



HAL
open science

Caractérisation d'un oscillateur opto-microonde pour la génération de signaux RF de grande pureté spectrale

Nicolas Gromaire

► **To cite this version:**

Nicolas Gromaire. Caractérisation d'un oscillateur opto-microonde pour la génération de signaux RF de grande pureté spectrale. Electronique. 2011. dumas-00587644

HAL Id: dumas-00587644

<https://dumas.ccsd.cnrs.fr/dumas-00587644v1>

Submitted on 21 Apr 2011

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

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

CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS

CENTRE REGIONAL MIDI-PYRENEES

MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

le DIPLOME d'INGENIEUR CNAM

SPECIALITE : ELECTRONIQUE

par

GROMAIRE Nicolas

Caractérisation d'un oscillateur opto-microonde pour la génération de signaux RF de grande pureté spectrale

Soutenu le 24 mars 2011

JURY

PRESIDENT : Pascal CHEVALIER

MEMBRES : Vincent CALMETTES

: Angélique RISSONS

: Junwu TAO

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier en premier lieu Angélique RISSONS de m'avoir accueilli au sein du département MOSE de l'I.S.A.E. Je remercie également l'IPST CNAM.

Merci à Fabien DESTIC, Sébastien MAJSK, Sébastien MASSENOT, Julien PERCHOUX, Houda BRAHIMI, Jean François DUTREY, Xavier CHENG, Olivier Llopis, Jean Philippe RANCE, Arnaud FALGUIERES, Yoann PETIJEAN, et Asma AHOUD, pour leur aide.

Liste des abreviations

ARV :	Analyseur de Réseau Vectoriel
ASE :	Analyseur de Spectre Electrique
ASO :	Analyseur de Spectre Optique
DBR :	Distributed Bragg Reflector
FFT :	Fast Fourier Transform
FI :	Fréquence intermédiaire
IHM :	Interface Homme Machine
LAAS :	Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes
RBW :	Resolution BandWidth
RIN :	Relative Noise Intensity
SNR :	Signal Noise Ratio
VBO :	VCSEL Based Oscillator
VBW :	Vidéo BandWidth
VCSEL :	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
VSWR :	Voltage Standing Wave Ratio

1	<i>Présentation du domaine d'étude</i>	8
1.1	Généralités sur les oscillateurs	8
1.1.1	Définition.....	8
1.1.2	Domaines d'application.....	10
1.2	Les oscillateurs hyperfréquences	11
1.2.1	Pureté spectrale.....	13
1.2.2	Stabilité fréquentielle.....	14
1.2.3	Différentes architectures pour la génération optique de signaux hyperfréquences.....	17
1.2.4	Oscillateur opto-microonde (OOM).....	18
1.2.5	LE VBO(VCSEL Based Oscillator).....	19
2	<i>Le VBO</i>	20
2.1	Analyse fonctionnelle du VBO	20
2.1.1	La source laser :LE VCSEL	21
2.1.2	Le photodétecteur	25
2.1.3	Le Filtrage	29
2.1.4	L'amplificateur	30
2.1.5	ligne de retard	32
2.1.6	Bruit dans l'oscillateur.....	37
2.2	Mesures préliminaires	38
2.2.1	Mesures à l'analyseur de spectre électrique.....	38
2.2.2	Analyseur de spectre optique.....	44
2.2.3	Caractérisation statique de la diode laser.....	45
2.2.4	Mesure de RIN haute fréquence	53
2.2.5	Réalisation d'une interface de mesure de RIN HF	63
2.2.6	Mesure du RIN BF	67
2.3	Caractérisation dynamique des composants	71
2.3.1	Les paramètres de dispersion (paramètres S).....	71
2.3.2	Mesures à l'analyseur de réseau	72
2.3.3	Mesures des paramètres S.....	76
3	<i>Mesures Sur le VBO</i>	84
3.1	Mesure du bruit de phase	84
3.1.1	Méthodes de mesure	84
3.1.2	Qualification de l'ASE pour les mesures de bruit de phase à 10KHz de la porteuse	86
3.1.3	Expression du bruit de phase du VBO.....	87
3.1.4	Mesure de bruit de phase sur le VBO.....	88
3.1.5	Mesure de la dérive du bruit de phase en fonction de la température du VCSEL	91
3.1.6	Relation entre RIN HF et bruit de phase.....	92
3.2	Influence de la température sur la fréquence d'oscillation	93
3.2.1	Dérive en fréquence due à la température du VCSEL.....	94
3.2.2	Dérive en fréquence due à la variation température de la fibre	95
3.3	Mesure de la dégradation du signal par l'étage RF	96
4	<i>Résultats et discussion</i>	98
5	<i>Conclusion</i>	100
6	<i>Annexes</i>	102
7	<i>Bibliographie</i>	108

liste des figures

figure 1-1 : modélisation d'un oscillateur boucle	8
figure 1-2 : exemple d'utilisation d'oscillateur	10
figure 1-3 : spectre et bruit de phase	16
figure 1-4 : mélange hétérodyne à deux sources laser	17
figure 1-5 : verrouillage par injection optique	17
figure 1-6 : laser en fonctionnement non lineaire	18
figure 1-7 : oscillateur opto-microonde	18
figure 2-1 : vcsel ray can	22
figure 2-2 caractéristique puissance/courant d'un laser.....	23
figure 2-3 : modes longitudinaux dans une cavité Fabry Pérot.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
figure 2-4 : modes longitudinaux dans un vcsel	24
figure 2-5 : photodiode PIN	25
figure 2-6 : caractéristique courant/tension d'une photodiode	26
figure 2-7 : photodiodes.....	27
figure 2-8: schéma d'un filtre hyperfréquence a cavité	29
figure 2-9 : transistor Mesfet.....	31
figure 2-10 : fibres multimodes.....	33
figure 2-11 : fibre monomode	33
figure 2-12 : courbe d'atténuation.....	35
figure 2-13 : schéma fonctionnel simplifié d'un ASE a balayage	39
figure 2-14 : fonctionnement de l'ASE.....	40
figure 2-15 : temps de balayage théoriquement nécessaire en fonction du RBW	42
figure 2-16 : caractéristique P&V= f(i) de vcsel ray can a 1.55um	46
figure 2-17 : mesure de dispersion des résultats sur une série de vcsel a 1.55um	46
figure 2-18 : mesure de l'écart type sur la caractéristique P= f(i) sur vcsel a 1.55um ray can	47
figure 2-19 : caractéristique P&V= f(i) vcsel a 1.3um	47
figure 2-20 : influence de la température sur la puissance optique	48
figure 2-21 : rendement puissance optique /puissance électrique en fonction du courant de polarisation	49
figure 2-22 : rendement puissance optique /puissance électrique en fonction de la température... ..	49
figure 2-23 : puissance et longueur d'onde en fonction du courant de polarisation.....	50
figure 2-24 : évolution de la longueur d'onde en fonction du courant de polarisation.....	50
figure 2-25 : évolution de la puissance optique en fonction du courant de polarisation a température constante	51
figure 2-26 : décalage de la longueur d'onde et variation de la puissance optique en fonction de la température	52
figure 2-27 : rapport de suppression de modes	52
figure 2-28 : dispositif expérimental.....	55
figure 2-29 : mesure de RIN	57
figure 2-30 : courbes de RIN en fonction du courant de polarisation.....	58
figure 2-31 : évolution du RIN en fonction de la temperature	59
figure 2-32 : mesure avec incertitude en puissance.....	62
figure 2-33 : schéma du banc de mesure de RIN	64
figure 2-34 : exemple IHM labview mesure de RIN HF	66
figure 2-35 : banc de mesure RIN BF	67
figure 2-36 : RIN BF d'un vcsel a 1300nm	68
figure 2-37 RIN DFB em253.....	68
figure 2-38 : schéma de principe de la mesure des parametres S	71
figure 2-39 : synoptique d'un analyseur de réseau	72
figure 2-40 : les différents types de mesures optiques	74
figure 2-41 : schéma simplifié de l'extension optoélectronique.....	74
figure 2-42 bande passante.....	76
figure 2-43 : mesure s21 photodiode	77
figure 2-44 : mesure en transmission et reflexion	78
figure 2-45 : mesure en transmission.....	79
figure 2-46 : mesure en transmission.....	80
figure 2-47 : mesure en transmission et reflexion	81
figure 2-48 : mesure en transmission.....	82
figure 2-49 : mesure en transmission.....	83

figure 3-1 : mesure du bruit de phase par ligne a retard.....	84
figure 3-2 : mesure du bruit de phase par détecteur de phase	85
figure 3-3 : mesure directe du bruit de phase	85
figure 3-4 : bruit de phase du vbo a 1300nm	88
figure 3-5 : mesure du bruit de phase par corrélation	89
figure 3-6 : banc de mesure directe du bruit de phase.....	89
figure 3-7 : mesure du bruit de phase d'un vcsel a 1550nm	90
figure 3-8 : spectre du signal du VBO a 1550nm	91
figure 3-9 : évolution du bruit de phase en fonction de la température du vcsel	92
figure 3-10 : évolution du RIN en fonction de la température du vcsel	92
figure 3-11 : RIN HF et bruit de phase en fonction de la température du vcsel.....	93
figure 3-12 : bruit de phase en fonction du RIN	93
figure 3-13 : derive en fréquence du VBO en fonction de la température du vcsel 1550nm	94
figure 3-14 : derive en fréquence en fonction de la température vcsel 1550nm.....	95
figure 3-15 : derive en fréquence en fonction de la température de la fibre optique	95
figure 3-16 : bruit de phase du e8257d	95
figure 3-17 : bruit de phase du e8257d+ ampli.....	96
figure 3-18 : bruit de phase de l'obtar.....	95
figure 4-1 : diagramme de Gantt du projet.....	99
figure 5-1 : modèle de documentation normalisée.....	102

Introduction

Les oscillateurs sont aujourd'hui utilisés dans de nombreux domaines : informatique, systèmes embarqués, télécommunications.

Initialement réalisés à base de composants électroniques, ils tendent de plus en plus à intégrer la technologie photonique. Depuis les années 90 une nouvelle architecture d'oscillateur a émergé : les oscillateurs opto-électroniques (OEO). Les OEO sont plus compacts, plus légers, et de large bande passante. Ils offrent une grande immunité aux perturbations électromagnétiques. Ils permettent aujourd'hui d'atteindre des performances comparables aux oscillateurs électriques en terme de fréquence de fonctionnement (plusieurs GHz) et de pureté spectrale (bruit de phase à -130dBc/Hz).

L'oscillateur étudié ici est de type VBO (VCSEL Based Oscillator) où la source lumineuse est une diode laser à cavité verticale émettant par la surface. Les spécificités du VCSEL telles que, ses petites dimensions, sa tenue en environnement sévère, font du VBO un candidat possible dans les équipements embarqués des domaines aéronautique et spatial. Malgré certaines performances plus modestes que ces concurrents, il peut néanmoins prétendre s'imposer dans ces domaines spécifiques.

Dans la première partie, après avoir abordé quelques généralités sur les oscillateurs électroniques et leurs domaines d'application, je tenterai de proposer un état de l'art des oscillateurs hyperfréquences. La deuxième partie est consacrée à l'étude des différents étages du VBO et notamment à la caractérisation statique de la source laser ainsi qu'à la mesure de son bruit d'intensité relatif.

La troisième partie de l'étude est dédiée à la mesure des performances du VBO. Des propositions d'améliorations seront faites dans la dernière partie.

Présentation de l'ISAE

Issu en 2007 du rapprochement de SUPAERO (1909) et de l'ENSICA (1945), l'institut supérieure de l'aéronautique et de l'espace (ISAE) est une référence de la formation et de la recherche dans les domaines aéronautique, spatial et des systèmes connexes.

L'institut délivre des formations d'ingénieurs, de masters, de mastères spécialisés et de doctorats aux débouchés diversifiés : études scientifiques et techniques, recherche et développement, logistique, conseil...

Au niveau international, l'ISAE coopère avec les meilleures universités européennes et nord-américaines.



La recherche

L'activité scientifique est organisée autour de cinq départements de formation et un centre de recherche.

- Aérodynamique, énergétique et propulsion (DAEP)
- Mécanique des structures et matériaux (DMSM)
- **Electronique, optronique et signal (DEOS)**
- Mathématiques, informatique, automatique (DMIA)
- Langues, arts, cultures et sociétés (LACS)
- Centre aéronautique et spatial (CAS)

MOSE : Micro-ondes et Optronique pour Systèmes embarqués

Les activités du groupe MOSE sont focalisées depuis une douzaine d'années sur les synergies entre les technologies photoniques et microondes. Depuis deux ans, les recherches se sont tout naturellement élargies au domaine spectral TéraHertz. Elles font l'objet d'une coopération étroite avec le Département d'Optique (DOTA) de l'ONERA.

- **Modèles électromagnétiques et intégration des circuits**

À partir de la maîtrise d'outils électromagnétiques, dont certains sont développés en interne, cette activité de recherche s'articule autour du développement de méthodologies de modélisation.



- **Systèmes opto-hyperfréquences**

Depuis plusieurs années, les systèmes opto-hyperfréquences intéressent tout particulièrement le groupe MOSE. Des travaux sont menés sur la conception d'oscillateurs opto-hyperfréquences.



- **Imagerie active THz**

Cette activité a été lancée en 2007. Elle a permis d'acquérir une instrumentation de haute technologie en vue de mettre en place un banc de test.

Objectif

Nous nous situons ici dans le cadre d'une étude amont. En conséquence, le formalisme classique d'un cahier des charges ne s'applique pas dans sa totalité.

Il s'agira d'évaluer à travers la caractérisation du VBO l'impact du remplacement de la diode laser VCSEL VERTILAS par une diode laser VCSEL RAY CAN qui présente de meilleures caractéristiques en bruit d'intensité relatif.

La fréquence de travail est fixée par les caractéristiques du filtre hyperfréquences utilisé, aux alentours de 2.5GHz.

La puissance est directement conditionnée par le système d'amplification utilisé. la stabilité en température sera évaluée.

Le critère déterminant sera la pureté spectrale

Méthodes

Il s'agit de concevoir des protocoles visant à formaliser les procédures techniques mises en œuvre pour faciliter la continuité et l'évolution des bancs expérimentaux. Ils permettront de garantir la fiabilité et la reproductibilité des résultats.

Vérification et validation

Tous les documents tels que les fiches de procédure et comptes-rendus de mesures seront systématiquement soumis à la vérification du responsable de projet. La procédure d'évaluation s'effectuera selon des critères d'approbation préalablement fixés avec le responsable de projet. Cette procédure a pour but de vérifier la cohérence et la validité des résultats en accord avec les moyens techniques utilisés.

1 Présentation du domaine d'étude

1.1 Généralités sur les oscillateurs

1.1.1 Définition

Un oscillateur est un système auto-entretenu capable de générer un signal temporellement périodique. Ce signal est caractérisé principalement par sa fréquence centrale f_0 , exprimée en Hertz (Hz).

Il existe, en électronique, principalement deux sortes d'oscillateurs.

L'Oscillateur à relaxation

L'oscillateur à relaxation produit des signaux qui peuvent prendre deux états au cours du temps (la durée de transition entre ces deux états étant très courte).

L'oscillateur quasi sinusoïdal

On parle d'oscillateur quasi-sinusoïdal plutôt que d'oscillateur sinusoïdal car en raison de la nature même des composants électroniques, un tel oscillateur est impossible à réaliser. En effet, la représentation spectrale des signaux délivrés par cet oscillateur comporte des harmoniques.

Il existe deux grandes familles d'oscillateurs harmoniques : les Oscillateurs à résistance négative et les oscillateurs bouclés. C'est ce dernier type d'oscillateur qui nous intéresse ici.

On peut le modéliser comme suit :

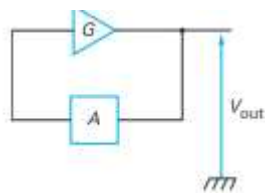


Figure 1-1 : modélisation d'un oscillateur bouclé

Un oscillateur bouclé fonctionne donc grâce au couplage entre un résonateur qui sélectionne la fréquence de fonctionnement f_0 et une source d'énergie qui compense les pertes inhérentes au système.

Pour qu'il y ait oscillation, le système doit satisfaire deux conditions appelées critères de Barkhausen. Ces conditions sont les suivantes :

- le gain de boucle ouverte $|G_{BO}| = 1$
- la phase totale de la boucle doit être de $0 + 2k\pi$.

On distingue deux phases dans le fonctionnement d'un oscillateur, qui sont, la naissance des oscillations puis, l'entretien de celles-ci. Au repos, l'oscillateur ne présente que des signaux aléatoires et de très faibles amplitudes, ce que l'on nomme du bruit. C'est ce bruit qui permet de donner naissance aux oscillations. Le bruit est également un facteur déterminant en ce qui concerne les performances d'un oscillateur^[1].

Un oscillateur se caractérise par :

- sa fréquence d'oscillation f_0
- sa puissance délivrée P_0 et son rendement η
- sa stabilité
- son coefficient de surtension Q
- sa pureté spectrale

La fréquence d'oscillation peut être figée ou ajustable, auquel cas on définit l'accordabilité de l'oscillateur.

La puissance délivrée est liée à la source d'alimentation continue et aux caractéristiques intrinsèques de l'oscillateur. Le rendement s'exprime comme le rapport entre la puissance RF et la puissance continue délivrée par la source d'alimentation.

La stabilité est la capacité de la sortie du système à rester invariante lors de perturbations en entrée.

Le coefficient de surtension est le rapport de l'énergie emmagasinée sur l'énergie dissipée à une constante multiplicative près.

