètre de référence qui servira à déterminer quand les points mesurés par le second interféromètre de mesure ont une dérivée de température constante. L'interféromètre de référence est illustré à la figure 4

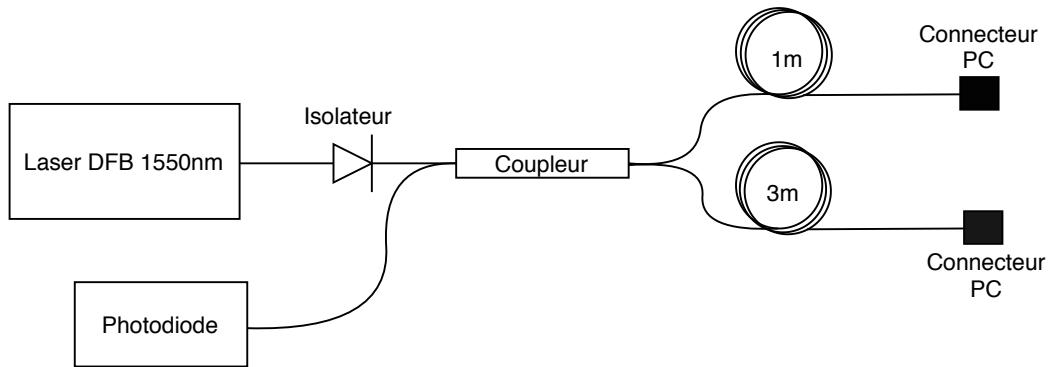


Figure 4 – Circuit optique de l'interféromètre de référence utilisé pour la preuve de concept

La raison pour laquelle nous souhaitons avoir un interféromètre de référence est pour enlever la dépendance du laser de la mesure. Ainsi, les variations non homogènes ou non désirées de la fréquence de laser ne se feront pas ressentir dans la mesure. Pour effectuer cela, on calculera la phase cumulative du signal à travers une mesure. Ensuite, pour des incrémentations de phases constantes, les temps d'acquisitions de l'interféromètre de mesure sont déterminés. Ainsi, la variation de température sera toujours la même entre 2 points, peu importe la dérivée instantanée de celle-ci. Ce

phénomène est explicité à la figure 5, on a le cas idéalisé afin d'expliquer le principe.

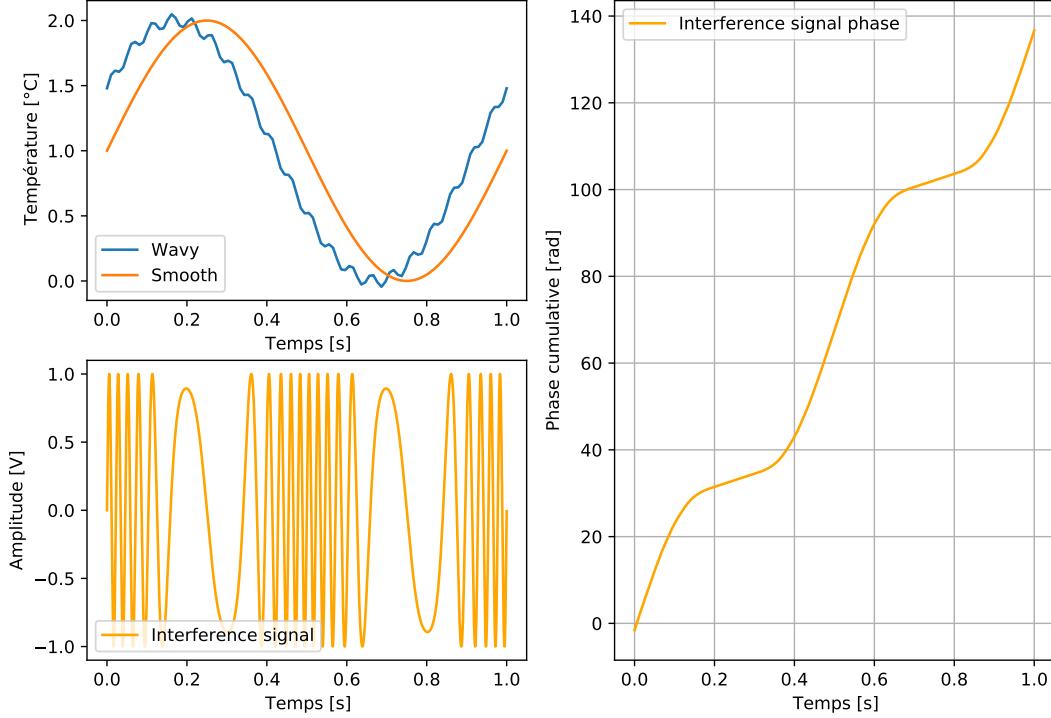


Figure 5 – Démonstration de la variation de la température en fonction du temps dans le cas idéal (*smooth*) et dans le cas bruité *Wavy* (en haut à gauche). À cause de l'électronique, il est impossible d'avoir des ondes parfaitement triangulaires, c'est pour cette raison que des sinus sont illustrés. On peut y voir des variations de fréquence dues aux variations de la dérivé de la température dans le temps, notamment un ralentissement aux changements de signes du sinus (en bas à gauche). La phase cumulative du signal d'interférence ne progresse donc pas linéairement. Les points d'inflexions sont dû à des variations de la dérivé de la température par rapport au temps, notamment aux changements de signes du sinus. Il est possible de voir que pour des incrément de phase cumulative constante, les incrément de temps ne seront pas constant. Cependant, ces valeurs temporelles correspondent tous à un moment où la dérivé de la température est la même.

Mathématiquement, on effectue les opérations suivantes sur le signal d'interférence pour retrouver la phase. Le signal que l'on reçoit est

$$S(t) = 2 \cdot E_0 1 \cdot E_0 2 \cdot \cos \left(\frac{d\lambda}{dt} \cdot (t_{p1} - t_{p2}) \cdot t + \psi \right) \quad (16)$$

On souhaite en extraire la composante complexe, afin d'en ressortir la phase,

$$x(t) + iy(t) = F^{-1}(F(S(t)) \cdot 2U) \quad (17)$$

Ensuite, on calcule l'angle entre $x(t)$ et $iy(t)$ pour tous les points et cela nous donne un graphique de la phase de notre signal selon le temps. Il est possible aussi de «déballer la phase» pour la montrer toujours montante.

À cause de multiples raisons, la dérivée de la température ne peut pas être uniforme en tout temps. On peut dériver à partir de la formule 15. La formule suivante qui montre la relation de linéarité entre la fréquence de battement et la dérivée de la température.

$$\Delta f = \frac{\frac{dT}{dt} x \beta}{-\frac{dT_x}{dt} \nu \beta \lambda_1 + \lambda_1^2} \quad (18)$$

À première vue, cette équation n'a pas l'air linéaire, mais on voit que selon nos paramètres, la portion dans laquelle nous souhaitons faire varier la température, cette relation est linéaire (figure 6).

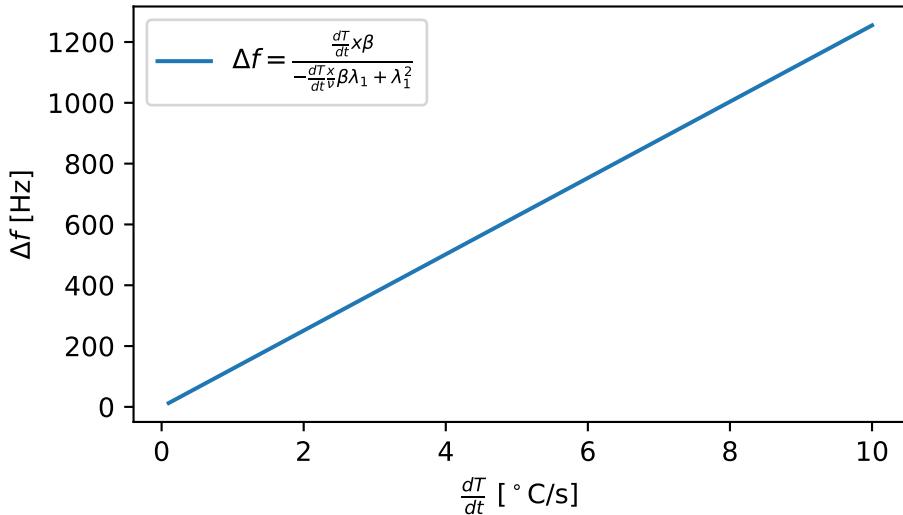


Figure 6 – Linéarité de la relation Δ selon $\frac{dT}{dt}$ sur la plage de dérivé de la température réalisable par la puce MTD415T.

Puisque la fréquence d'interférence est approximativement directement proportionnelle à la variation de la température, voir équation 18, on peut directement dire qu'une dérivée en température élevée engendrera un battement à haute fréquence. Ainsi, si notre variation de température est bruitée avec des hautes fréquences, comme illustré à la figure 5(en haut à gauche (*Wavy*)), mais que la fréquence «porteuse» de ces oscillations haute fréquence est basse fréquence, on aura un spectre en fréquence de Δf qui sera centré sur le Δf voulu, mais qui sera très large en fréquence. Ainsi, on comprend que le but d'utiliser des points de phases constants entre les différentes mesures est d'éliminer les inhomogénéités dans la dérivée du signal pour qu'on puisse augmenter la résolution des battements. Ainsi, il sera possible de superposer plusieurs réflexions des FBG à des distances plus courtes et donc à des fréquences de battements plus faibles.

Voici à quoi le circuit optique final devrait ressembler.

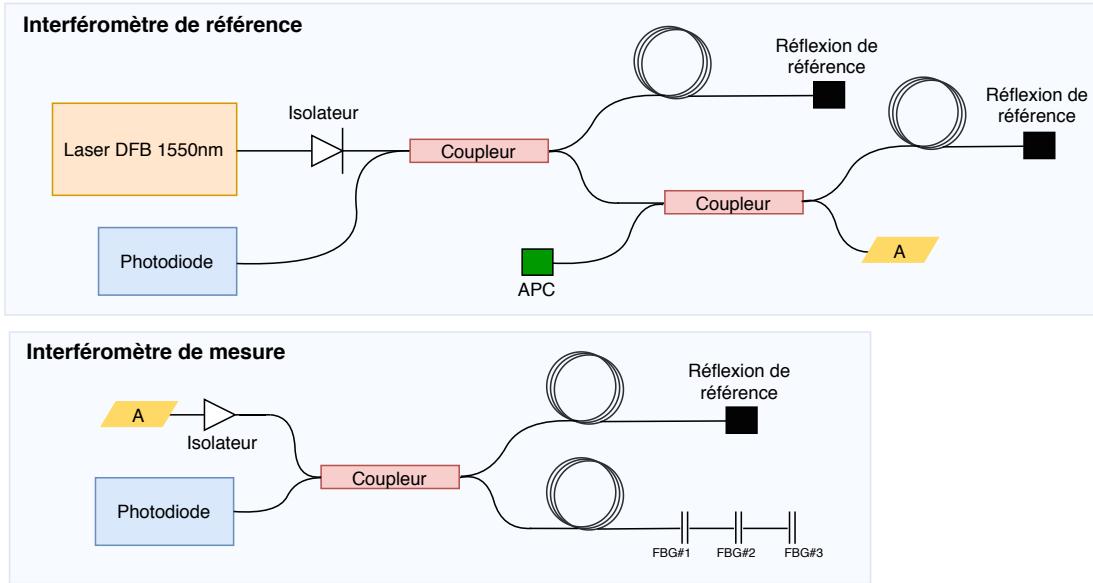
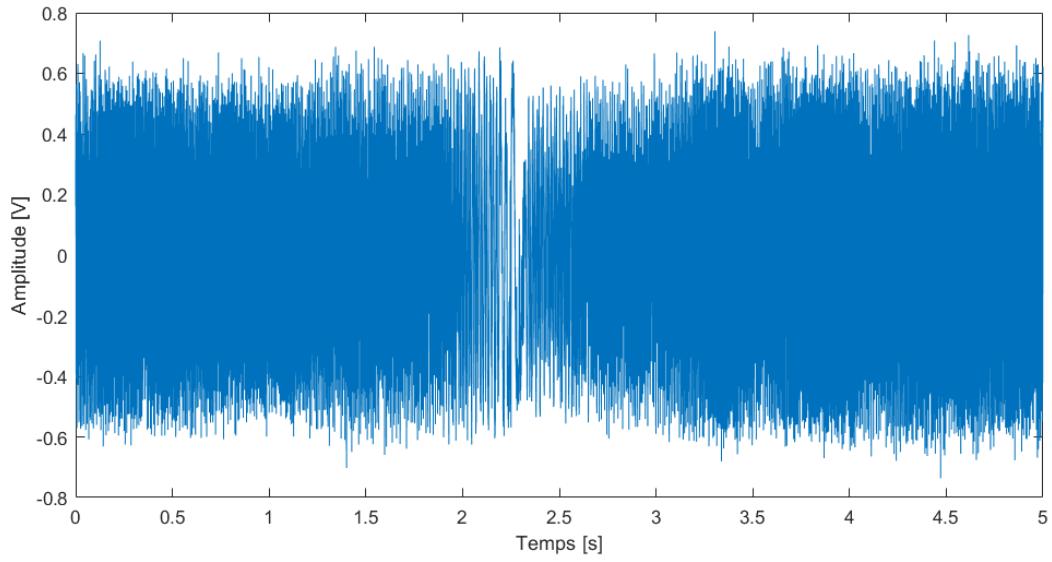