La pureté spectrale fera l'objet d'une définition au chapitre 1.2.1.

1.1.2 Domaines d'application

Les oscillateurs sont des composants essentiels dans les systèmes électroniques. Ils interviennent dans de nombreux domaines d'application :

- les télécommunications
- les systèmes radar
- l'instrumentation
- les systèmes de navigation
- l'informatique
- la métrologie

Dans toutes ces applications, les oscillateurs servent à générer un signal de référence qui servira de base de temps. Ce signal permettra le traitement de l'information.

Dans les systèmes de télécommunications, le signal généré par l'oscillateur peut servir à la modulation et à la démodulation de l'information à transmettre.

En instrumentation, on comparera le signal à traiter au signal de référence délivré par un oscillateur.

En informatique les oscillateurs servent à cadencer le transport de l'information.

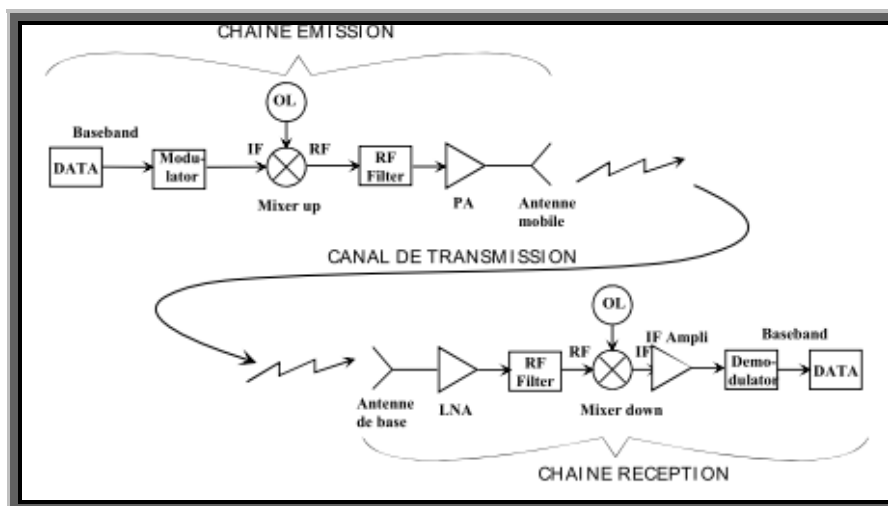


Figure 1-2 : exemple d'utilisation d'oscillateur

1.2 Les oscillateurs hyperfréquences

On distingue les oscillateurs à tubes et les oscillateurs dits à éléments solides. Les oscillateurs à tubes ne seront pas traités ici. Ils sont utilisés pour des domaines de fréquences très élevés ou pour les fortes puissances.

Un oscillateur hyperfréquences est constitué d'un élément actif (diode ou transistor) et d'un élément résonant passif fixant la fréquence de résonance.

Les éléments actifs :

- Diodes : les diodes utilisées sont des diodes de type Gunn et IMPATT (Impact Ionization Avalanche Transit Time). Ces composants sont utilisés dans les oscillateurs à résistance négative. Ils offrent de bonnes performances en puissance mais sont plus bruyants que les transistors.

- Transistors : les transistors sont utilisés dans les oscillateurs dits à deux accès où la puissance délivrée en sortie de l'amplificateur est contre-réactionnée positivement vers l'entrée. Les transistors utilisés sont de types transistors à effet de champ FET à base de GaAs, transistor bipolaire et transistor bipolaire à hétérojonction (TBH).

Les éléments passifs :

- Résonateur piézoélectrique : les matériaux les plus utilisés ici sont : le quartz, le niobate de lithium et le tantalate de lithium. Ces deux derniers sont utilisés pour les oscillateurs à ondes de surface (SAW, surface Acoustic Wave) et à ondes de volume (BAW, Bulk Acoustic Wave) qui peuvent atteindre respectivement des fréquences de 2.5 et 5GHz, alors que les oscillateurs à quartz sont limités à des fréquences de quelques centaines de MHz.

- Résonateur à ligne microruban ou coaxiale : C'est un conducteur planaire collé sur un substrat diélectrique. Les diélectriques utilisés sont : l'alumine, le saphir, le verre et le téflon. Ces résonateurs peuvent être de forme cylindrique, rectangulaire ou en anneau entre autres.

- Résonateur à cavité métallique : ce sont des guides d'onde fermés à leurs extrémités. Ils sont de forme rectangulaire ou cylindrique.

- Résonateur diélectrique : les résonateurs diélectriques sont réalisés à partir de matériaux à faibles pertes de haute permittivité relative (entre 20 et 100). Ils sont généralement réalisés à base de céramique ou de saphir. Ce dernier

offrant de très bonnes performances en termes de bruit de phase. Ces résonateurs sont généralement de forme cylindrique. Leur petite taille, leur faible coût et leur facteur de qualité élevé les rendent attrayants dans de nombreux domaines d'application.

- Résonateur YIG : le grand intérêt du résonateur YIG (Yttrium Iron Garnet) est son accordabilité sur une large bande. Il utilise les propriétés ferromagnétiques d'une petite sphère YIG^[2].

Tableau 1-1 : comparatif des différents types de résonateurs

Oscillateurs microondes				
Type d'oscillateur	Plage de fréquences d'utilisation	Bruit de phase SSB	Facteur de qualité	stabilité
BAW	0.5 à 5GHz	-112dBc/Hz @10KHz à 2GHz	10 ⁵	5 à 10ppm/°C
SAW	70MHz à 2.5GHz	-130dBc/Hz @1KHz à 1GHz	10 ⁵	2ppm/°C
YIG	2 à 50GHz	-130dBc/Hz @100KHz à 10GHz	>4.10 ⁴	
Cavité métallique	1 à 8GHz	-180dBc/Hz @10KHz à 10GHz	10 ⁴	
Résonateur diélectrique	2 à 40GHz	-160dBc/Hz @1KHz à 10GHz (saphir)	>10 ⁵	+/-1ppm/°C

Oscillateurs opto-microondes				
Type d'oscillateur	Plage de fréquences d'utilisation	Bruit de phase SSB	Largeur spectrale	stabilité
Deux lasers indépendants	1 à qqes centaines deGHz	-	50KHz	-
Configuration maître/esclave	1 à qqes dizaines deGHz	-100dBc/Hz @100KHz à 50GHz	-	-
Laser bimode	1 à qqes centaines deGHz	-80dBc/Hz @10KHz à 40GHz	10Hz	-
Génération d'harmoniques	Qques GHz à qqes dizaines deGHz	Dépendant de la référence	-	-
Oscillateur opto-microondes	<1 à qqes centaines deGHz	-143dBc/Hz @10KHz à 10GHz	<10Hz	<10ppm/°C

1.2.1 Pureté spectrale

La pureté spectrale caractérise la stabilité fréquentielle d'un oscillateur. On distingue deux domaines pour la caractériser :

- la stabilité fréquentielle à long terme qui s'exprime en termes de jours, mois et années.
- La stabilité fréquentielle à court terme qui s'exprime en terme de secondes ou d'heures

Modélisation du signal d'un oscillateur

On trouve couramment dans la littérature les expressions suivantes :

Signal d'un oscillateur parfait

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi\nu_0 t)$$

Équation 1-1

V_0 et ν_0 sont, respectivement, l'amplitude et la pulsation nominales

Signal d'un oscillateur réel

$$V(t) = [V_0 + v(t)] \sin[2\pi\nu_0 t + \varphi(t)]$$

Équation 1-2

$v(t)$ représente un processus aléatoire modélisant le bruit d'amplitude
 $\varphi(t)$ un processus aléatoire qui modélise le bruit de phase.

Bruit d'amplitude

Les instabilités d'amplitude peuvent influencer la stabilité en fréquence d'un oscillateur lorsqu'il y a conversion du bruit d'amplitude en bruit de phase.

Ce genre de phénomène est dû à la présence de composants non linéaires.

Distorsion harmonique

La distorsion harmonique peut être définie comme le rapport des amplitudes de tous les harmoniques à l'amplitude de la porteuse.

1.2.2 Stabilité fréquentielle

Définition du bruit de phase^[3]

En considérant l'oscillateur avec des variations d'amplitudes négligeables, il vient:

$$V(t) = V_0 \sin[2\pi\nu_0 t + \varphi(t)]$$

Équation 1-3

A partir de la fréquence instantanée

$$\nu(t) = \nu_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

Équation 1-4

On donne la variation relative de fréquence

$$y(t) = \frac{1}{2\pi\nu_0} \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

Équation 1-5

Et la variation relative de phase $x(t)$:

$$x(t) = \frac{\varphi(t)}{2\pi\nu_0}$$

Équation 1-6

Nous voyons que

$$y(t) = \frac{dx(t)}{dt}$$

Équation 1-7

Caractérisation de la stabilité en fréquence

Il est nécessaire suivant les applications de caractériser la stabilité en fréquence, soit dans le domaine temporel, soit dans domaine fréquentiel.

Caractérisation dans le domaine temporel

On effectue des mesures dans une grande plage temporelle $10^{-3} < \tau < 10^3$ s

La fréquence instantanée n'étant pas observable directement, on relève la moyenne de la fréquence sur l'intervalle τ , que l'on notera \bar{y}_k .

Ces valeurs ayant un caractère aléatoire, on effectue des mesures de dispersion. On accède ainsi à la variance et à l'écart type de la fréquence relative moyenne sur un temps τ [4].

$$\sigma_{\bar{y}_k}^2 = \langle \bar{y}_k^2 \rangle$$

Équation 1-8

La variance ci-dessus fait appel à une moyenne statistique faisant intervenir un nombre infini d'échantillons. Plutôt que celle-ci, on utilise, alors la variance à deux échantillons ou variance d'Allan, calculée, au préalable, à partir d'un nombre significatif d'échantillons représentatifs.

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2} \langle (\bar{y}_2 - \bar{y}_1)^2 \rangle$$

Équation 1-9

Caractérisation dans le domaine fréquentiel

De par la nature aléatoire des instabilités, les fluctuations de phase sont représentées par une distribution de densité spectrale de puissance de fluctuations de phase $S_\phi(f)$ à partir de la transformée de Fourier de sa fonction d'autocorrélation.

On utilise le bruit de phase en bande latérale unique noté $\mathcal{L}(f)$, qui correspond à l'énergie de modulation de phase par hertz présente dans une seule bande latérale relative à la puissance totale du signal.

$\mathcal{L}(f)$ est lié à la densité spectrale de puissance de fluctuation de phase par :

$$\mathcal{L}(f) = \frac{S_{\phi}(f)}{2} \quad (\text{dBc} / \text{Hz})$$

Équation 1-10

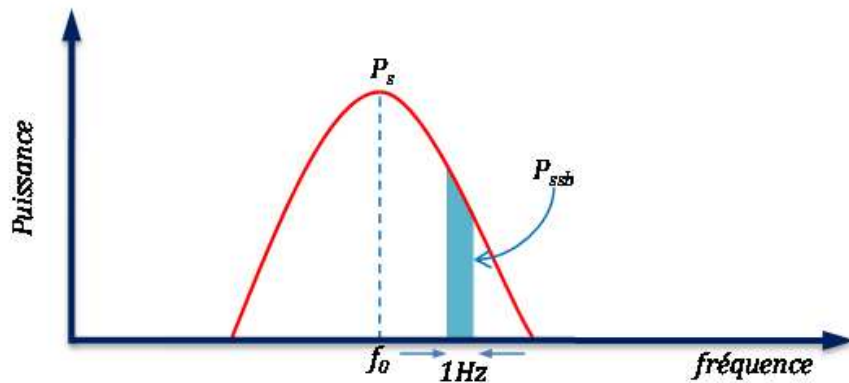


Figure 1-3 : spectre et bruit de phase

On peut voir figure 1-3 la représentation spectrale d'un signal où, dans des conditions de mesure appropriées, l'étalement spectral de la puissance du signal est dû à la modulation du signal par les bruits de phase et d'amplitude.

La mesure du bruit de phase s'effectue dans une bande de 1Hz à une distance fréquentielle déterminée de la porteuse, elle s'exprime en dBc/Hz.

Il existe des relations de passage entre les domaines temporel et fréquentiel, permettant de vérifier l'unicité de ces modélisations.

1.2.3 Différentes architectures pour la génération optique de signaux hyperfréquences

Mélange hétérodyne de deux sources laser

Cette technique utilise le principe de la détection du mélange hétérodyne de deux signaux optiques décalés en longueur d'onde. On détecte ici le battement de fréquence des deux ondes optiques.

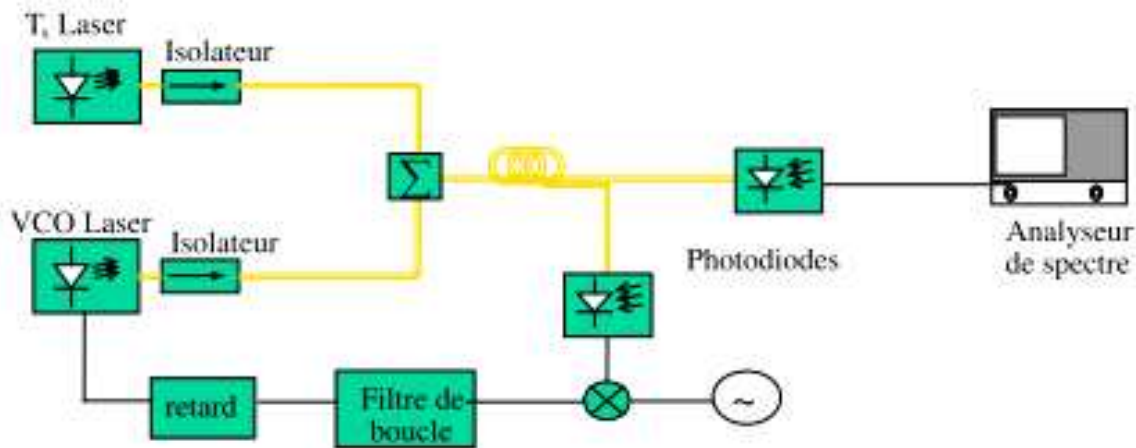


Figure 1-4 : mélange hétérodyne à deux sources laser

Laser en configuration maître-esclave

Nous avons ici deux lasers monomodes. Cette technique utilise le verrouillage par injection optique du laser maître sur le laser esclave.

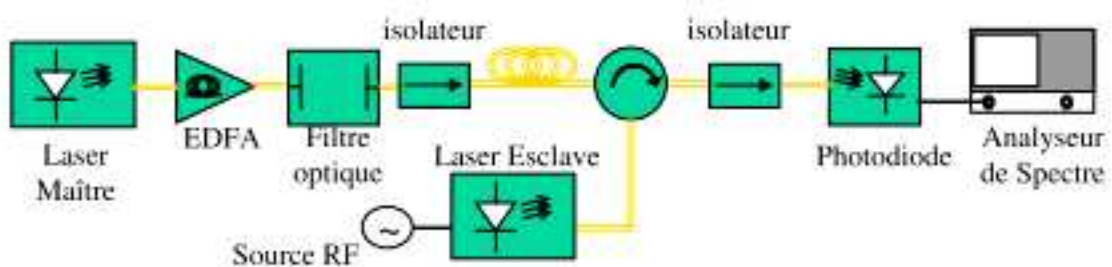


Figure 1-5 : verrouillage par injection optique

Laser en fonctionnement non linéaire

Cette technique utilise la génération d'harmoniques à partir des non- linéarités d'un laser en fonctionnement impulsionnel.

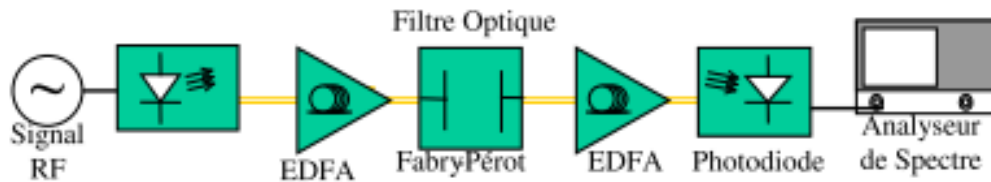


Figure 1-6 : laser en fonctionnement non linéaire

1.2.4 Oscillateur opto-microonde (OOM)

C'est un système développé depuis 1995 par YAO et MALEKI basé sur une architecture proposée par MEYER et VOGES en 1963.

Cette technologie utilise une diode laser de type DFB (Distributed Feedback) Le signal délivré par la diode est injecté dans un modulateur d'intensité, dont la sortie est connectée à une fibre optique qui joue le rôle d'une ligne à retard. Le faisceau optique est ensuite détecté par un photodétecteur, filtré, puis amplifié. Ce système permet de générer des signaux stables électriques et optiques jusque dans le domaine millimétrique avec un bruit de phase inférieur à -140dBc à 10KHz de la porteuse^[5].

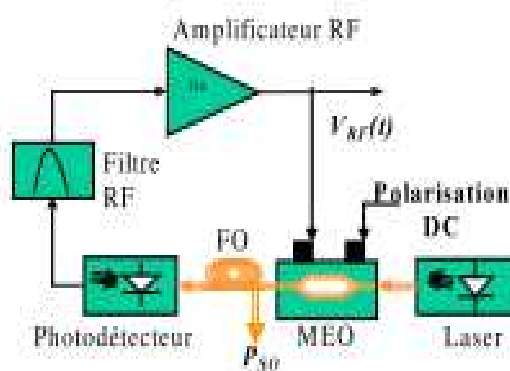


Figure 1-7 : oscillateur opto-microonde

1.2.5 LE VBO(VCSEL Based Oscillator)

Le VBO reprend dans l'ensemble la configuration de l'OOM. La source laser DFB étant remplacée par une diode laser de type VCSEL, émettant à 850nm, 1.3µm ou 1.55µm, modulée directement. Le signal émis traverse ensuite une ligne à retard constituée ici d'une boucle de fibre optique monomode. La puissance lumineuse est ensuite détectée par une photodiode qui va transposer le signal dans le domaine des microondes. Ce signal est ensuite filtré par un filtre passe bande à 2.493 GHz, puis amplifié à l'aide d'un amplificateur microonde.