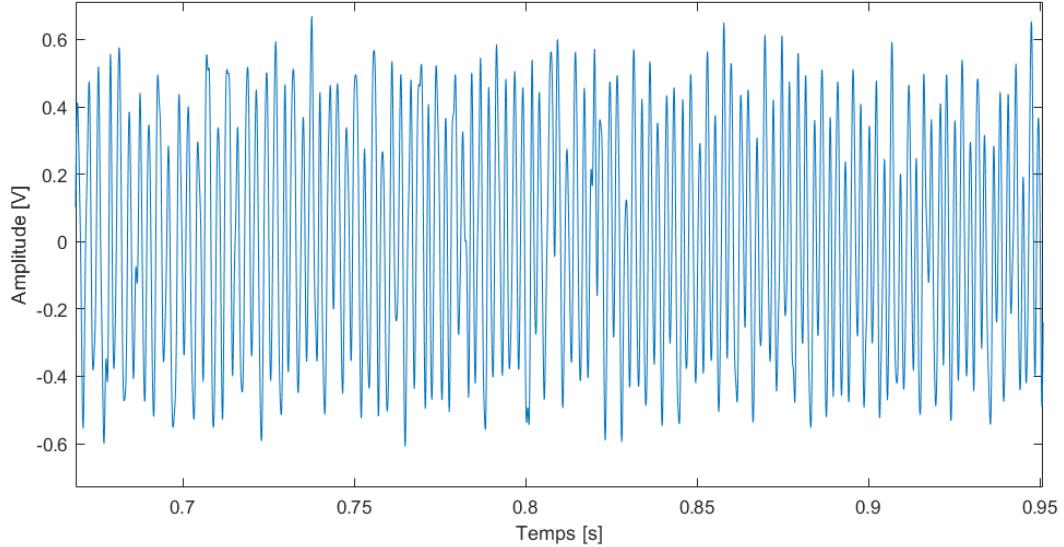
Figure 7 – Schématisation du circuit optique permettant une correction en temps réel de la déviation de la dérivée de la température. Ainsi, il serait possible d'utiliser l'interféromètre de référence afin de déterminer le point de phase auquel on voudrait effectuer une mesure sur l'interféromètre de mesure. Ainsi, le spectre du signal mesuré sur l'interféromètre de référence serait déjà rapporté sur la phase. Afin d'effectuer cela, on pourrait, par exemple, mettre un comparateur sur le signal de la réflexion de l'interféromètre de référence et déclencher une acquisition sur l'autre interféromètre lorsque le signal atteint 0V. Ainsi on saurait qu'il s'agit d'un croisement d'axe et donc d'un point de phase π sur une solution oscillante. Ce genre de système pourrait s'implémenter dans la fusée, dans l'optique où on souhaiterait observer les données en temps réel.

6 Mesures préliminaire de l'interféromètre de référence

Afin de mesurer le phénomène d'interférence, le circuit optique illustré à la figure 4 est assemblé. À l'aide du logiciel de contrôle avancé 8.3 de la température du laser, la variation de température est fixée à 2 C/s afin d'observer un battement de fréquence 250 Hz. Le signal est enregistré sur une période de 5 seconde. La figure 8a illustre le signal d'interférence brute pour toute la période, tandis que la figure 8b montre seulement le signal pour une courte période de temps. Il est possible d'apercevoir clairement la présence d'oscillations de forme sinusoïdale. Cependant, ces oscillations ont des fréquences très différentes. La baisse de fréquence vers 2.5 secondes est due au changement de signe du signal de température. Le signal de température est constitué d'une onde triangle qui croît durant 2.3 secondes et décroît pendant 2.7 secondes.



(a)



(b)

Figure 8 – (a) Signal d’interférence complet. On peut remarquer une baisse de fréquence vers 2.5 secondes. (b) Signal d’interférence pour une petite plage de température

Comme dans la section 5.2, il est possible de calculer la phase cumulative du signal d’interférence en fonction du temps. Le résultat est illustré à la figure 9. Cette figure est très importante, car elle illustre bien les variations de la dérivé de la température dans le temps. En effet, il est possible d’apercevoir plusieurs inflexions qui représentent des changements de la dérivé de la température. Cela peut se confirmer par la coïncidence de ses points d’inflexions avec une diminution de la fréquence dans le signal d’interférence à la figure 8a. De plus, il est possible de voir qu’au changement

de signe du signal triangulaire (à 2.3 secondes), la dérivé de la température diminue grandement. Ces observations sont en accords avec le modèle établi à la figure 5.

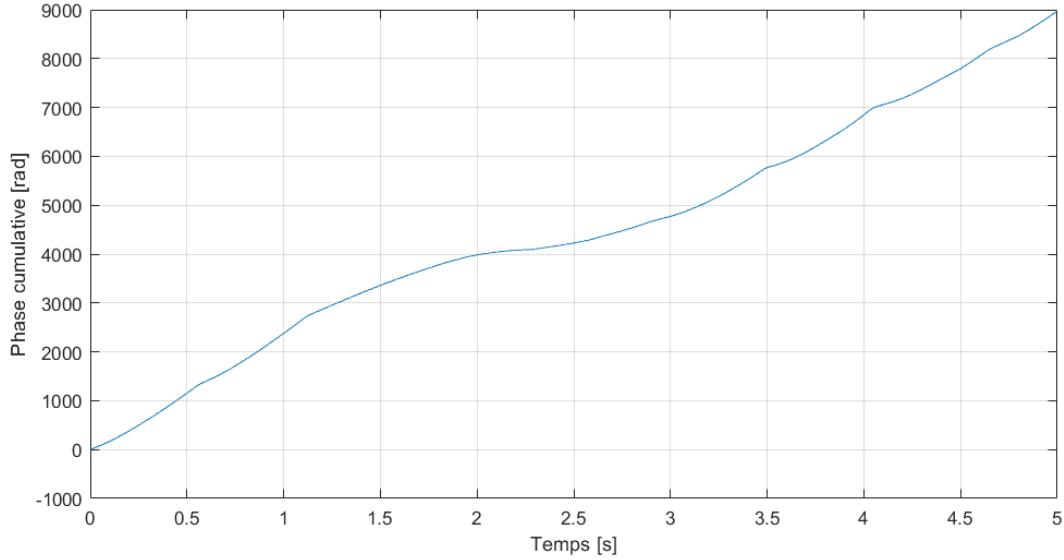


Figure 9 – Phase cumulative du signal d’interférence

La transformée de Fourier est effectué sur les données afin d’extraire les différentes fréquences présentes dans le signal d’interférence. Les résultats sont affichés à la figure 10. Malgré la présence de bruits, il est possible de détecter une bosse centrée sur 250 Hz. Cette bosse est très large, car la dérivé de la température n’est pas constante. Ces variations viennent donc modifier la fréquence du battement et c’est pourquoi nous observons une bosse spectralement large.

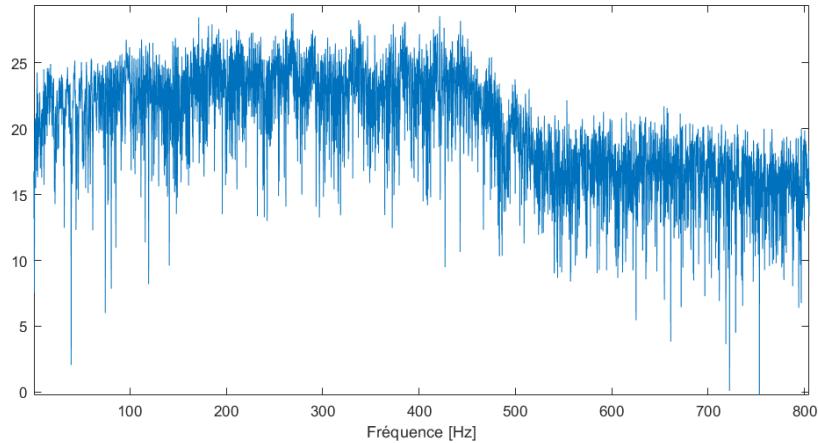


Figure 10 – Spectre du signal d’interférence

Afin de procéder à une correction dans le but de ne pas tenir compte des variations de la dérivé de la température, les temps correspondant à des incrément de phase constants sont extraits de

la figure 9. Pour ces mêmes valeurs de temps, les valeurs d'amplitude du signal d'interférence de la figure 8a sont extraits. Il est possible d'effectuer la transformée de Fourier sur ce nouveau signal corrigé. Le résultat est illustré à la figure 11. La largeur du pic de 250 Hz a fortement diminuée, par rapport au spectre des données non corrigées de la figure 10. La résolution n'est pas nécessairement plus grande dans le cas des données corrigées. Cela vient du fait que pour effectuer la transformée de Fourier des données corrigées, la fréquence d'échantillonnage a été moyenné. En effet, celle-ci n'est pas constante. Les valeurs de l'axe des abscisses de la figure 11 ne sont donc pas exactes. Cependant, si plusieurs FBG et donc plusieurs pic de réflexions étaient présent dans le spectre, leur position relative serait exacte. Il serait donc possible de facilement relier chaque pic à un FBG le long de la fibre. De plus, l'information qui nous intéresse est surtout l'amplitude du pic dans le temps, ce qui représente la contrainte subit par le FBG.

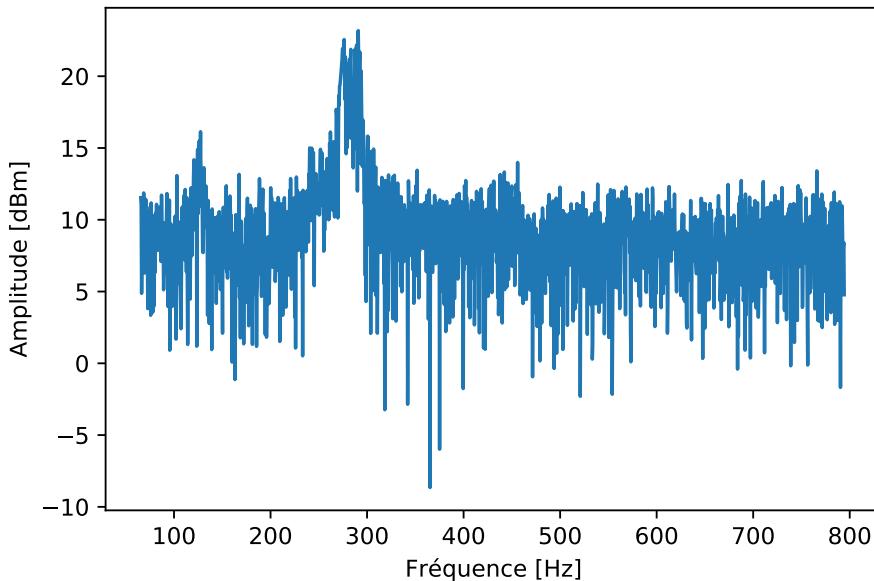


Figure 11 – Spectre du signal d'interférence corrigé selon des points des incrément de phase constants

7 Caractérisation des systèmes

7.1 Caractérisation du spectre du laser

Afin d'isoler le phénomène de décalage spectral créé par les contraintes, toutes autres variations de puissance du laser doivent être caractérisées. C'est pourquoi, à l'aide d'un optical spectrum analyser (OSA), que différents spectres du laser sont mesurés. Dans un premier temps, la longueur d'onde centrale du pic est caractérisée en fonction de la température du laser. Il est possible d'observer à la figure 13b que cette relation est linéaire. Il est donc possible d'obtenir facilement une correction par logiciel. La température du laser influence aussi la puissance maximale du pic mesuré. La figure 13a illustre bien cette dépendance. Il est possible de constater qu'une relation

hautement linéaire existe, ce qui implique qu'une correction logiciel peut être effectué facilement. Les incertitudes des variables dépendantes des figures 13a et 13b sont les écarts type. Quant à l'incertitude sur la température, elle se situe sous la valeur de $\pm 10\text{mK}$. La largeur du pic à 20 dBm est aussi mesurée pour chaque température. Comme illustré en 14, cette valeur est constante. Ce qui indique que peu importe la température, la longueur d'onde ou la puissance, la forme du pic central demeure identique.

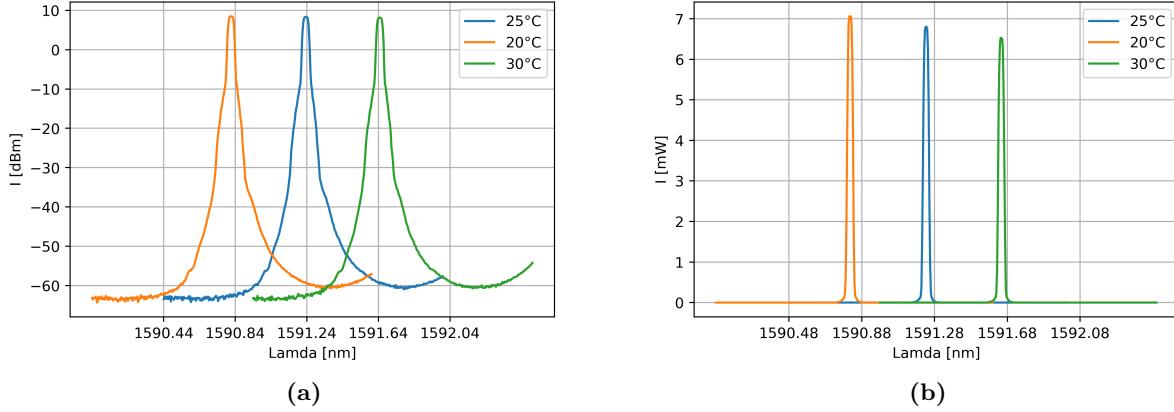


Figure 12 – Caractérisation du laser en fonction de la température. Mesures à l'aide d'un YOKOGAWA AQ6370D et température contrôlée à l'aide d'un MTD415T. (a) Profil spectral du laser selon différentes températures. (b) Profil de la densité de puissance optique selon différentes températures.