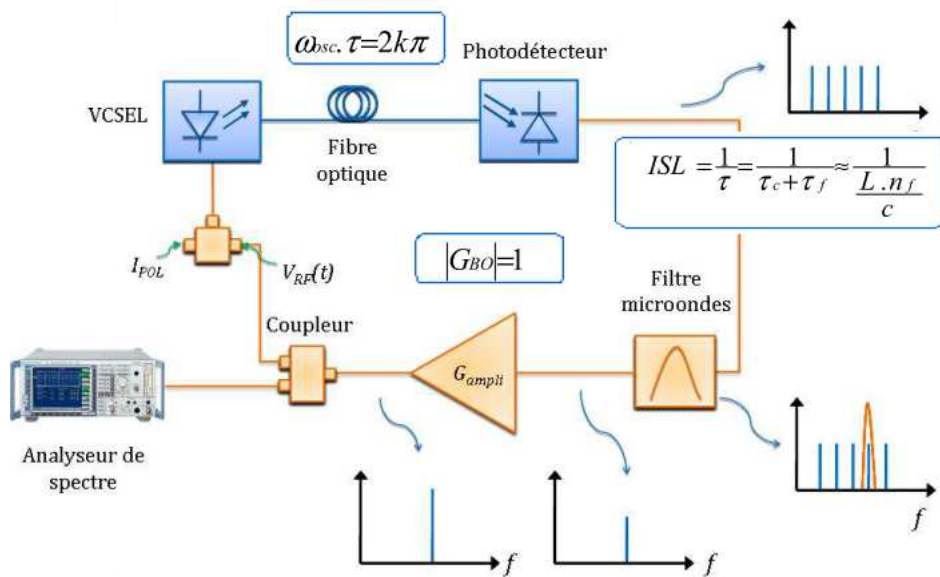


Figure 1-8 : architecture du VBO

VBO 1330 nm SM 2,49 GHz	100	6	-130	1,3	-3,8	--
VBO 1560 nm SM 2,49 GHz	1000	6	-135	0,180	15,6	-107,5

Les performances VBO 1560nm ont été obtenues avec un VCSEL VERTILAS VL 1560-10-TK-F-P4.

2 Le VBO

2.1 Analyse fonctionnelle du VBO

La démarche adoptée ici est de caractériser autant que possible, chaque élément de l'oscillateur. Dans un premier temps, on présentera les éléments avec une approche théorique, puis technologique, ce qui nous permettra de situer le matériel dont nous disposons par rapport à l'existant. On pourra ainsi déterminer, suivant les performances obtenues, quels types d'améliorations apporter.

Le VBO étudié ici, repose sur le principe de la modulation directe de l'énergie électromagnétique issue de la source lumineuse, une diode laser à cavité verticale émettant dans le proche infrarouge (1.3 μm et 1.55 μm). Ce rayonnement traverse une ligne à retard, ici un tronçon de fibre optique. Le signal lumineux est ensuite converti en signal électrique par le photodétecteur qui joue le rôle d'un détecteur d'enveloppe. Ce dernier produira un signal dans le domaine des hyperfréquences. Une fois filtré à 2.49 GHz, fréquence centrale du filtre passe bande qui suit le photodétecteur, le signal sera amplifié et superposé au courant de polarisation continu du VCSEL par l'intermédiaire d'un té de polarisation.

Nous allons voir les caractéristiques des différents étages de l'oscillateur afin de mieux comprendre son fonctionnement. Nous nous attarderons en particulier sur la source lumineuse en caractérisant son comportement statique dans le chapitre suivant.

2.1.1 La source laser :LE VCSEL

L'introduction du VCSEL dans l'oscillateur constitue la principale innovation de ce type d'architecture. En conséquence après un bref rappel sur les lasers, nous allons détailler ici les principales caractéristiques de ce composant.

Le laser (Light Amplifier by Stimulated Emission of Radiation) est une source de rayonnement mettant en œuvre dans un milieu matériel un phénomène d'amplification de lumière par émission stimulée.

Un laser est composé d'une cavité résonante dans laquelle la lumière peut effectuer des allers-retours. Cette cavité contient un milieu actif rendu amplificateur par une source d'énergie externe appelée dispositif de pompage. Le milieu actif devient amplificateur si l'on y réalise une inversion de population, condition nécessaire à la réalisation de l'émission stimulée.

Le laser émet alors une ou plusieurs ondes lumineuses appelées modes, sélectionnées par la longueur et la forme géométrique de la cavité. Cette sélection s'effectue à la fois sur la longueur d'onde (modes longitudinaux) et sur la forme d'onde (mode transverses).

Les lasers se composent de trois éléments de base :

- la cavité,
- le milieu actif,
- le dispositif d'injection ou de pompage.

Les lasers à semi-conducteurs ou diodes laser

L'effet laser semi-conducteur a été mis en évidence en 1962 par des équipes américaines. Sa mise en œuvre découle de l'observation d'amplification de lumière par émission stimulée dans des jonctions PN traversées par un fort courant. En insérant dans ce milieu une cavité optique Fabry-Pérot on a multiplié l'amplification de lumière créant ainsi le premier oscillateur laser à semi-conducteurs.

Laser à cavité verticale émettant par la surface (VCSEL)

La particularité des VCSELs est qu'ils émettent par la surface verticalement, c'est-à-dire perpendiculairement au plan des couches, contrairement aux diodes lasers à cavité Fabry-Pérot ou aux DFB dans lesquels la lumière se propage parallèlement au plan de jonction. La cavité optique est formée par deux miroirs parallèles au substrat.

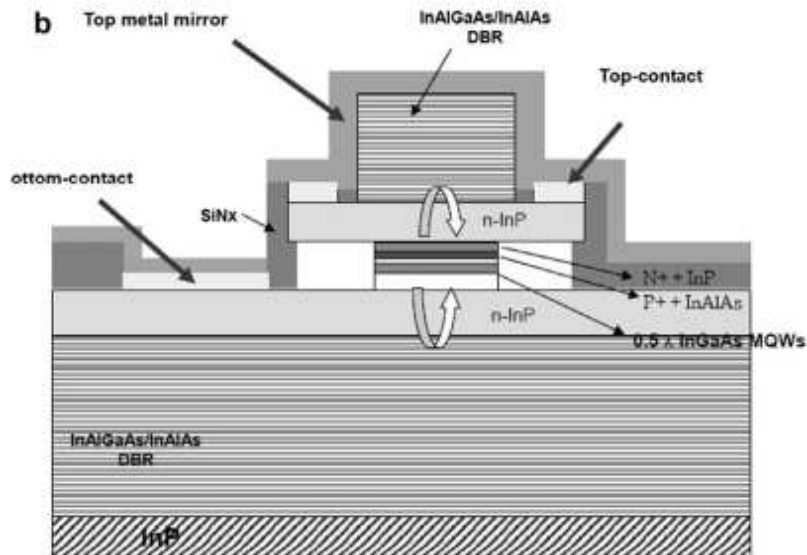


Figure 2-1 : VCSEL Ray Can

Dans la conception des VCSELs, les miroirs de Bragg ou DBR (Distributed Bragg Reflectors) jouent un rôle crucial puisqu'ils ont deux fonctions : la première implique la circulation des électrons jusqu'à la zone active et la seconde réside dans la réflectivité afin que l'onde optique puisse osciller dans la cavité. A cause du faible volume de la zone active dans la cavité, la réflectivité des DBRs se doit d'être très élevée et dépasse généralement les 99%. Les DBRs sont pour cela formés d'alternance de couches dont l'indice de réfraction varie périodiquement, une couche de fort indice suivie d'une couche à faible indice. L'épaisseur de chaque couche correspond au quart de la longueur d'onde de fonctionnement. Selon les matériaux utilisés, le nombre de couches nécessaires variera^[6].

Caractéristique puissance/courant

On définit la caractéristique d'émission du laser en donnant la puissance optique émise en fonction de l'intensité du courant traversant la diode.

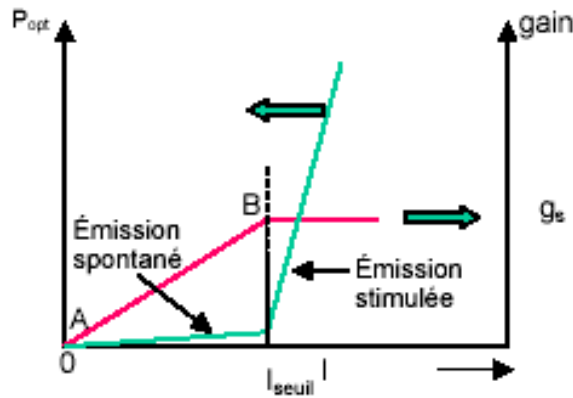


Figure 2-2 : caractéristique puissance /courant d'un laser

Courbe rouge: Gain ou densité de porteurs en fonction du courant injecté

Courbe verte : puissance émise en fonction du courant injecté

On exprime la condition d'oscillation par la relation suivante^[7] :

$$g_{seuil} = \alpha_{int} + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right)$$

Équation 2-1

g_{th} : gain au seuil

α_{int} : perte interne de la cavité

R_1 et R_2 : pertes liées aux miroirs

L : longueur de la cavité

Caractéristiques spectrales

Pour chaque cavité résonnante, seules les ondes retrouvant leur phase après un aller-retour sont susceptibles d'être amplifiées, elles constitueront les modes longitudinaux des cavités Fabry-Pérot et des VCSEL. Ces longueurs d'onde vont former un peigne. On nomme intervalle spectral libre ISL, l'intervalle entre deux modes successifs.

Au seuil laser, seuls les modes dans la bande de gain pourront osciller. On remarque dans le VCSEL que $\Delta\lambda$ étant du même ordre que la largeur de la bande de gain, ce laser est monofréquence ou monomode longitudinal.

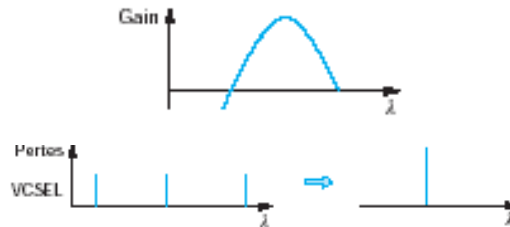


Figure 2-3 : modes longitudinaux dans un VCSEL

Bruit dans le VCSEL

La cause principale du bruit dans les lasers à semi-conducteur est attribuée à la contribution de l'émission spontanée au rayonnement total. Les photons issus de l'émission spontanée ajoutent au flux cohérent une composante dont la phase est aléatoire, ce qui vient perturber le champ émis. On caractérise ce phénomène par le bruit d'intensité relatif (Relative Intensity Noise).

Le RIN est défini comme le rapport de la densité spectrale des fluctuations de la puissance optique dans une bande de un Hertz sur le carré de la puissance moyenne.

$$RIN = \frac{\langle \delta P^2 \rangle}{P^2}$$

Équation 2-2

Compte tenu des faibles valeurs on exprime le RIN en décibels par Hertz.

On peut faire le résumé des principales caractéristiques d'un VCSEL:

- Un courant de seuil très faible, grâce au faible volume de la cavité.
- courant de seuil et longueur d'onde relativement peu sensibles aux variations de température.
- Une grande résistance aux environnements sévères
- Un faisceau de sortie circulaire et faiblement divergent
- Un faible coût grâce à sa production en série.
- Une grande capacité d'intégration

2.1.2 Le photodétecteur

Le photodétecteur est chargé de convertir le signal lumineux issu de la diode laser en signal électrique. Le photodétecteur utilisé ici, sera une photodiode.

Elle est composée de matériaux semi-conducteurs.

Le phénomène mis en jeu est l'absorption d'un photon d'énergie $h\nu$ (eV) supérieure ou égale à la valeur de la bande interdite du semi-conducteur. Lors de l'absorption, il y a création d'une paire électron-trou. On assiste donc à la naissance d'un courant.

Les caractéristiques particulièrement importantes d'une Photodiode, sont :

- La gamme de longueurs d'onde
- La bande passante
- La sensibilité
- La rapidité

On distingue différents types de photodiodes :

- La jonction PN
- La Photodiode PIN
- La Photodiode à avalanche

Ces composants offrent des performances différentes en termes de rapidité et de sensibilité^[8]. Le photodétecteur utilisé est une photodiode PIN à base de matériau InGaAs suivie d'un amplificateur THB (Transistor Bipolaire à Hétérojonction) GaAs.

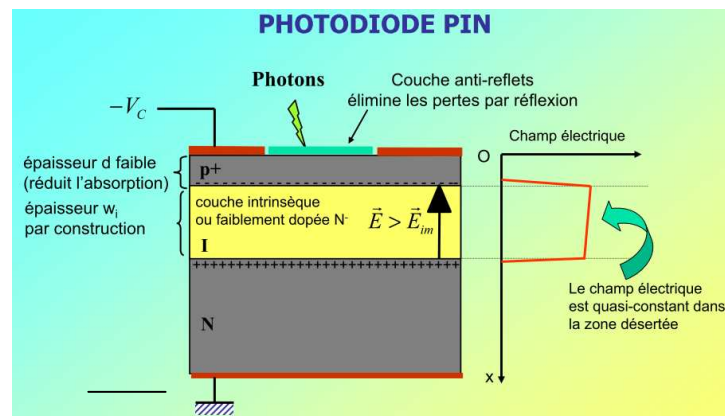


Figure 2-4 : photodiode PIN

La photodiode est constituée de trois couches de semi-conducteurs : une couche intrinsèque ou faiblement dopée intercalée entre une couche dopée P⁺ et une couche N.

Les photons incidents sont absorbés dans la zone intrinsèque (I) qui du fait de la polarisation inverse est vide de porteurs (élargissement de la zone de charge d'espace). Les électrons et les trous ainsi créés sont séparés par le champ électrique E qui règne dans la zone intrinsèque et sont envoyés vers les zones N et P⁺ où ils sont respectivement majoritaires. La zone traversée par la lumière doit être de faible épaisseur pour assurer un bon rendement.

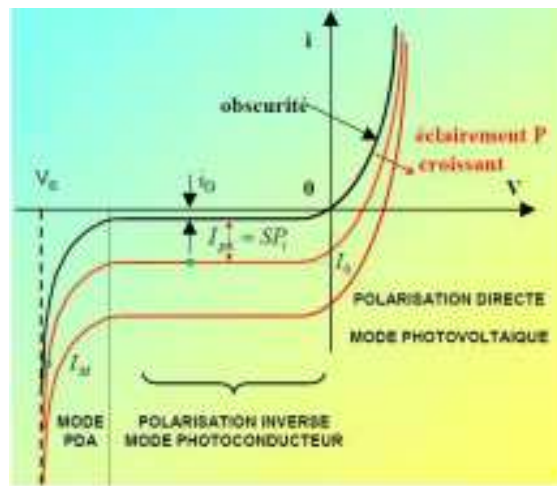


Figure 2-5 : Caractéristique courant/tension d'une photodiode

Caractéristiques:

Il s'établit dans la jonction de la photodiode un courant inverse

$$i = i_s + i_D$$

i_D : courant d'obscurité

$i_s = \mathfrak{R} \cdot P_{OPT}$ est le photocourant proportionnel à la puissance optique.

\mathfrak{R} , exprimée en A/W, est la sensibilité ou responsivité de la photodiode:

$$\mathfrak{R} = \frac{\eta q}{h \nu}$$

Équation 2-3

η : rendement quantique (nombre d'électrons fournis par le photodétecteur par rapport au nombre de photons incidents)

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C est la charge de l'électron

$h = 6,63 \cdot 10^{-34}$ J.s est la constante de Planck

$c = 3 \cdot 10^8$ m.s⁻¹ est la célérité de la lumière

La réponse \mathcal{R} augmente avec la longueur d'onde jusqu'à une valeur où elle est maximale, puis chute brutalement à l'approche de la longueur d'onde de coupure, donnée par:

$$\lambda_c = \frac{hc}{E_g}$$

Équation 2-4

avec E_g : énergie GAP

Au-delà, le matériau est transparent.

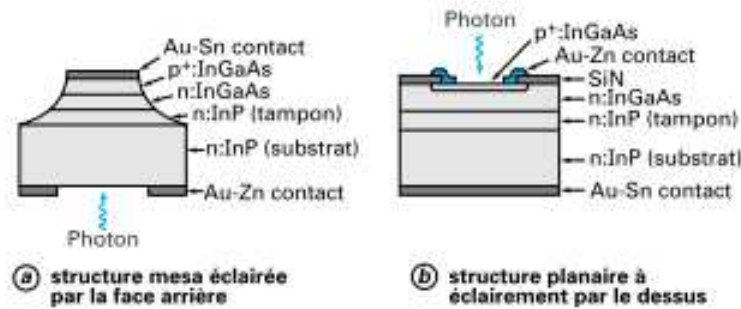


Figure 2-6 : photodiodes

La caractéristique électrique d'une photodiode est similaire à celle d'une diode conventionnelle :

$$I = I_D \left[\exp\left(\frac{V}{xV_T}\right) - 1 \right]$$

Équation 2-5

V_T : tension de la jonction

Bruits de photodétection:

Dans une photodiode deux sources de bruit peuvent être identifiées : le bruit de grenaille et le bruit Johnson ou bruit thermique.