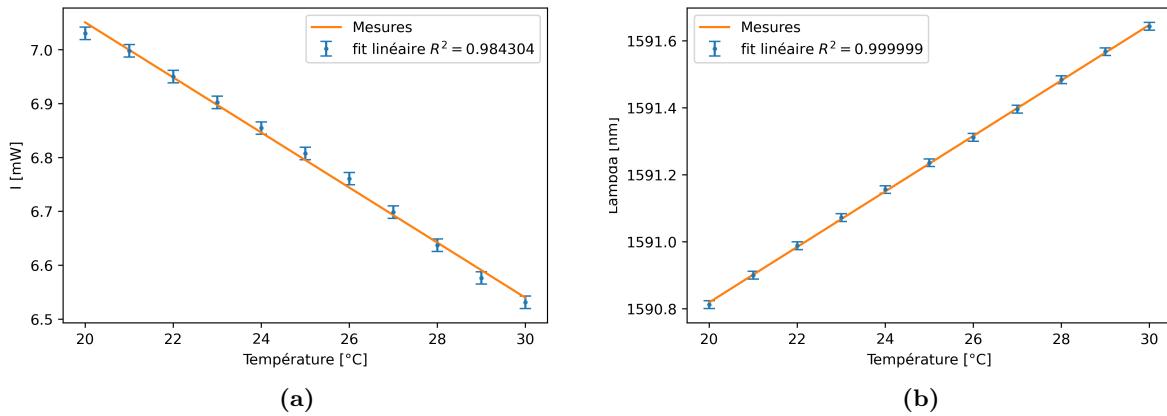


Figure 13 – Caractérisation du laser en fonction de la température. Mesures à l'aide d'un YOKOGAWA AQ6370D et température contrôlée à l'aide d'un MTD415T. (a) Puissance du laser selon sa température. (b) Longueur d'onde du laser selon sa température. Les 2 tendances sont considérées linéaires avec un $R^2 > 0.98$

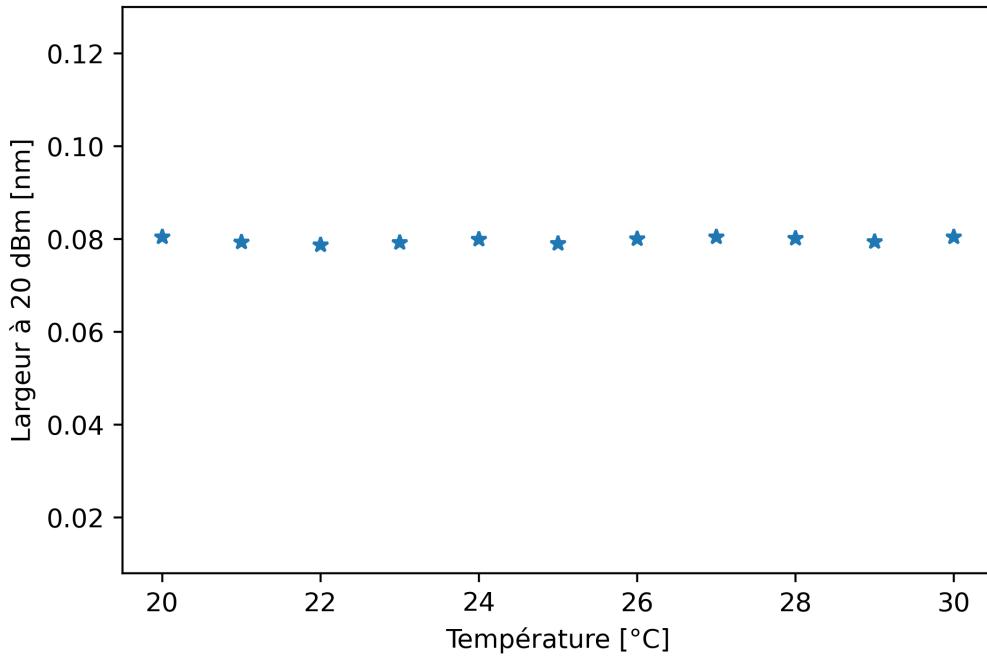


Figure 14 – Largeur du pic principal à 20 dB

7.2 Contrôle de la thermistance avec un signal en courant

Afin de contrôler la fréquence du laser, on doit passer par le contrôle de la température. Le contrôle avec le logiciel *MTD Series* n'est pas une option, car celui-ci est trop limité et ne possède pas les commandes nécessaires pour envoyer une fonction particulière. Ainsi, une alternative est d'induire en erreur la thermistance en lui appliquant une tension biais qui possède la forme voulue, ainsi le courant essaiera de ramener la température selon cette fonction particulière.

Dans le but d'induire différents signaux à partir d'une erreur induite de courant, une source de courant a été conçue. Cette source est ensuite branchée sur la broche de la thermistance du laser. Cette connexion fait ensuite son chemin vers la puce TEC responsable de l'asservissement. Afin de quantifier l'effet du courant introduit, le laser est monitoré avec le logiciel *MTD Series*. Malgré plusieurs essais avec des valeurs différentes de courant, la moindre erreur induite produit des sauts importants en température. Le système est donc extrêmement sensible au courant ajouté manuellement. Malgré notre essai de s'assurer que l'impédance de la source de courant soit infini et ne modifie pas la dynamique du système. Afin d'en savoir plus sur la méthode la plus efficace d'induire une erreur sur la thermistance, le fabricant de la puce *MTD415L*, *Thorlabs* ont été contacté. Malheureusement, nous ne pouvons avoir accès au circuit interne de la puce. Comme expliqué plus haut, le contrôle par courant n'est pas recommandé par le fabricant. Cependant, *Thorlabs* recommande l'utilisation d'un potentiomètre numérique permettant de drainer de la tension et donc d'induire une erreur sur la valeur de la thermistance. Cette solution requiert donc l'achat de cette composante et aussi un nouveau design du circuit électronique permettant son intégration. Pour des raisons de

budget et de ressources (pas accès au laboratoire de soudure et à des pièces spécialisées), cette option n'est pas considérée à court terme. L'ajout d'un courant à ce point du circuit ne présente donc plus une solution viable.

7.3 Caractérisation de la fonction de transfert de la réponse thermique du système

Afin de contrôler de façon précise la température, la dynamique du système est caractérisé. Comme le système d'asservissement est déjà implémenté à l'intérieur de la puce MTD415T, il n'est pas possible d'obtenir la réponse thermique du système TEC-Laser-Thermistance indépendamment. Ce système est illustré à la figure 15. Cependant, il est possible d'envoyer un échelon en courant $C(s)$ à l'entrée du refroidisseur du laser et de couper manuellement la boucle de rétroaction du PID. En ayant la réponse à l'échelon de ce système, on peut retrouver la fonction de transfert du système et trouver les paramètres optimaux pour le PID. À la figure 16, on peut voir le circuit utilisé afin de faire une source de courant contrôlée. Le transistor utilisé est en régime saturé où $V_{DS}=10V$ et $V_{GS}=[4, 6.5]V$. Cela permet de faire varier le courant entre environ 0.1A et 1A de façon presque linéaire. La linéarité n'est pas très importante, puisque ce circuit ne sera utilisé que pour envoyer un échelon de courant et d'approximer une fonction triangulaire.