Du fait de la répartition aléatoire des instants d'arrivée des photons, donc de génération de paires électron-trou, il apparaît dans la jonction un bruit de grenaille noté i_q , dit aussi bruit quantique car il est dû à la nature quantique de la lumière^[9].

Ce bruit va générer une puissance en traversant la résistance de charge R_C . On peut la décrire comme la valeur quadratique moyenne du courant telle que :

$$\langle i_q^2 \rangle = 2q(i + i_D)BR_c$$

Équation 2-6

i : courant moyen dans la photodiode,
 i_D : le courant d'obscurité,

B : la bande de mesure du bruit

q : la charge de l'électron.

La puissance de ce bruit est proportionnelle à la puissance optique reçue.

La résistance de charge de la photodiode R_C génère un bruit thermique dû aux fluctuations de courant qui se traduit par une puissance de bruit supplémentaire I_{Th} de valeur moyenne:

$$\langle i_{th}^2 \rangle = \frac{4kTB}{R_c}$$

Équation 2-7

k : constante de Boltzmann,
 T : température absolue,
 B : bande considérée
 R_C : résistance de charge

Il faudra ajouter le bruit généré par l'amplificateur transimpédance du photodétecteur :

$$\langle i_{th} \rangle_{ampli} = \frac{4kTB(F_n - 1)}{R_{Aph}}$$

Équation 2-8

La valeur totale du bruit dans un photodétecteur est souvent spécifiée sous forme de Puissance Equivalente au Bruit (PEB ou NEP en anglo-américain pour Noise Equivalent Power), quantité de lumière incidente sur le photodétecteur qui génère un courant équivalent au courant de bruit:

$$PEB = \frac{\sqrt{\langle i_{Total}^2 \rangle}}{\Re}$$

Équation 2-9

2.1.3 Le Filtrage

La réalisation de filtres dans le domaine des hyperfréquences diffère de celle aux basses fréquences par le fait que l'on utilise ici des éléments à paramètres distribués. On trouvera ainsi différentes technologies pour le filtrage, On peut citer :

- les filtres à lignes couplées
- les filtres à cavité
- les filtres à résonateur diélectrique

Le filtre utilisé ici est un filtre à cavité.

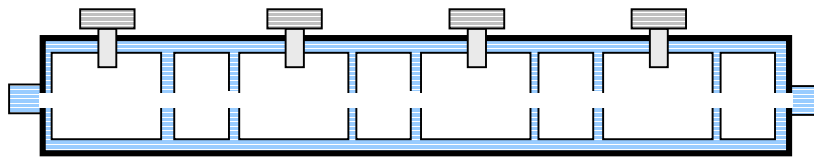


Figure 2-7: schéma d'un filtre hyperfréquence à cavité

Une cavité électromagnétique est un volume vide ou rempli de diélectrique limité par des murs de type électrique (interface avec un conducteur pour une cavité métallique) ou de type magnétique (interface avec un diélectrique à haute permittivité pour un résonateur diélectrique). Elle réalise dans un espace où il y a propagation d'une onde guidée, des conditions de réflexion telles que l'excitation va se retrouver en phase avec elle même.

Dans une cavité il y a trois directions perpendiculaires entre elles propices à des réflexions. Il s'agira, question pratique, de prendre la plus grande et d'ajuster la dimension correspondante à un multiple de $\lambda/4$ pour qu'il y ait résonance^[10].

Ces cavités propagent le mode TEM qui est le mode naturel des ondes en propagation libre. On utilise surtout la cavité $\lambda/4$ qui est réglable sur une grande plage de fréquences et moins sensible en température que la cavité $\lambda/2$.

Pour améliorer la bande passante du filtre tout en ayant une coupure plus nette, on utilise plusieurs cavités séparées par des lignes $\lambda/4$.

On ajoute deux transformateurs d'impédance pour adapter le système en entrée et en sortie. On pourra régler la fréquence à l'aide d'un piston mobile à l'intérieur de chaque cavité.

Les principales caractéristiques sont les suivantes

- la bande passante
- la perte d'insertion à f_0 .
- le Q_0 ou Q_u coefficient de Qualité à vide.
- le Q ou Q_l coefficient de qualité en charge.

2.1.4 L'amplificateur

Un amplificateur hyperfréquence est un quadripôle à la sortie duquel on recueille une puissance P_s supérieure à celle que l'on a injectée à l'entrée P_e . Le quotient

$\frac{P_s}{P_e}$ s'appelle le gain en puissance^[11].

Basés, au début des années 70 sur l'utilisation de diodes Gunn ou Impatt, la majorité des dispositifs actifs en hyperfréquences repose aujourd'hui sur l'emploi de transistors.

On distinguera deux classes de transistor :

- les transistors unipolaires de types : TEC, MESFET ou HEMT
- les transistors bipolaires de types : BJT Si ou THB.

Un amplificateur se caractérise principalement par :

- son gain en puissance (dB)
- sa bande passante (Hz)
- son facteur de bruit (dB)
- son amplification de puissance (dBm).

L'amplificateur utilisé ici, est un amplificateur MESFET(Metal Semiconductor Field Effect Transistor) GaAs classe A. Il a une bande passante de 2 à 4GHz.

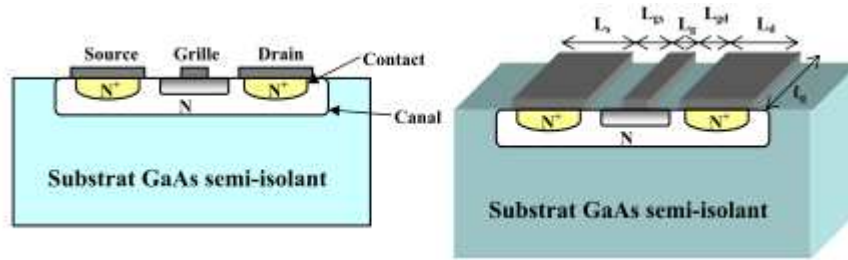


Figure 2-8 : transistor MESFET

Bruit dans un amplificateur MESFET

On rappelle que le bruit dans un amplificateur est donné par l'expression de son facteur de bruit donné par :

$$F = 1 + \frac{P_A}{P_{s1}}$$

Équation 2-10

P_A : puissance générée à l'intérieur de l'amplificateur
 P_{s1} : puissance en sortie

Dans un ampli de type MESFET le bruit est dû aux nombreuses régions résistives. C'est ici un bruit thermique. L'expression simplifiée du facteur de bruit minimum est donnée par :

$$F_{\min} = 1 + K.L.f \cdot \sqrt{g_{mo}(R_s + R_g)}$$

Équation 2-11

K : coefficient de bruit
 L : longueur de la grille dans le plan transversal (μm)
 f : fréquence
 g_{mo} : transconductance du transistor
 R_s : résistance source
 R_g : résistance grille

Le bruit thermique généré par l'amplificateur est de la forme :

$$\langle i_{ih} \rangle_{\text{ampli}} = \frac{4kTB(F_B - 1)}{R_A}$$

Équation 2-12

2.1.5 ligne de retard

Les modes d'oscillation générés par le VBO sont fonction du retard total dans la boucle. Ce retard dépend essentiellement de La fibre optique. La ligne à retard fixe la fréquence d'oscillation par le passage par zéro de la phase de boucle.

La ligne à retard joue ici le rôle le résonateur. La pente de caractéristique phase-fréquence est équivalente à un coefficient de qualité élevé^[12].

Il est possible d'atteindre des retards très importants, d'une dizaine à plusieurs dizaines de microsecondes (quelques kilomètres de fibre).

On calcule le coefficient de qualité équivalent d'une telle ligne, en se basant sur la pente phase-fréquence. Les équations ci-dessous donnent cette pente en fonction du retard τ pour une ligne à retard (hyperfréquence ou optique) et du coefficient de qualité en charge Q pour un résonateur.

résonateur

$$\frac{d\varphi}{df} = \frac{2Q}{f_0}$$

Équation 2-13

ligne à retard

$$\frac{d\varphi}{df} = 2\pi\tau$$

Équation 2-14

D'où le coefficient de qualité équivalent d'une ligne à retard :

$$Q = \pi\tau f_0$$

Équation 2-15

f_0 : fréquence d'oscillation.

La ligne à retard sera réalisée par une fibre optique monomode

La fibre optique

La fibre optique est un guide d'onde diélectrique circulaire constitué d'un cœur de silice dopée d'indice de réfraction n_1 entouré d'une gaine de silice d'indice de réfraction n_2 . La propagation du rayonnement lumineux se fait suivant des modes de propagation. Le guidage est assuré grâce à la différence d'indice de réfraction des matériaux composants le cœur et la gaine. Les rayons sont guidés par réflexion totale à l'interface cœur-gaine. Dans les fibres à saut d'indice, l'indice du cœur est constant, tandis que dans les fibres à gradient d'indice, il varie^[13].

Il existe plusieurs types de fibres. Les fibres multimodes ont des dimensions de cœur de l'ordre de 50 à 100 microns pour la fibre à gradient d'indice et 200 microns pour la fibre à saut d'indice. La gaine quand à elle mesurera de 125 à 400 microns suivants les cas

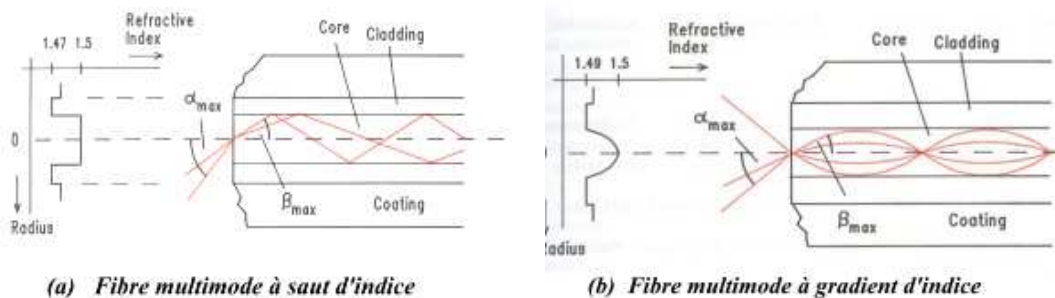


Figure 2-9 : fibres multimodes

La Fibre monomode: elle a un cœur de dimension comparable à la longueur d'onde (environ $5\mu\text{m}$), tandis que la dimension de la gaine est d'une centaine de microns. Ces fibres sont à saut d'indice. La fibre utilisée ici est une fibre monomode.

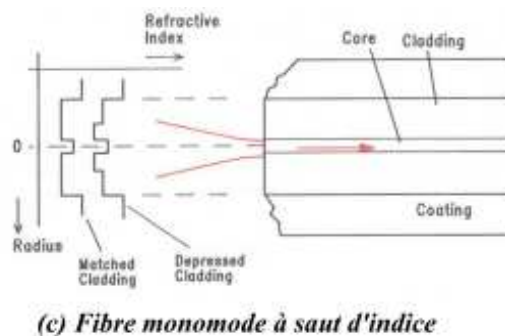


Figure 2-10 : fibre monomode

Principaux paramètres d'une fibre optique

Ouverture numérique: seuls les rayons dont l'angle d'incidence α est inférieur à α_{\max} dont le sinus définit l'ouverture numérique de la fibre, seront guidés.

$$O.N. = \sin \alpha_{\max} = \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)}$$

Équation 2-16

fréquence normalisée : La condition de propagation dans une fibre monomode peut être atteinte lorsque le diamètre du cœur est petit (moins de 10 μm) et la différence d'indice faible (moins de 0.5%). On définit la fréquence normalisée :

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

Équation 2-17

Avec a : rayon du cœur

Une fibre est monomode pour une fréquence normalisée inférieure à 2,405. La fibre n'est donc monomode qu'au-delà de la longueur d'onde de coupure donnée par :

$$\lambda_c = \frac{2\pi a}{2.405} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

Équation 2-18

La dispersion qui regroupe un terme de dispersion lié au matériau et la dispersion chromatique, détermine en général la bande passante d'une fibre optique. Pour une fibre monomode la bande passante est limitée par la dispersion chromatique. Les différentes longueurs d'onde contenues dans une impulsion lumineuse se propagent à des vitesses différentes. On observe un élargissement de l'impulsion en fonction de la largeur spectrale de l'impulsion, c'est la dispersion chromatique. Celle-ci s'exprime en ps/(nm.km), les picosecondes correspondent à l'élargissement temporel, les nanomètres à la largeur spectrale, et les kilomètres à la longueur de fibre.

$$D = \frac{d\tau_G}{Ld\lambda}$$

Équation 2-19

L'atténuation est la diminution de la puissance du signal en fonction de la distance de propagation. On pourra voir sur le schéma suivant que l'atténuation spectrale est fonction de la longueur d'onde. Les valeurs typiques d'atténuation vont de 6 dB/km pour une fibre multimode à 850 nm à 0.2dB/km pour une fibre monomode à 1550 nm.

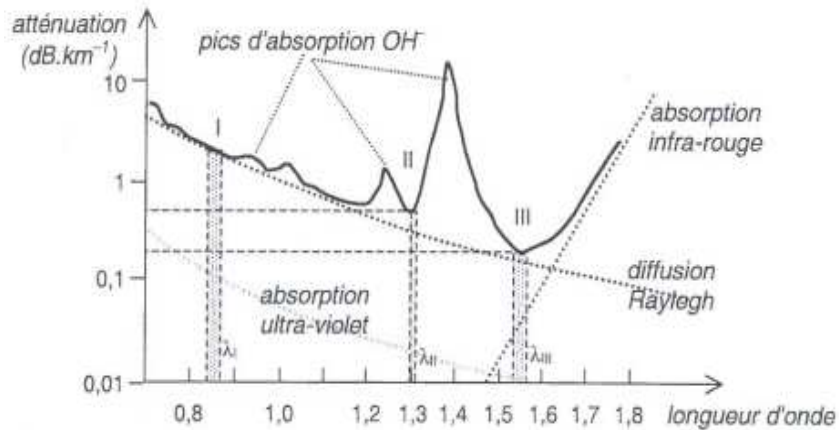


Figure 2-11 : courbe d'atténuation

Bruit dans la fibre optique

La fibre optique est à l'origine de plusieurs bruits :

- la Diffusion Brillouin Stimulée (DBS)
- la Diffusion Raman Stimulée (DRS)

Ces effets de diffusion se produisent à cause de l'interaction des ondes avec des phonons. les longueurs de fibre et les puissances mises en jeu ici nous permettent de négliger ces phénomènes.

Deux autres phénomènes sont à prendre en compte

- la Double Diffusion Rayleigh (DDR)
- la Diffusion Rayleigh Réfléchie(DRR)

Ces phénomènes sont liés aux inhomogénéités dans le cœur de la fibre. Ils se traduisent par des réflexions parasites dans le cœur de la fibre optique^[14].

Influence de la longueur de la fibre optique

Les modes d'oscillation, à travers l'ISL sont directement reliés à la longueur L de la fibre optique ;

$$ISL = \frac{1}{\tau_c + \frac{L \cdot n}{c}}$$

Équation 2-20

τ_c retard induit par les composants du VBO autres que la fibre.
n: indice de la FO
c : célérité de la lumière

Pour une longueur > 100m, le retard induit par les autres composants devient petit devant celui de la fibre. Une bobine de fibre optique monomode de 1 km de longueur introduit un retard : $\tau = nL/c \approx 4.89 \mu s$.

Il va falloir utiliser un filtre RF d'autant plus étroit que la fibre sera longue.

Influence des connecteurs

Les réflexions aux extrémités de la fibre sont à l'origine de la diffusion Rayleigh réfléchie. Il est nécessaire d'utiliser des connecteurs APC pour limiter ces perturbations.

Influence du rayon de courbure

Plus le rayon de courbure se rapproche de Rc (rayon de courbure critique), plus la génération d'oscillations nécessite de puissance.

Influence de la température

Une contrainte thermique sur la fibre a des conséquences importantes sur le fonctionnement du VBO. La dérive en fréquence est essentiellement due à la température.

L'isolateur optique

Un isolateur est un dispositif passif non réciproque qui a une faible atténuation dans un sens et une forte atténuation dans l'autre. Il peut être utilisé pour atténuer la lumière issue de réflexions parasites. Celles-ci peuvent troubler le fonctionnement d'une source laser par exemple. Les réflexions intempestives augmentent le bruit d'amplitude et le bruit de phase.

Le principe utilisé repose sur la rotation magnéto-optique ou effet Faraday que l'on rencontre dans certains matériaux. Ainsi lorsqu'on applique un champ magnétique sur l'un de ces matériaux, l'onde lumineuse voit une rotation de son plan de polarisation. L'angle de rotation est proportionnel à l'épaisseur du matériau, au champ magnétique et à une constante appelée constante de Verdet qui est fonction du matériau et de la longueur d'onde. dans le domaine de l'infrarouge, les matériaux les plus utilisés sont le YIG, le GARNET et le BIG^[15].

2.1.6 Bruit dans l'oscillateur

On peut exprimer la contribution totale du bruit thermique dans l'oscillateur en fonction d'une bande de fréquences B par :

$$4kTB \left(\frac{1}{R_{ph}} + \frac{F_{ph}-1}{R_{ph}} + \frac{F_A-1}{G_{ph}R_A} \right)$$

Équation 2-21

k: constante de Boltzmann
 R_{ph} : résistance de la photodiode
 R_A : résistance de l'amplificateur
 F_{ph} : facteur de bruit de l'amplificateur du photodétecteur
 F_A : facteur de bruit de l'amplificateur

Le bruit total dans l'oscillateur est la somme des contributions de chaque élément.