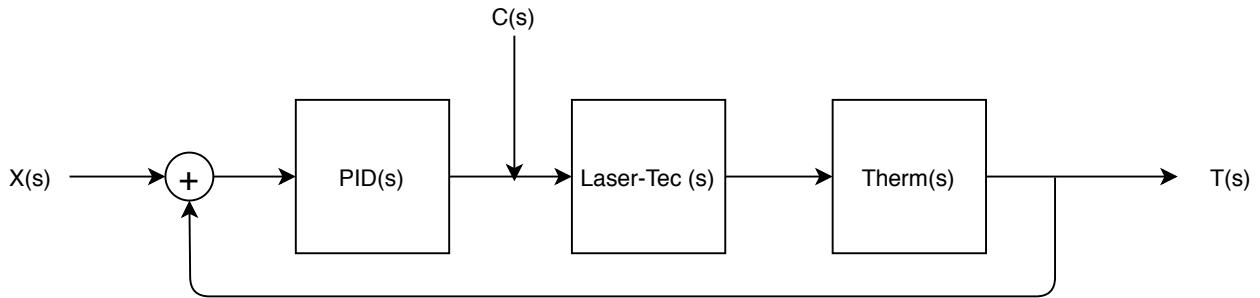


Figure 15 – Diagramme fonctionnel approximatif du système. $C(s)$ est le signal utilisé pour caractériser le système. $X(s)$ est la commande logicielle de température et $T(s)$ est la température mesurée.

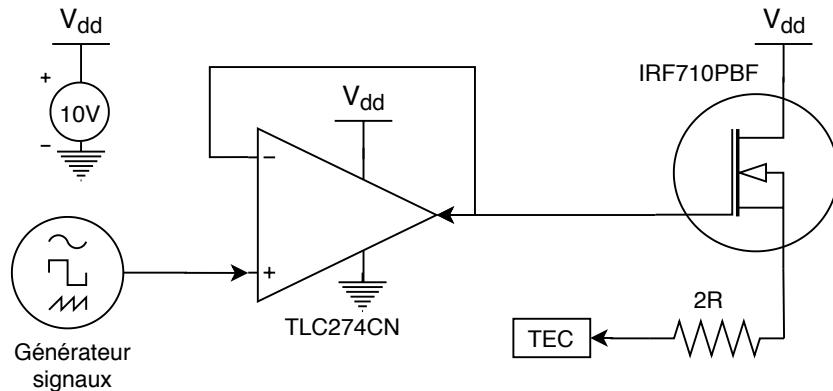


Figure 16 – Circuit utilisé pour générer le signal $C(s)$.

Malheureusement, comme explicité plus haut, l'ajout d'un courant à ce point du circuit ne présente donc plus une solution viable à la caractérisation du système et à son contrôle. Cette étape est donc laissé de côté.

8 Conception

8.1 Conception d'un circuit d'alimentation et de contrôle du laser

Le design du circuit d'alimentation est basé sur la révision du circuit conçu dans le cadre d'une version préliminaire du projet en 2018-2019. Après avoir effectué une seconde révision, où le circuit de contrôle de puissance du laser a été bloqué au maximum, celui-ci fut assemblé avec toutes les composantes prévues. Le schéma électrique est présenté à la figure 17. Les principales composantes du circuits sont :

- Contrôleur de puissance du laser *Thorlabs*
- Contrôleur de température du laser *Thorlabs*
- Diode laser DFB HP-LSC26XX
- Circuit d'alimentation pour ventilateur

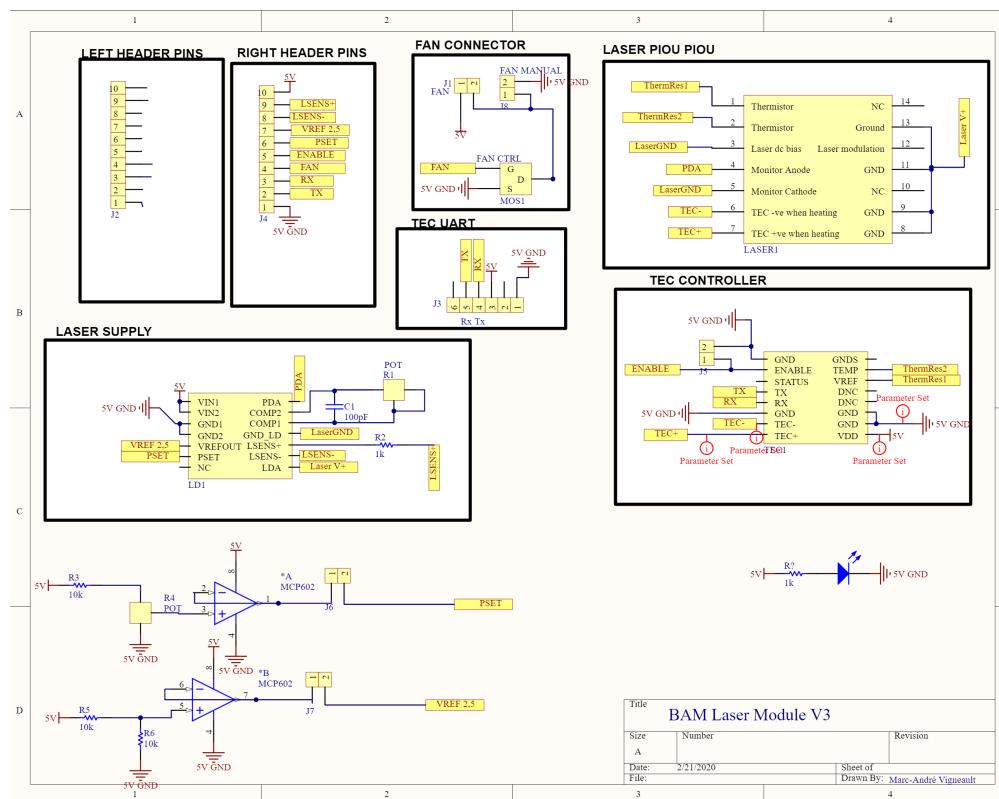


Figure 17 – Schéma du circuit d'alimentation et de contrôle du laser. 3e révision 2019-2020 dans le cadre du projet de fin d'étude en génie physique.

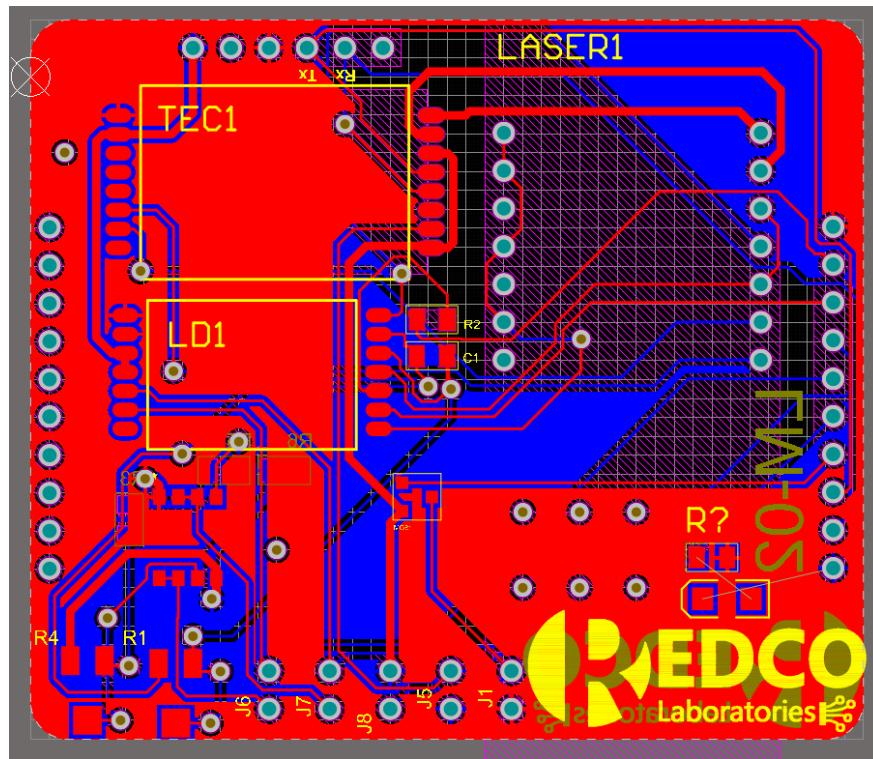


Figure 18 – Routing du circuit imprimé conçu pour le

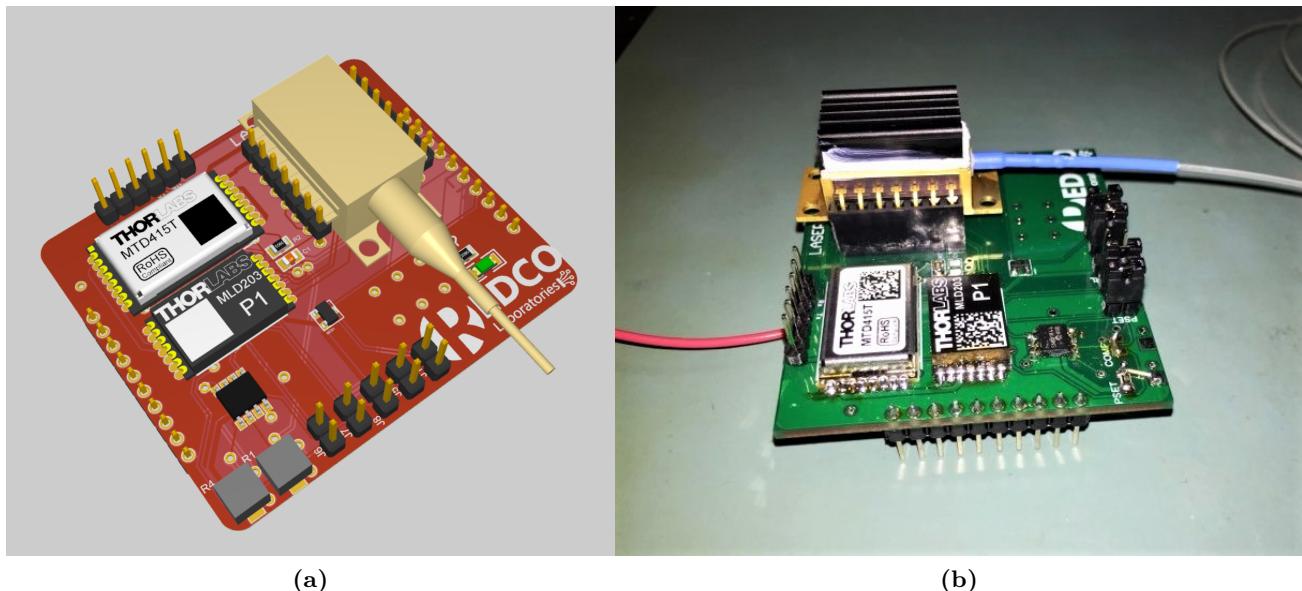


Figure 19 – (a) Modèle 3D modélisé sur AltiumDesigner (b) Circuit réel assemblé

8.2 Conception d'un FBG

Comme explicité dans la description de projet (rapport précédent), il est primordial que le spectre du laser soit superposé au spectre de réflexion du FBG. En fonction du spectre du laser et du décalage spectral par contraintes prévu par la littérature, il a été convenu que la pente du FBG doit s'étendre entre 1590 et 1592 nm. Un premier FBG avec de telles spécifications a été produit. Il est possible de voir à la figure 20 que les deux spectres sont bel et bien superposés. Plusieurs tests futurs viendront confirmer le design préliminaire et les modifications à apporter au FBG. Cependant, il est possible d'observer que l'atténuation n'est pas linéaire en fonction de la longueur d'onde. Il faudra donc procéder à une correction de la puissance optique reçue selon un facteur non-linéaire. Ce facteur peut être calculé à partir du spectre du FBG. Le FBG idéal aurait une relation linéaire entre l'atténuation et la longueur d'onde.

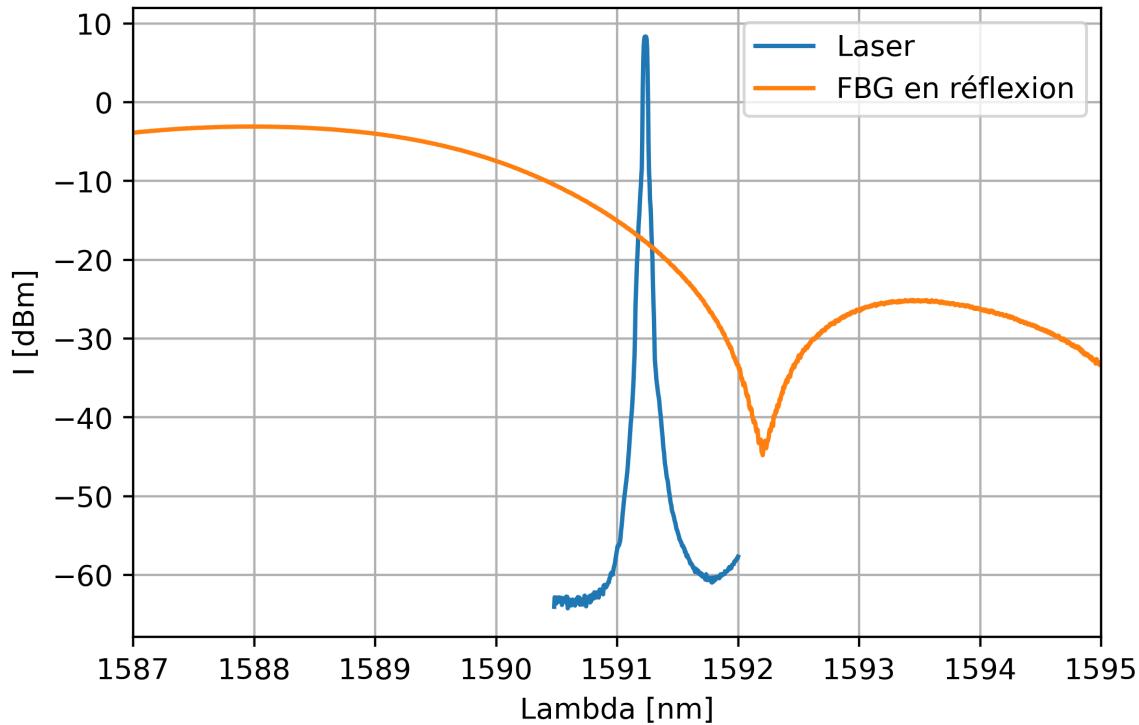


Figure 20 – Spectre en réflexion du FBG test superposé avec le spectre du laser

8.3 Conception d'un logiciel de contrôle

Malgré le fait que le contrôle de la température du laser avec un signal de courant est impossible, une autre solution est toutefois envisageable. En envoyant des commandes de températures précises par un logiciel maison représentant une onde triangulaire et en optimisant le PID du logiciel il est possible d'obtenir l'approximation d'une onde triangulaire. Cependant, le logiciel fourni par Thorlabs ne permet pas d'effectuer ce genre de fonction. C'est dans cette optique qu'un logiciel

maison a été conçu afin d'avoir un contrôle précis, mais aussi d'avoir les données en temps réel de la température, du courant et de la tension. Ce logiciel a les principaux avantages suivants :