Sachant que :

$$P_{bruit} = S_{bruit} \cdot \Delta f$$

Équation 2-22

On peut exprimer la densité spectrale de bruit dans le VBO:

$$S_{bruit}(f) = \left[(RIN_{vcsel} + RIN_{DDR} + RIN_{DRR}) I_{ph}^2 + 2qI_{ph} + 4kT \left(\frac{F_{ph}}{R_{ph}} + \frac{F_A-1}{G_{ph}R_A} \right) \right] Z_{eq} \text{ en W/Hz}$$

Équation 2-23

$$Z_{eq} = Z_A \left(\frac{Z_{ph}}{Z_A + Z_{ph}} \right)^2$$

RIN_{DDR} : bruit d'intensité relatif du au phénomène de double diffusion Rayleigh
 RIN_{DRR} : bruit d'intensité relatif du au phénomène de diffusion Rayleigh réfléchie

2.2 Mesures préliminaires

Un des objectifs de ce projet est d'évaluer les performances de la nouvelle génération de VCSEL dont nous disposons. Ceci passe entre autre par la mesure de bruit d'intensité relatif (RIN). Ce bruit s'avère être l'un des principaux facteurs contribuant au bruit de phase du VBO.

La mesure du RIN n'a pas, jusqu'à présent, fait l'objet d'une norme et il s'avère problématique de déterminer précisément les conditions expérimentales dans lesquelles les résultats antérieurs ont été obtenus.

Or, dans le cadre de ce type d'étude, où la mesure de phénomènes tels que le bruit constitue une part prépondérante du travail, il me paraît important de prêter une attention toute particulière aux méthodes mises en œuvre.

J'ai donc choisi de m'attarder sur le fonctionnement de l'Analyseur de Spectre Electrique, afin d'identifier les paramètres qui peuvent influencer sur le résultat de la mesure. Je pourrai donc proposer une procédure de mesurage précise et documentée. Cette démarche s'inscrit dans le cadre de l'aspect traçabilité.

2.2.1 Mesures à l'analyseur de spectre électrique

Analyseur de spectre électrique

Il existe 2 sortes d'analyseurs de spectre électrique (ASE), L'ASE à balayage (swept-tuned) et l'ASE FFT(Fast FourierTransform).

L'ASE FFT échantillonne le signal, en calcule la transformée de Fourier et l'affiche, c'est comme s'il entraînait la totalité du spectre en utilisant des filtres en parallèle. Avec son système d'acquisition en temps réel l'ASE FFT est capable de visualiser des événements transitoires. Il offre aussi des améliorations en termes de vitesse et peut mesurer la phase aussi bien que l'amplitude. Cet analyseur est utilisé pour les signaux basses fréquences.

Contrairement à l'ASE FFT, dans l'ASE à balayage, le spectre du signal d'entrée est déterminé dans le domaine fréquentiel.

Connaissances de base sur l'ASE à balayage

L'ASE à balayage est principalement composé : d'un atténuateur, d'un mélangeur, d'un amplificateur FI, d'un filtre FI, d'un détecteur, d'un filtre vidéo, d'un oscillateur local, d'un générateur de balayage et d'un écran d'affichage^[16].

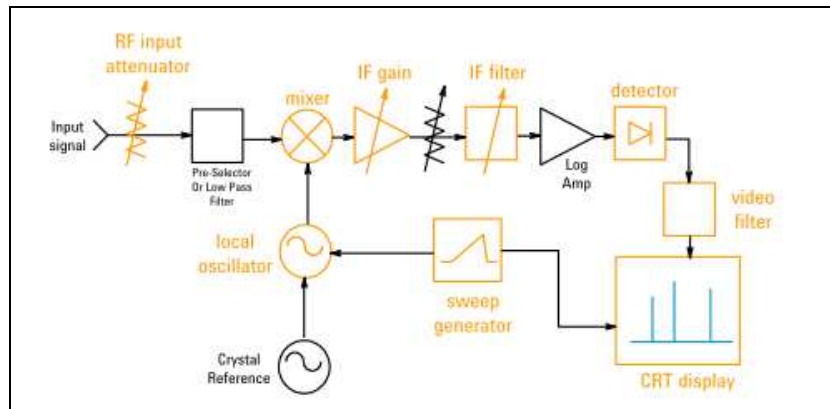


Figure 2-12 : Schéma fonctionnel simplifié d'un ASE à balayage

A l'entrée de l'ASE le signal traverse un atténuateur qui est utilisé pour régler le niveau de signal incident sur le premier mélangeur. Il permet d'éviter les effets de compression de gain et de distorsion. Il évite la saturation de l'étage d'entrée et prévient donc d'éventuels dommages. Le signal est ensuite mélangé au signal de l'oscillateur local. En raison de la non-linéarité du mélangeur on trouvera des fréquences en sortie qui n'étaient pas présentes en entrée, en particulier le signal différence $f-f_0$ appelé fréquence intermédiaire (FI). Le signal est ensuite filtré par le filtre FI afin d'isoler la fréquence intermédiaire. On a donc transposé le signal d'entrée de fréquence élevée dans le domaine des fréquences radio (quelques MHz). C'est le principe d'hétérodynage.

L'enveloppe du signal est ensuite détectée, numérisée, puis filtrée par le filtre vidéo, filtre passe bas nommé ainsi pour son action de lissage du signal à afficher.

Un composant clé d'un ASE est son Oscillateur de référence. L'oscillateur de référence à 10MHz, ici, est un OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator) qui est un composant piézo-électrique contrôlé en température.

C'est lui qui génère le signal de référence qui sera ensuite distribué aux oscillateurs locaux par l'intermédiaire de boucles à verrouillage de phase. Dans

ces PLL, un générateur de balayage accorde l'oscillateur local pour le faire changer de fréquence en fonction d'une rampe de tension.

Les ASE modernes utilisent des écrans à cristaux liquides pour l'affichage. En conséquence, le niveau et la fréquence de résolution sont limités par le nombre de pixels.

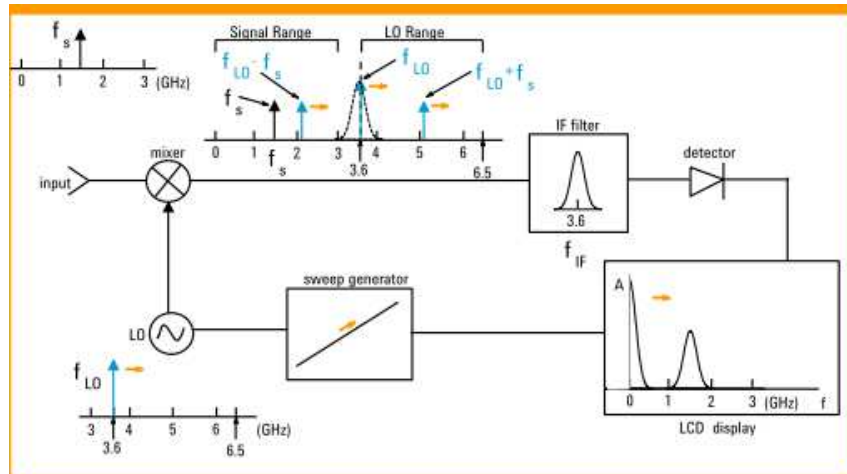


Figure 2-13 : fonctionnement de l'ASE

Spécifications importantes

La précision en fréquence et la précision en niveau sont abordées au chapitre 2.2.3.

Afin de corriger certains facteurs d'incertitude, il est recommandé de procéder périodiquement à l'autocalibrage de l'appareil. De plus, la source interne de calibrage dérive avec le temps et nécessite périodiquement un calibrage constructeur.

Lorsque les conditions le permettent on peut s'affranchir de certains paramètres d'erreur en pratiquant une mesure relative plutôt qu'une mesure absolue.

Dynamique

Elle est définie comme le rapport max entre deux niveaux de signal présents simultanément pouvant être mesurés avec fiabilité.

Résolution

Elle est importante quand on doit mesurer 2 signaux très proches.

Sélectivité ou facteur de forme

La sélectivité d'un filtre est une caractéristique importante pour déterminer la résolution de 2 signaux d'amplitudes différentes. Elle est définie comme le rapport de la bande passante du filtre à 3dB sur celle à 60dB.

Distorsion

Le mélangeur génère de la distorsion car c'est un composant non linéaire

Bruit de phase ou bruit de bande latérale « Noise side band »

Ce bruit peut masquer les signaux de petite amplitude à côté de la porteuse (cf. chapitre bruit de phase).

Sensibilité

Elle détermine le plus petit niveau de signal mesurable. Elle est donnée par le **Displayed Average Noise Level DANL** en dBm avec le RBW le plus petit.

Bruit propre de l'ASE

Le bruit propre d'un récepteur peut être exprimé par son facteur de bruit F.

$$F = \frac{\left(\frac{P_{S1}}{P_{N1}} \right)}{\left(\frac{P_{S2}}{P_{N2}} \right)}$$

Équation 2-24

C'est le rapport signal/bruit à l'entrée du récepteur sur celui à la sortie.

On en déduit la figure de bruit $NF = 10 \log F$. Or on sait que le facteur de bruit de quadripôles montés en cascade s'exprime par la formule de FRIIS, où le facteur de bruit du premier étage de la chaîne est prépondérant puisqu'il n'est pas divisé par son gain. Le facteur de bruit de l'analyseur dépend donc en grande partie de la valeur de l'atténuateur d'entrée.

$$F_{total} = F_1 = \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i}$$

Équation 2-25

Paramètres liés

La vitesse de balayage est liée aux bandes passantes des filtres de résolution et vidéo utilisés. Le temps de balayage minimum est donné par la relation suivante.

$$T_{\text{balayage}} = k \frac{\Delta f}{B_{FI}^2}$$

Équation 2-26

T_{balayage} : temps de balayage minimum

k : facteur de proportionnalité (2.5 pour les filtres analogiques, et 1 pour les filtres numériques)

Δf : span

B_{FI} : bande passante de résolution

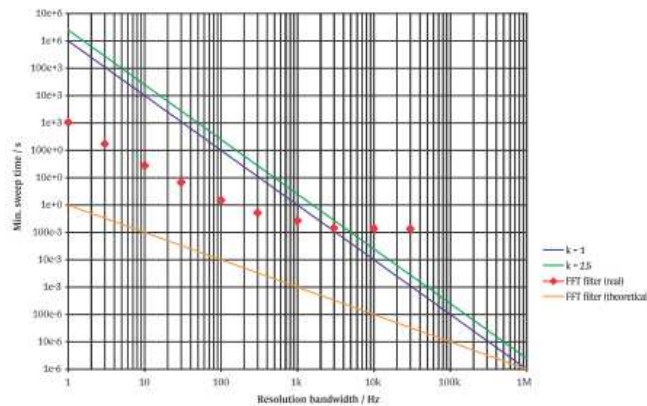


Figure 2-14 : temps de balayage théoriquement nécessaire en fonction du RBW

Une vitesse de balayage mal ajustée se traduira par des pertes d'amplitude et des erreurs sur la fréquence à l'affichage.

Les spécifications de précision en fréquence et en niveau imposent de fournir une évaluation de l'incertitude de mesure avec le résultat de mesure.

Conclusion

le minimum de distorsion se produit pour un niveau de puissance d'entrée minimum du mixer. D'autre part, la meilleure dynamique pour le bruit est lorsque le niveau de signal est élevé. Donc la meilleure dynamique est un compromis entre le SNR et la distorsion interne.

En ce qui concerne la résolution, on peut dire, que deux signaux de même amplitude peuvent être résolus si leur séparation est égale ou supérieure à la RBW.

Pour des mesures de bruit, il est nécessaire de connaître la bande équivalente de bruit du filtre afin d'appliquer un coefficient correcteur lors du calcul final.

Cette valeur est donnée par :

$$B_B = \frac{1}{H_{u,0}} \int_0^{+\infty} H_u^2(f) df$$

B_B : bande passante de bruit

$H_u(f)$: fonction de transfert en tension

$H_{u,0}(f)$: valeur de la fonction de transfert en tension à f_0

Ces valeurs sont données dans le tableau suivant :

Tableau 2-1 bande équivalente de bruit du filtre FI

Type de filtre	Filtre analogique 4 étages	Filtre analogique 5 étages	Filtre numérique
B_B	1.129 B_{3dB}	1.114 B_{3dB}	1.065 B_{3dB}

Le rapport RBW/VBW dépend de la nature du phénomène à mesurer :

Sinus : RBW/VBW = 0.3 à 1

Bruit : RBW/VBW = 10

mais aussi du type de détecteur utilisé :

Détecteur RMS : RBW/VBW = 0.3

Le mode de moyennage : (moyennage de traces ou moyennage par le VBW) sera choisi en fonction du type de détecteur utilisé et de la nature du signal.

Remarque : même si la plupart des ASE modernes des options de réglages automatisés, il est nécessaire de vérifier les paramètres utilisés, ce qui permettra d'assurer la reproductibilité des mesures.

La connaissance de base des paramètres de mesure sur l'ASE m'a permis, comme nous le verrons plus loin, de paramétrer une interface logicielle de mesure de RIN HF avec l'ase FSQ26. Je remercie le support technique Rohde & Schwarz France de sa collaboration.

2.2.2 Analyseur de spectre optique

Il existe deux sortes d'analyseurs de spectre optique :

L'ASO à réseau de diffraction

L'ASO à Interféromètre : -interféromètre de Michelson
-interféromètre Fabry-Pérot

L'analyse de spectre optique est la mesure de la puissance optique en fonction de la longueur d'onde. Il peut mesurer la pureté spectrale et la distribution de puissance de sources lumineuses ainsi que les caractéristiques de transmission de composants optiques.

L'ASO à réseau de diffraction est capable de mesurer le spectre de LED et de lasers. la résolution de ces instruments est variable de 0.1nm à 10nm.

L'ASO Fabry-Pérot à une résolution fixe et étroite exprimée en fréquences, typiquement de 100MHz à 10 GHz qui lui permet d'être utilisé pour les mesures de chirp, mais il a un span plus limité que l'ASO à réseau.

L'ASO Michelson utilisé pour les mesures de longueur de cohérence , fonctionne par calcul de la FFT de la figure d'interférence.

Les schéma bloc général se résume ainsi :

Un filtre passe bande réglable (monochromateur ou interferomètre) qui résout les différentes composantes spectrales. Un photodetecteur qui converti le signal optique en signal électrique proportionnellement à la puissance incidente. le courant issu du photodécteur est converti en tension par un ampli transimpédance puis numérisé. Le reste du traitement de signal, telles les corrections est effectué par soft.

L'ASO à réseau de diffraction

La plupart des ASO utilise un monochromateur comme filtre optique réglable. Dans le monochromateur, un réseau de diffraction sépare les différentes longueurs d'ondes selon un principe similaire à celui d'un prisme.

On fait subir une rotation au réseau pour balayer toute la plage de longueur d'onde. On sélectionne la longueur d'onde en faisant passer le faisceau correspondant à travers une ouverture. Cette technique permet de couvrir une grande plage de longueurs d'onde. Les ASO à réseau contiennent soit un simple monochromateur , un double ou un monochromateur à double passe.

2.2.3 Caractérisation statique de la diode laser

Caractéristique puissance/courant

On définit cette caractéristique du laser en donnant la puissance optique émise en fonction de l'intensité du courant traversant la diode. Ces mesures sont réalisées à l'aide d'un radiomètre ANRITSU ML9002A.

Courant de seuil et puissance optique

Les résultats expérimentaux donnent des valeurs de courant de seuil aux alentours de 2 ma en accord avec les données constructeur et une puissance optique maximale d'environ 1mW.

Le courant de seuil correspond au moment où l'émission stimulée devient prépondérante par rapport à l'émission spontanée. L'évolution de la puissance optique en fonction du courant de polarisation est donnée par la relation :

$$P_{opt} = \eta_d \frac{h\nu}{q} (I - I_s)$$

Équation 2-27

Mesures :

Tableau 2-2 matériel de mesure

Puissance mètre optique ANRITSU ML9002A
Alimentation/multimètre KEITHLEY
Analyseur de spectre optique ANRITSU MS9710C
Module Pelletier NEWPORT 3040 bref 26254

Les résultats présentés ci-dessous concernent les VCSEL Ray Can à 1300 et 1550nm.

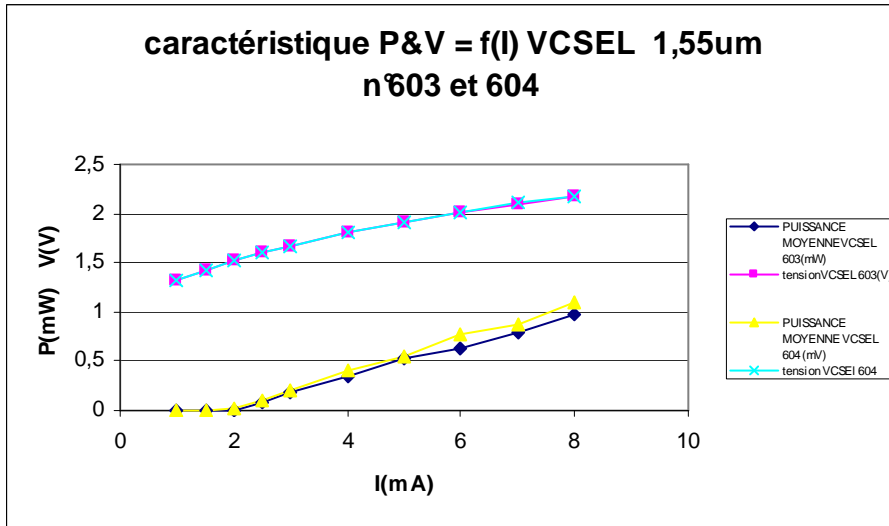


Figure 2-15 : caractéristique P&V=f(I) de VCSEL RAY CAN à 1.55um

Courbes bleu claire et rose : tension en fonction du courant injecté
 Courbe bleu foncée et jaune : puissance optique émise en fonction du courant injecté.