- Interface graphique facile d'utilisation
- Permet de communiquer avec la puce *MTD415L* avec un librairie Python et ainsi lui envoyer des commandes de températures précises.
- Permet de générer des ondes triangles, sinus et *sawtooth* facilement et de tester rapidement la réponse
- Permet d'afficher les données de températures, de courant et de tensions de la puce en temps réel
- Permet de régler et d'enregistrer facilement les valeurs du PID interne de la puce

Ce logiciel est disponible en ligne et open-source à l'adresse suivante : https://github.com/PyMarc2/code-utilities/tree/master/07-control_code/thorlabs_mtd415

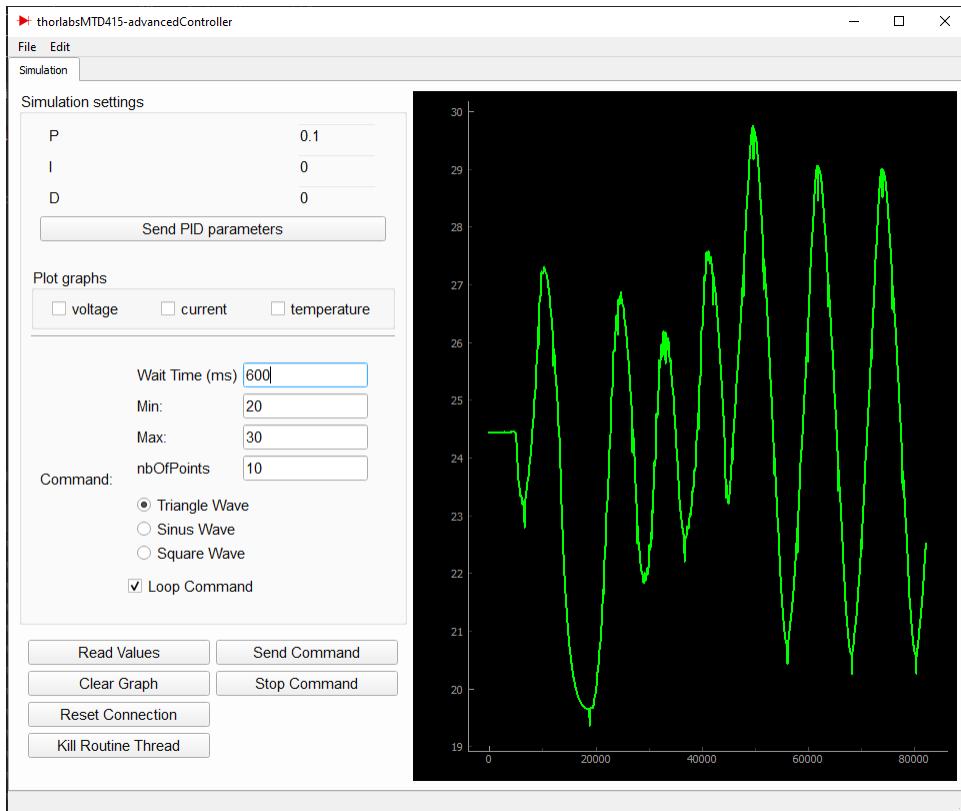


Figure 21 – Interface graphique du logiciel de contrôle de température du laser

9 Gestion de projet

9.1 Gestion du groupe et partage des connaissances

Le groupe du projet FBG de REDCO tient 2 rencontres par semaine avec ses membres afin de discuter de la théorie, de s'assurer que les étudiants plus jeunes comprennent les étapes de

conception et afin d'assigner des tâches connexes au projet. Entre autres, le système d'acquisition utilisant un Arduino, a été pris en charge par 2 membres. Selon nos tests et nos spécifications, ils s'occuperont de designer et concevoir le système d'acquisition et de stockage des données pour le projet. Deuxièmement, un autre équipe s'occupe de gérer les boîtiers qui seront utilisés. Chaque boîtier a des spécifications générales. Ils sont en charge du design d'un boîtier pour le système d'illumination (notre système), pour le système d'acquisition, et d'un possible boîtier pour le système optique. Ceux-ci doivent faciliter le transport de pièces qui sont sensibles mécaniquement et électriquement.

9.2 Modification de l'échéancier et des objectifs

L'échéancier du projet a été modifié pour tenir en compte de certains délais. Il s'agit désormais de faire fonctionner le système de base en réflexion pour la fin du PFE et de faire la preuve de concept en laboratoire pour le système de multiplexage. Il ne s'agit pas d'avoir un système multiplexage complet et fonctionnel. Ce projet a été estimé trop long pour la durée des travaux restants. Compte tenu que le système ne sera pas embarqué sur la fusée d'ici août 2021, il restera plus d'un an à l'équipe pour finaliser le système en multiplexage et l'intégrer dans le fuselage de la fusée.

Références

- [1] Yun-Jiang RAO. « In-fiber Bragg grating sensors ». In : *Meas. Sci. Technol.* 8p355 (1997).
- [2] Francis T.S. Yu SHIZHUO YIN Paul B. Ruffin. *Fiber Optic Sensors. 2nd Edition.* CRC Press, 2019, p. 119-130.

A Courbes typique de décalage spectral

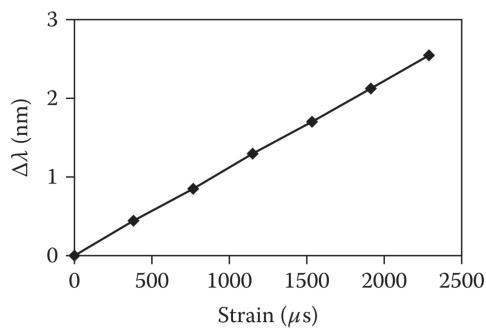


Figure 22 – Décalage spectral en fonction de la déformation, courbe typique

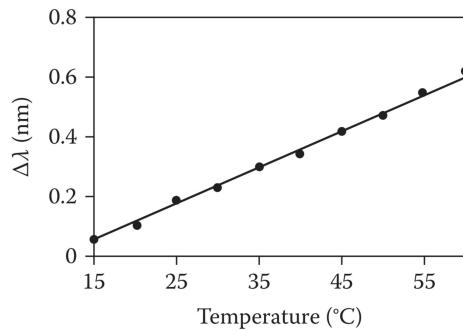


Figure 23 – Décalage spectral en fonction de la température, courbe typique