De la courbe $V = f(I)$ on tire la résistance dynamique du VCSEL $R_{dyn} = \Delta U / \Delta i$ aux alentours de 100ohms, ce qui confirme ici les données constructeur.

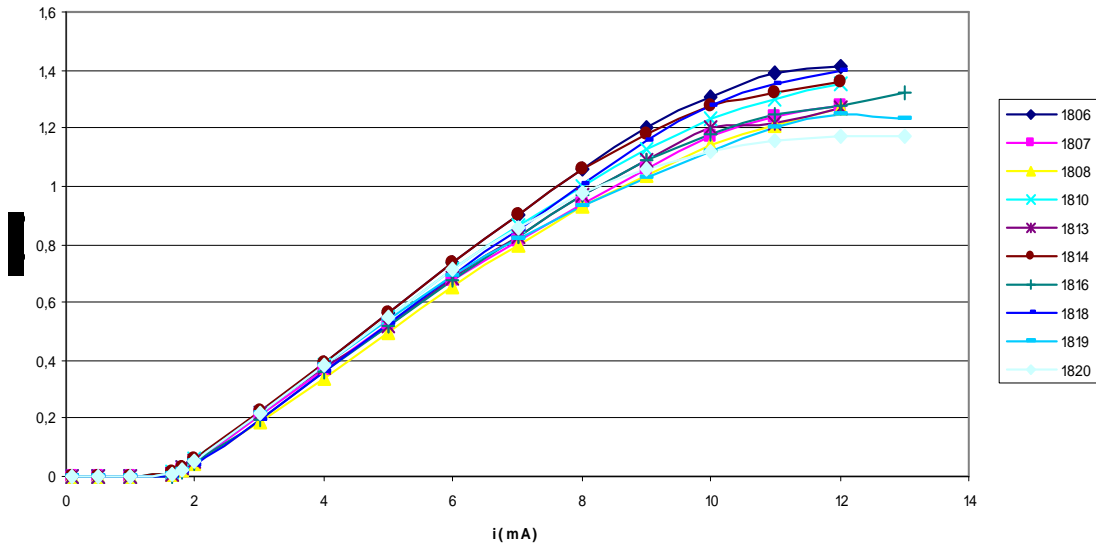


Figure 2-16 : mesure de dispersion des résultats sur une série de VCSEL à 1.55um

On observe sur figure ci dessus une bonne linéarité de la courbe pour des valeurs de courants de polarisation allant de 3mA à 9mA .Ces valeurs correspondent à des puissances optiques 300μW à 1mW pour les VCSEL à 1.55μm.

Nous pouvons constater graphiquement Figure 2-17 que la dispersion des valeurs de puissance optique en fonction des VCSEL dans la plage linéaire et pour des puissances exploitables, représente environ 10% de la valeur mesurée.

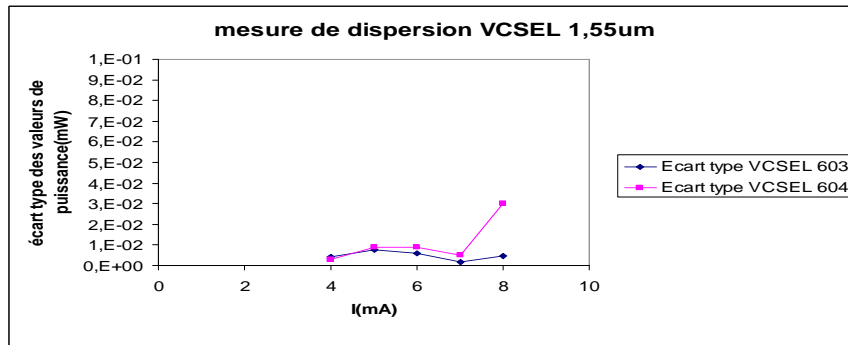


Figure 2-17 : mesure de l'écart type sur la caractéristique $P= f(I)$ sur VCSEL à 1.55um RAY CAN

Nous voyons ici les résultats de la mesure de dispersion obtenus sur un échantillon de deux VCSEL et sur une série de 4 mesures. Nous constatons que la dispersion des résultats de mesure est inférieure à 5%.

Les résultats précédents montrent une bonne reproductibilité de la mesure sur le composant, en revanche, la dispersion des performances entre VCSEL est assez importante, et ce sera un paramètre à prendre en compte lors de l'échantillonnage de composants pour la réalisation de l'oscillateur.

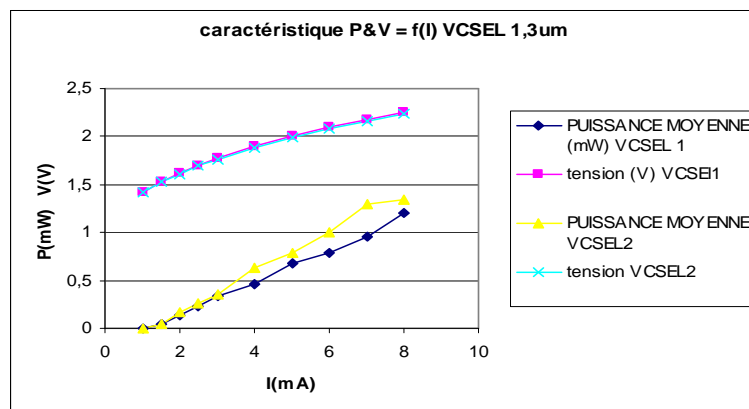


Figure 2-18 : caractéristique P&V= f(I) VCSEL à 1.3um

Les résultats obtenus avec les diodes laser fonctionnant à 1.3 μm montrent que l'on travaillera avec des courants de polarisation du même ordre. Les résultats en termes de dispersion sont moins bons.

À partir du rendement du laser $\Delta P/\Delta I$ on tire le rendement différentiel externe η_d exprimé en % du rendement d'un laser idéal (1 photon pour 1 électron injecté).

$$\eta_d = \left(\frac{2q\lambda}{hc} \right) \cdot \frac{\Delta P}{\Delta I}$$

Équation 2-28

Ici $\Delta P/\Delta I = 0.16$, donc $\eta_d = 40\%$

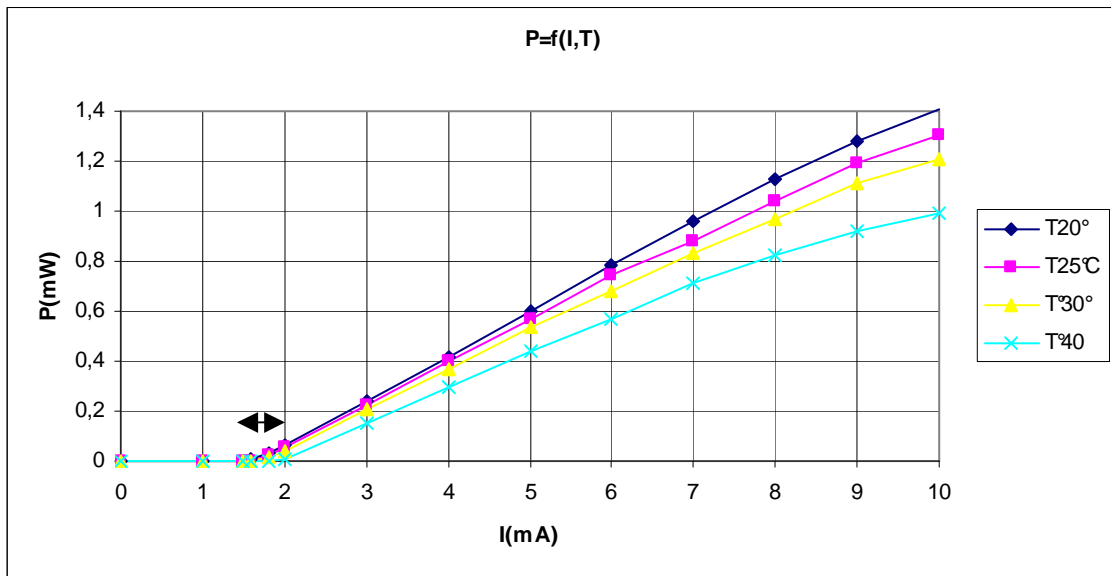


Figure 2-19 : influence de la température sur la puissance optique

La courbe ci-dessus montre une influence non négligeable de la température sur le courant de seuil. Cette évolution provient des effets thermiques dans la zone active. La température affecte le semi-conducteur en provoquant une variation de l'indice de réfraction, ainsi que la dilatation du matériau.

Nous constatons que le courant de seuil augmente avec la température et que la puissance émise à courant de polarisation constant diminue avec la température.

Le nombre de porteurs varie en fonction de la température. Le courant de seuil est relié au nombre de porteurs par l'intermédiaire du taux d'émission spontanée, celui-ci dépend de la densité de porteurs et de la température.

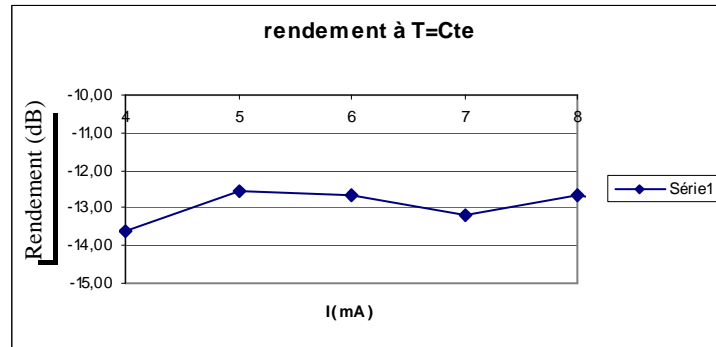


Figure 2-20 : rendement puissance optique /puissance électrique en fonction du courant de polarisation

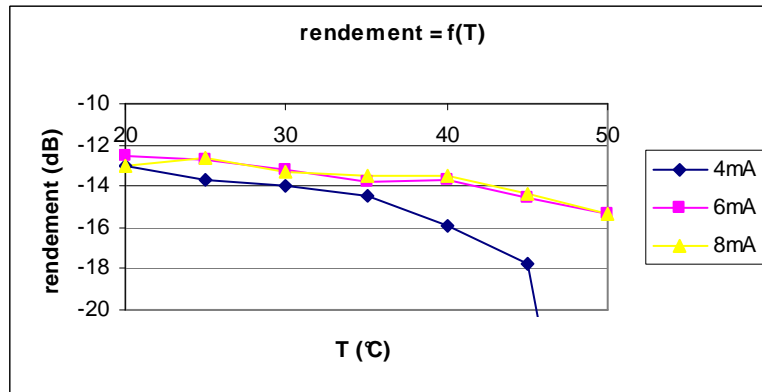


Figure 2-21 : rendement puissance optique /puissance électrique en fonction de la température

Le rendement à température constante se situe aux alentours de 5% et varie peu. Par contre nous pouvons noter une forte dégradation du rendement avec l'augmentation de la température, surtout pour les faibles courants de polarisation.

Caractéristiques spectrales

Ces mesures sont réalisées à l'aide de l'analyseur de spectre optique ANRITSU MS9710C.

Longueur d'onde

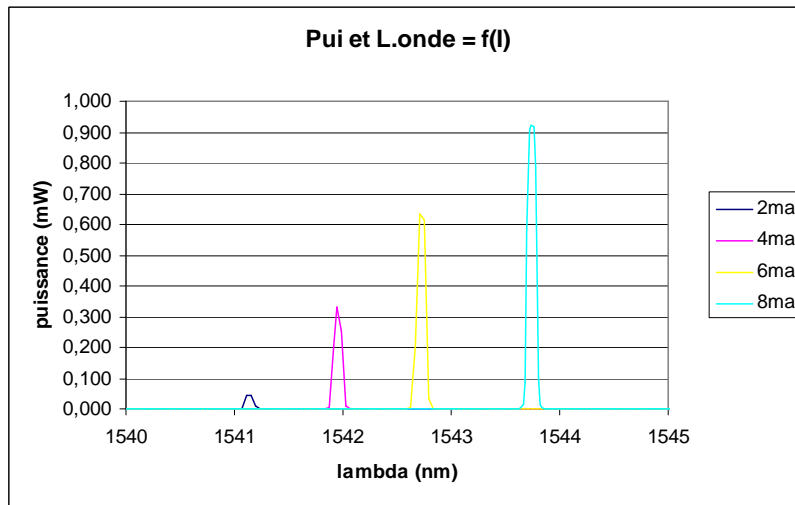


Figure 2-22 : puissance et longueur d'onde en fonction du courant de polarisation

On voit ici l'évolution de la puissance optique et de la longueur d'onde en fonction du courant de polarisation. On constate une différence entre la valeur fournie par le constructeur (val typ.1550nm) et la mesure. Toutefois, on reste dans la plage de tolérances (1510-1580nm).

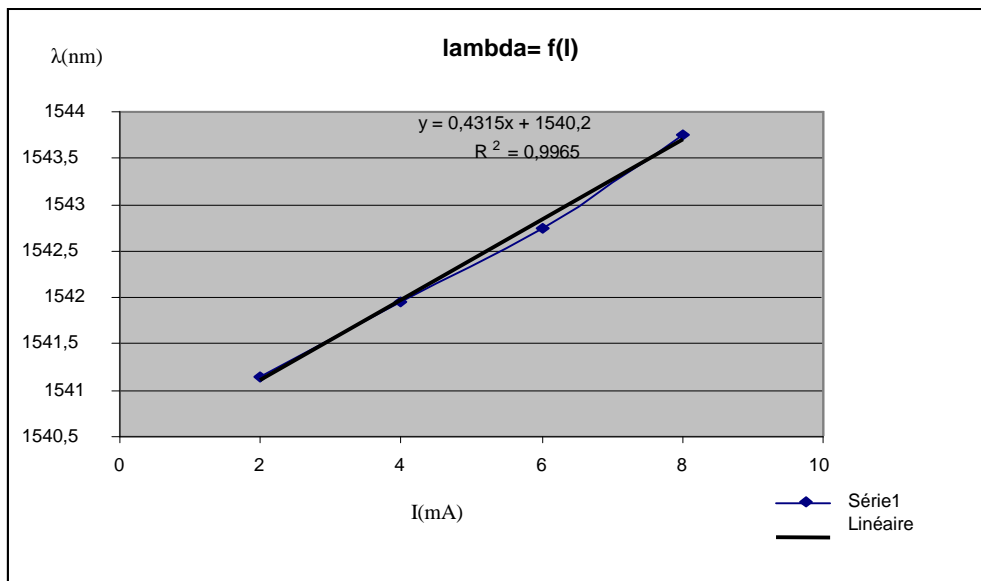


Figure 2-23 : évolution de la longueur d'onde en fonction du courant de polarisation

La variation de la longueur d'onde en fonction du courant est pratiquement linéaire.

Les courbes ci-dessus nous aiderons à chiffrer le chirp adiabatique (glissement en fréquence) du laser, $\Delta \lambda / \Delta I$ soit : 431 pm/mA

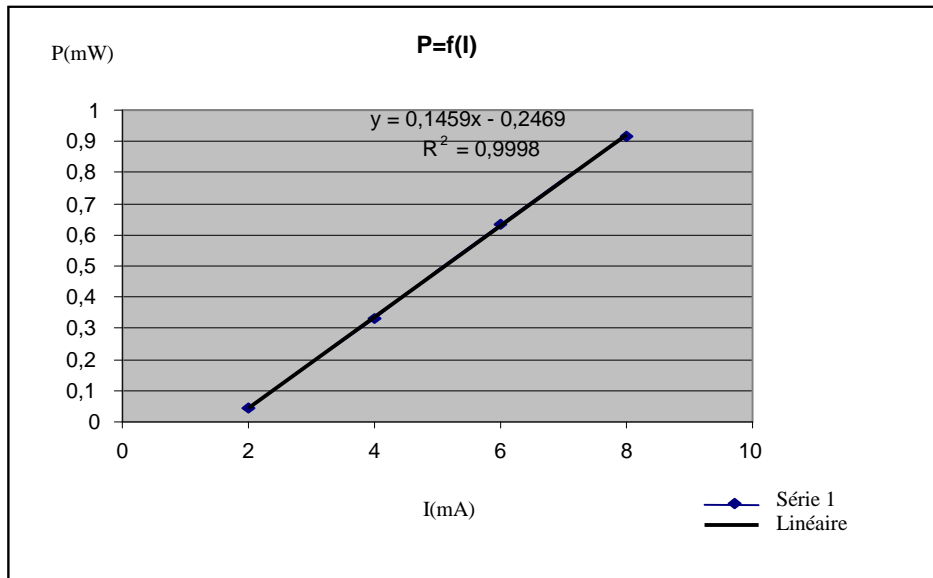


Figure 2-24 : évolution de la puissance optique en fonction du courant de polarisation à température constante

La variation de la puissance optique en fonction du courant de polarisation est linéaire. On ne constate pas graphiquement d'élargissement significatif de la raie.

Lors d'une modulation d'amplitude rapide, on constate une modulation de la fréquence optique ou de la longueur d'onde d'émission. En effet les variations de courant provoquent des variations de la densité de porteurs qui provoquent elles-mêmes des variations de l'indice de réfraction. On parle de chirp dynamique.

Le Chirp se traduit par élargissement dynamique de la raie. Lorsqu'on module directement le laser, la raie laser semble s'élargir proportionnellement à la profondeur de modulation.

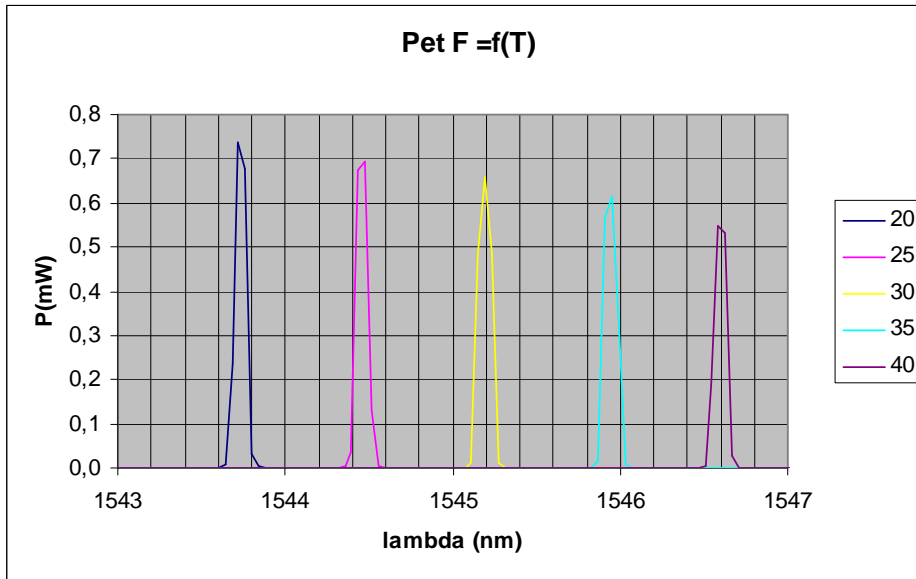


Figure 2-25 : décalage de la longueur d’onde et variation de la puissance optique en fonction de la température

La variation de puissance optique en fonction de la température correspond aux valeurs trouvées dans la littérature. $\Delta P / \Delta T = 8 \cdot 10^{-2} \text{ mW/}^\circ\text{C}$.

La variation de la longueur d’onde en fonction de la température est linéaire et conforme aux valeurs trouvées dans la littérature. $\Delta \lambda / \Delta T = 150 \text{ pm/}^\circ\text{C}$.

On ne constate pas graphiquement d’élargissement significatif de la raie.

SMSR ou rapport de suppression de modes

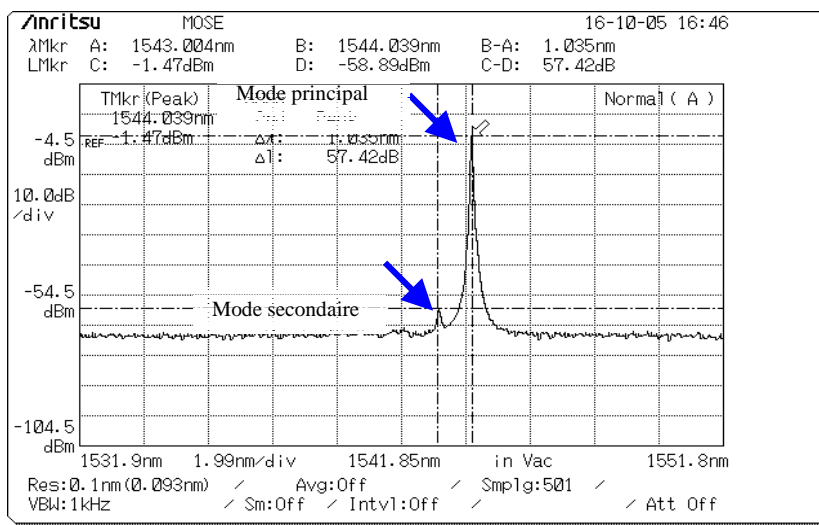


Figure 2-26 : rapport de suppression de modes

Le SMSR (Side Mode Suppression Ratio) est le rapport de puissance optique entre deux modes. Il est ici mesuré à 57,42dB, valeur en accord avec la valeur constructeur (min 35 dB), ce qui confirme que nous sommes en présence d'un laser monomode.

Tableau 2-3 : résumé des principales caractéristiques du VCSEL

Caractéristiques statiques VCSEL à 1500nm
Caractéristique $P=f(I)$ linéaire dans la plage utile
Bonne reproductibilité des mesures $\sigma < 3\%$
Dispersion de la caractéristique $P=f(I)$ en fonction des VCSEL 10% de la valeur mesurée dans la plage utile
Influence de la température sur la puissance optique 0.01mW/°C
Rendement $P_{optique}/P_{électrique}$ stable pour $T^{\circ} < 40^{\circ}C$ pour des courants de polarisation $> 5mA$
Laser monomode

2.2.4 Mesure de RIN haute fréquence

Le VCSEL est polarisé à l'aide d'un courant continu. Il émet une puissance lumineuse proportionnelle à ce courant selon les équations d'évolution du VCSEL. Le VCSEL utilisé est un VCSEL fibré dit « pigtailisé ». Il comporte une longueur de fibre optique entre sa sortie et le connecteur de type FC/PC.

Ce type de connecteur, du fait de sa géométrie, crée des réflexions parasites. Pour s'affranchir de ce phénomène, on utilise un isolateur optique ainsi qu'une connectique de type APC.

La puissance lumineuse reçue par le photodétecteur va être transformée en courant par la photodiode puis en tension via l'amplificateur tansimpédance. Le photodétecteur à une bande passante de l'ordre de la dizaine de Gigahertz, il jouera ici le rôle d'un détecteur d'enveloppe car la fréquence d'oscillation de l'onde issue du laser est d'environ 194 Térhertz. On dispose d'un signal continu bruité en sortie du photodétecteur. On va en éliminer la composante continue à l'aide d'un DC Block. Il ne restera plus que le bruit en entrée de l'ASE.

Le RIN a été défini précédemment comme étant le rapport de la densité spectrale des fluctuations de la puissance optique dans une bande de un Hertz sur le carré de la puissance optique moyenne^[17].

$$RIN = \frac{\langle \delta P_{optique}^2 \rangle}{P_{optique}^2}$$

Équation 2-29

Le courant photodéfecté par la photodiode est proportionnel à la puissance optique délivrée par la diode laser (détecteur quadratique). Cependant, il faudra soustraire le bruit de grenaille du photodétecteur. Le RIN peut donc s'écrire :

$$RIN = \frac{\langle \delta I^2 \rangle - 2q\bar{I}}{\bar{I}^2}$$

Équation 2-30

La densité spectrale de courant photodéfecté est liée à la densité spectrale de tension mesurée à l'analyseur $\langle \delta V_{analyseur}^2 \rangle$ par la relation :

$$\langle \delta I^2 \rangle = \frac{\langle \delta V_{analyseur}^2 \rangle - \langle \delta V_{setup}^2 \rangle}{G_{RF}^2}$$

Équation 2-31

Le courant photodéfecté moyen est lié à la tension mesurée au voltmètre sur la sortie bias monitoring par :

$$\bar{I} = \frac{V_{voltmètre}}{G_{DC}}$$

Équation 2-32

Un analyseur de spectre électrique mesure une densité spectrale de puissance référencée au milliwatt (dBm). On devra donc convertir $\langle \delta V_{analyseur}^2 \rangle$ pour obtenir la densité spectrale de tension.

$$\langle \delta V_{analyseur}^2 \rangle = R_{load} \cdot \frac{10^{\frac{P_{analyseur}}{10}} \cdot 10^{-3}}{RBW}$$

Équation 2-33

$\langle \delta V_{setup}^2 \rangle$ exprime le bruit du banc que lorsque tous les éléments du montage seront allumés, mais que la diode laser ne débitera pas. Cette expression est de la même forme que $\langle \delta V_{analyseur}^2 \rangle$.

On aura donc, finalement l'expression suivante :

$$RIN = \frac{\langle \delta V_{analyseur}^2 \rangle - \langle \delta V_{setup}^2 \rangle - 2q \frac{V_{voltmètre}}{G_{DC}}}{\left(\frac{V_{voltmètre}}{G_{DC}} \right)^2}$$

Équation 2-34

- $V_{voltmètre}$: tension de monitoring du photodétecteur
- R_{load} : impédance d'entrée de l'analyseur de spectre (50 ohms)
- P_{setup} : la densité spectrale de puissance du montage sans polarisation du VCSEL
- $P_{analyseur}$: densité spectrale de puissance lorsque le VCSEL est polarisé
- RBW : bande passante du filtre IF
- G_{RF} : gain de transimpédance du photodétecteur 1000V/A.
- G_{DC} : gain du port bias monitor : 1000V/A
- q : charge élémentaire

Dispositif expérimental

Le montage sera constitué d'une source de courant faible bruit alimentée par batterie pour polariser le VCSEL, d'un isolateur optique, d'un photodétecteur, d'un voltmètre, de la connectique nécessaire, de l'ASE et d'un PC pour traiter les données. Les VCSEL à caractériser sont montés sur un module Pelletier qui permet de réaliser un asservissement en température,

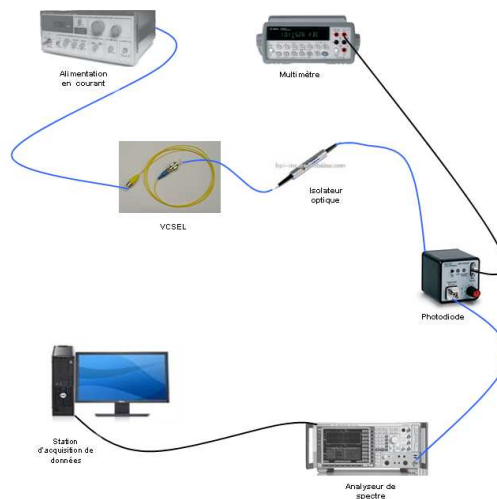


Figure 2-27 : dispositif expérimental

Tableau 2-4 : référence matériel

analyseur de spectre ROHDES & SCHWARZ FSQ 26
20Hz -26GHz
alimentation ILX LDX3620
multimètre AGILENT 34401
module pelletier NEWPORT 3040
isolateur I15P11TU
photodiode new Focus 1544-B

Protocole expérimental

On devra s'assurer, afin de garantir une bonne répétabilité des mesures, de respecter les recommandations suivantes :

- vérification des caractéristiques électriques des appareils (tension d'alimentation)
- autocalibrage des appareils, temps de préchauffage
- contrôle, vérification et nettoyage de la connectique RF
- couples de serrage de la connectique
- vérification et nettoyage des composants fibrés
- protection ESD (Electrical Static Discharge)

Nous sommes ici en train de mesurer un bruit, phénomène stochastique et de faible amplitude. Nous devons donc optimiser l'utilisation des appareils de mesures afin d'obtenir les résultats les plus précis possible.

Tableau 2-5 : réglages de l'ASE

Niveau de référence	de -20 dBm
Atténuation	0dB
RBW	100khz
VBW	30khz
Type de détecteur	RMS
Moyennage	5
Nbre de points	625

Déroulement¹

La figure ci-dessous représente les résultats obtenus lors de la première session de mesures.

¹ Le déroulement précis des opérations est formalisé dans le document « mesure de RIN HF »

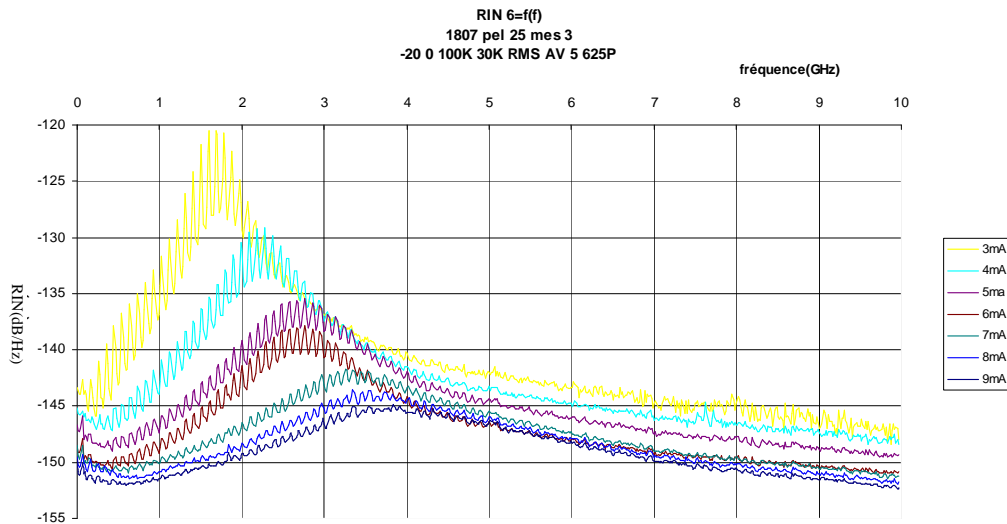


Figure 2-28 : mesure de RIN

Exploitation des résultats

Les premiers résultats montrent des courbes d'allures suspectes. En effet, nous constatons de fortes variations périodiques d'amplitude et cela même en présence d'un isolateur optique. Après différentes manipulations, il est apparu que l'utilisation d'une connectique optique PC (Physical Connector) n'était pas adéquate. Nous avons par conséquent utilisé de la connectique APC (Angle Physical Connector).

De plus, comme on peut le constater sur le tableau 2-V, des réglages non conformes de l'ASE ont invalidé la mesure.

Nous pouvons voir à la figure 2-31 les résultats obtenus en utilisant les paramètres suivants sur l'ASE.

Atténuation : 0dB
Niveau de référence -40dB.
Décteur : RMS
RBW : 2MHZ
VBW : 10MHz
Temps de balayage : 20s
Filtre : normal (gaussien)
Pas de moyennage de traces

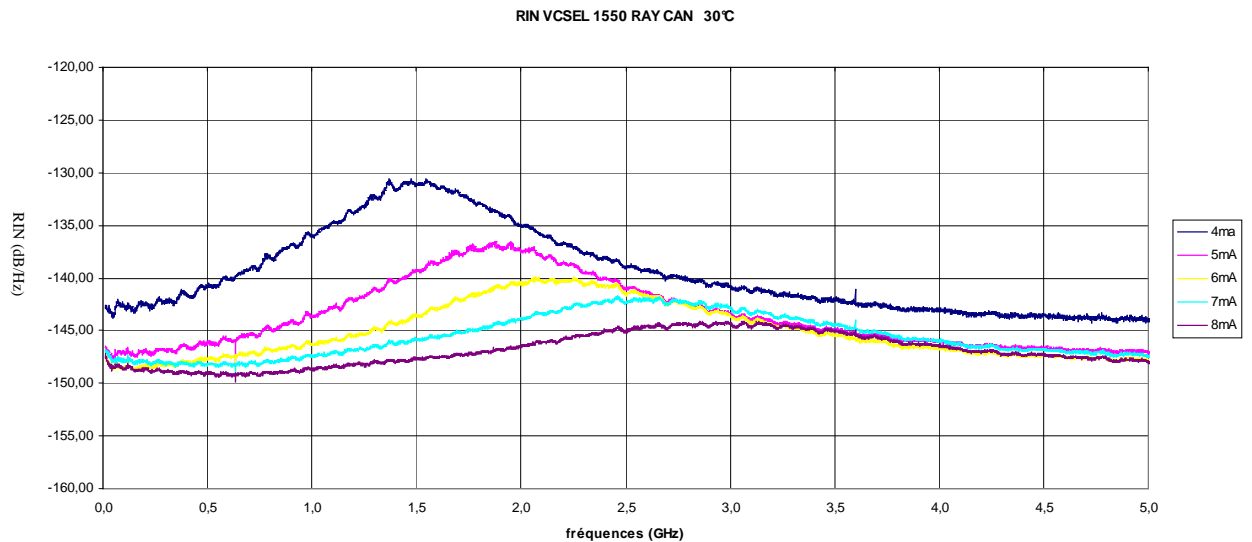


Figure 2-29 : courbes de RIN en fonction du courant de polarisation

Afin de limiter l'impact des sources d'erreurs aléatoires, les mesures ont été reproduites plusieurs fois. La plage de visualisation en fréquences a été réduite afin d'obtenir une meilleure résolution.

Exploitation des résultats

- Mesure RIN avec VCSEL Non contrôlé en température

On peut voir que les ondulations précédentes correspondaient bien à un problème de réflexion sur les connecteurs.

Le plancher de bruit se situe aux alentours de -145 dB/Hz +/- 5 dB/Hz.

Le RIN présente une résonance qui est une fonction croissante (en fréquences) du niveau d'injection.

Le taux d'émission spontanée étant plus important à 3mA qu'à 9 mA l'allure de la courbe confirme les prévisions car la principale source de bruit des lasers à semi-conducteurs est l'émission spontanée.

A 2,5GHz les niveaux de RIN sont compris entre -140 et -145 dB/Hz, ce qui semble être une amélioration par rapport aux résultats obtenus avec la précédente génération de VCSEL.

On devra travailler avec des courants de polarisation de l'ordre de 6 mA ou plus afin de limiter l'impact du RIN.

- Mesure RIN avec VCSEL contrôlé en Température

Les résultats sont présentés sous forme de capture d'écran de l'interface logicielle créée à cet effet que nous détaillerons plus loin.

Le courant de polarisation est de 6mA. On peut noter qu'une augmentation de la température produit une augmentation du niveau de RIN. Cette augmentation est importante pour les fréquences inférieures à 2.5GHz. Mais dans plage de courant de polarisation utile, cette augmentation est de l'ordre 0.2dB/Hz/°C.

On constate un décalage en fréquence du maximum de l'ordre de -13MHz/°C.

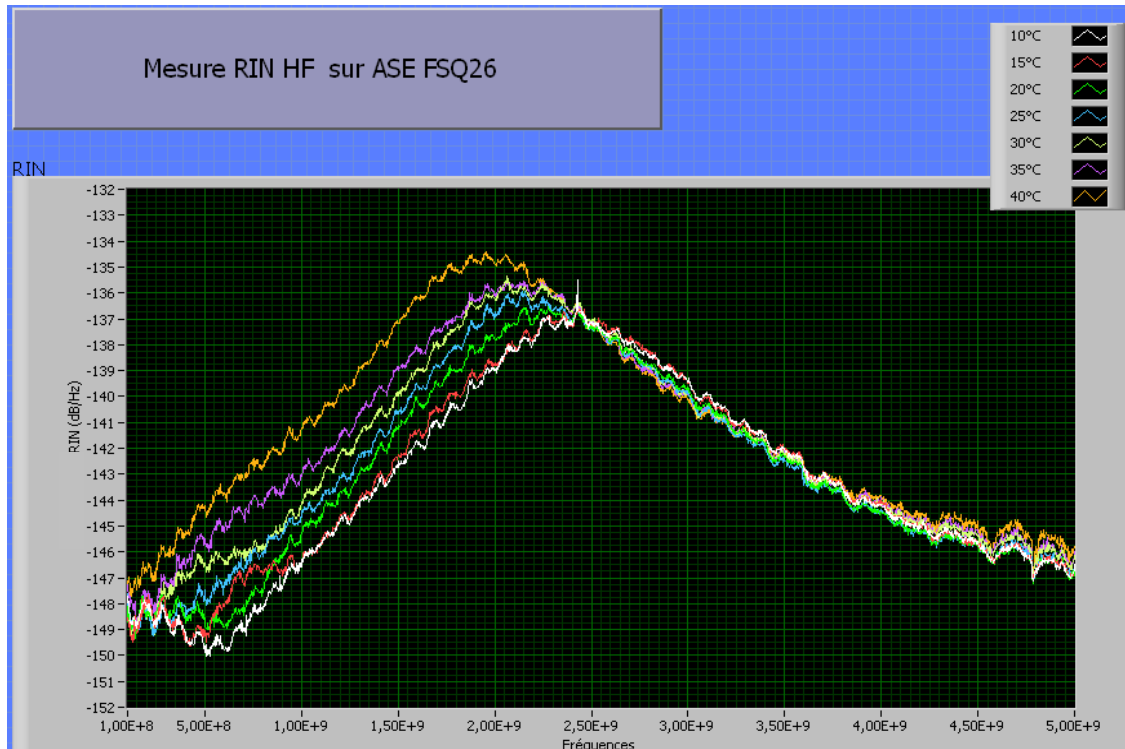


Figure 2-30 : Evolution du RIN en fonction de la température

Evaluation de l'incertitude de mesure

La méthode adoptée ne prend en compte que les facteurs d'incertitude liés au dispositif^[18].

1. incertitude de mesure en amplitude :

Tableau 2-6 : feuille de calcul d'incertitude

feuille de calcul d'incertitude pour analyseur de spectre Rohde & Schwarz				
incertitudes "inhérentes"	Unité dB	incert.stand.	erreur spécifiée	variance σ_i^2
Niveau de la fréquence de référence			0,2	0,0049
réponse en fréquence			0,3	0,490
atténuateur d'entrée			0,2	0,0049
gain IF			0,15	0,0025
linéarité de l'affichage Log			0,1	0,01
Erreur de commutation RBW			0,2	0,0049
Erreur de bande passante RBW	%		10	0,076
somme des variances		$\sum \sigma^2$		0,35
incertitude combinée standard		$\sqrt{\sum \sigma^2}$		0.59
erreur totale (niveau de confiance 95%)				1.16
erreur de désadaptation				
R.O.S. (analyseur)			1.5	
R.O.S. DUT			1.29	
somme des variances		$\sum \sigma^2$		0.035
incertitude combinée standard		$\sqrt{\sum \sigma^2}$		0.19
erreur de désadaptation (95%)				0.37
erreur incluant les erreurs de désadaptation (95%)				1.53

On résume ces incertitudes sous forme d'un tableau. Les valeurs des coefficients des facteurs d'incertitude sont calculées à partir de la documentation constructeur. Dans l'exemple ci-dessus, à titre indicatif, nous arrivons à un résultat entaché d'une incertitude de 1.5 dB (en prenant en compte le facteur d'élargissement correspondant à 95%de niveau de confiance) sur une mesure directe.

Pour les cinq premières sources d'erreur situées dans la partie supérieure du tableau, on retient une loi de distribution rectangulaire dont la variance se calcule comme suit :

$$\sigma^2 = \frac{a^2}{3}$$

Équation 2-35

Avec σ^2 : variance

a : incertitude de mesure maximum (dB)

L'incertitude sur la bande passante est donnée par :

$$\sigma^2 = \frac{\left(10dB \cdot \log\left(1 + \frac{\Delta B_N}{100\%}\right)\right)^2}{3}$$

Équation 2-36

ΔB_N : incertitude sur la bande passante

L'incertitude liée à l'erreur d'adaptation est donnée par

$$\sigma^2 = \frac{(20dB \cdot \log(1 - r_s \cdot r_c))^2}{2}$$

Équation 2-37

Avec

r_s : module du coefficient de réflexion de la source

r_c : module du coefficient de réflexion de l'ASE

Ces coefficients sont donnés par la relation :

$$r = \frac{s-1}{s+1}$$

Équation 2-38

s : R.O.S. (Rapport d'Ondes Stationnaires)

le R.O.S. de notre D.U.T. a été mesuré à 1,296

2. incertitude de mesure en fréquence

Nous appliquons la formule du constructeur liée à la résolution en fréquence du marqueur pour une fréquence mesurée à 5 GHz, ce qui correspond au centre de la plage de fréquence que nous avons à balayer pour la mesure de RIN. Nous avons :

$$(\pm (\text{Fréquence lue}) \cdot (\text{erreur de référence fréquence}) + 0.5[\text{span}/(\text{sweep points}-1)] + 10\% \text{ du RBW} + 1\text{Hz})$$

On s'aperçoit que dans le cas de la mesure de RIN directe par balayage, on obtient des résultats approximatifs.

$$5 \cdot 10^9 \cdot 1,8 \cdot 10^{-7} = \dots\dots\dots 900\text{Hz}$$

$$0.5[\text{span}/(\text{sweep points}-1)] \rightarrow = 10^{10} / 1000 = \dots\dots\dots + 10\text{MHz}$$

$$0.10 \cdot 10\text{MHz} = \dots\dots\dots + 1\text{MHz}$$

$$\dots\dots\dots + 1\text{ Hz}$$

Soit un total d'environ 12MHz. Or, on sait que la précision absolue en fréquence de ce genre d'appareil est inférieure au kilohertz. Donc l'incertitude en fréquence, engendrée par cette méthode de mesure est élevée.

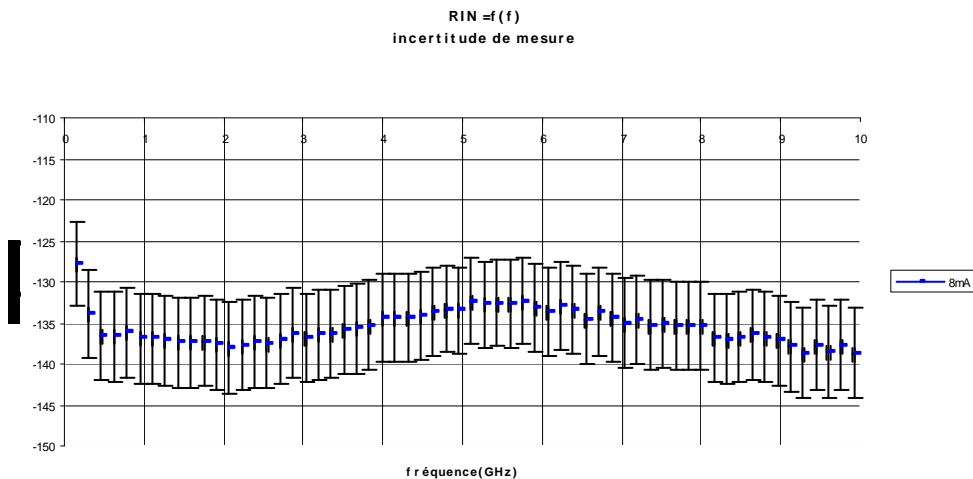


Figure 2-31 : mesure avec incertitude en puissance

L'erreur SPAN/Nbre de points pourra être sensiblement réduite en augmentant le nombre de points de mesure. Il en est de même pour l'erreur liée au RBW qui pourra être ramenée à quelques dizaines de kilohertz pour un temps de mesure raisonnablement long en diminuant la bande passante du filtre FI.

Les autres composantes sont tenues pour négligeables. Donc en prenant 10000 points et un RBW de 1 MHz nous arrivons à une incertitude de mesure sur la fréquence aux alentours de 1MHz.

L'utilisation du compteur de fréquence, si elle peut être mise en œuvre, améliore plus que sensiblement la précision sur la fréquence puisqu'elle ne sera plus fonction que de l'erreur de la référence interne.

Une évaluation de l'incertitude maximum de mesure liée à la méthode de mesurage est fournie en annexe elle nous montre que nous obtenons une incertitude standard relative de l'ordre de 3 à 9%.

2.2.5 Réalisation d'une interface de mesure de RIN HF

Cahier des charges

- Création d'un outil de mesure de RIN automatisée pour laser à semi-conducteur
- Cet outil devra être validé
- La mesure que fournit cet outil devra être évaluée en termes de précision.

Banc de mesure

Tableau 2-7 : éléments du banc de mesure RIN HF

analyseur de spectre ROHDES & SCHWARZ FSQ 26
20Hz -26GHz N'série 200207,
référence ISAE : 1104Ms01

alimentation ILX LDX3620
multimètre AGILENT 34401
module pelletier NEWPORT 3040
isolateur optique I15P11TU
photodiode new Focus 1544-B
câbles 3.5

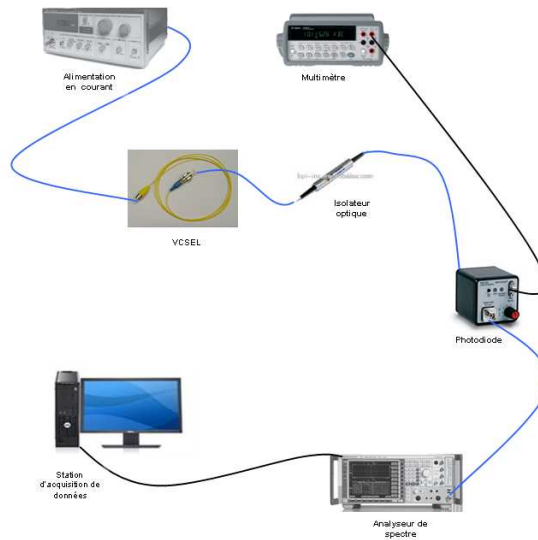


Figure 2-32 : Schéma du banc de mesure de RIN

Mode opératoire

Principe de la mesure :

On mesurera, dans un premier temps, la puissance « P_{setup} » qui correspond au bruit généré par le montage. Puis on effectuera les mesures pour les différents courants de polarisation de la diode laser. Le principe est de balayer le spectre pour chaque courant de polarisation. L'alimentation faible bruit ILX ne possédant pas d'interface de communication, il est demandé à l'utilisateur, au moyen d'une boîte de dialogue, dans un premier temps de réaliser la mesure du bruit du montage. Après quoi, il lui est demandé de polariser le VCSEL, pour chaque courant de polarisation choisi.

Algorithme

- Piloter les différents instruments.
 - Initialiser les instruments
 - Régler les paramètres
- Afficher les résultats sous forme de courbes
 - Acquisition des valeurs mesurées
 - Calcul du RIN
 - Affichage
- Sauvegarder les résultats de la mesure pour traitement (Excel, Matlab)
- Elaborer une documentation du logiciel

Tableau 2-8 paramètres de l'IHM

Paramètres de mesure	plage de fréquences
	nombre de points
	nombre de mesures
	moyennage
	durée de balayage
	niveau de référence
	atténuation
Configuration matérielle	bande passante de résolution
	RBW
	bande passante vidéo VBW
	type de détecteur
	type de filtre

Description sommaire

- Utilisation de la fonctionnalité VISA de Labview qui est un driver de contrôle d'instruments pour communiquer avec l'ASE et le multimètre.
- Utilisation des modules des drivers Rohde & Schwarz et Agilent sous Labview, pour régler les différents paramètres de chaque instrument.
- Utilisation de commandes et d'indicateurs pour gérer le bon déroulement de l'acquisition.

L'IHM permet à l'utilisateur de régler les paramètres suivants :

PARAMETRES	COMMENTAIRE
Atténuation : 0dB	pour limiter l'influence du facteur de bruit de l'ASE et limiter les erreurs d'amplitude.
Niveau de référence -40dB.	après avoir fait une mesure pour estimer le niveau de signal maximum reçu, on règle le niveau le plus bas possible en gardant une marge de sécurité
Détecteur : RMS	
RBW : 2MHZ	
VBW : 10MHz	pour éviter le surmoyennage avec le détecteur RMS
Temps de balayage : 20s	c'est temps de balayage qui sert à moyenner la trace quand on utilise le détecteur RMS.
Filtre : normal (gaussien)	Mesure de bruit
Pas de moyennage de traces	Il est proscrit avec le détecteur RMS.

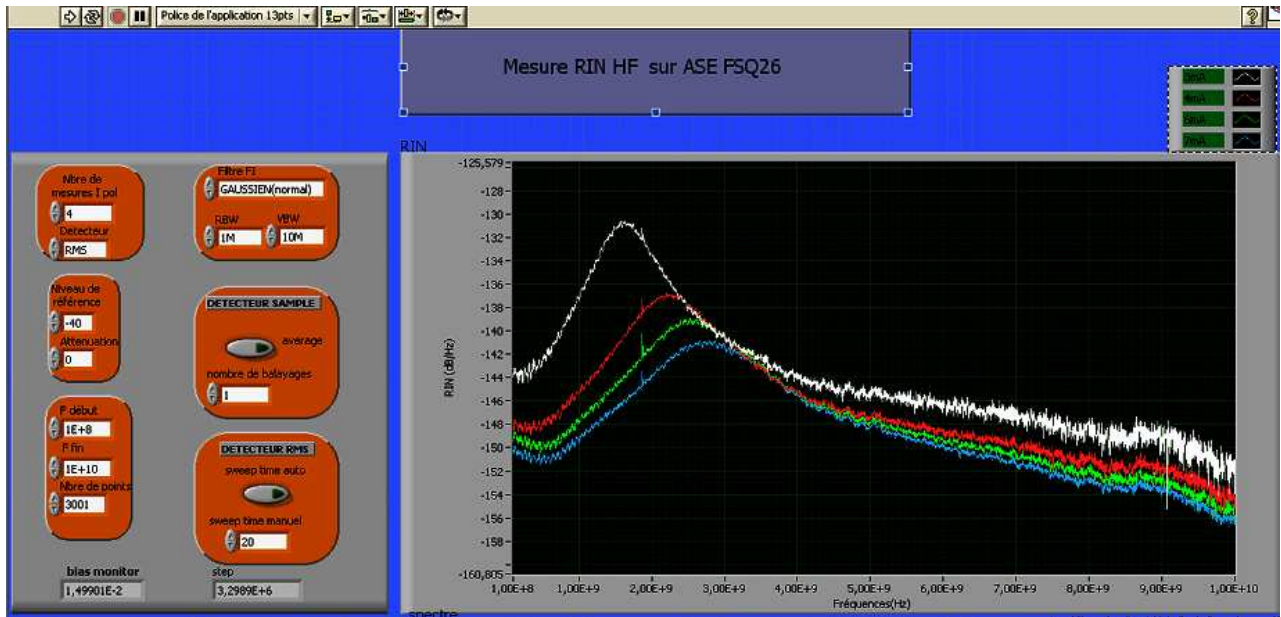


Figure 2-33 : exemple IHM LABVIEW mesure de RIN HF

Validation du logiciel

Le plan de validation s'articule ainsi :

- Vérification de la partie paramétrage des données
- Vérification de la partie calcul
- Vérification de la partie affichage du résultat
- Vérification de la partie sauvegarde des données

Une comparaison de résultats avec des mesures certifiées n'a pas été effectuée à ce jour.

2.2.6 Mesure du RIN BF

Les lasers présentent une fluctuation naturelle d'amplitude à basse fréquence, généralement de forme dite en « 1/f ». La caractérisation de ce bruit, dit RIN basse fréquence, ne peut se faire par une mesure directe à l'analyseur de spectre à balayage. Cette mesure se fait à l'aide d'un analyseur de spectre FFT. Profitant de l'expertise dans ce domaine de spécialistes, nous sommes allés effectuer la mesure de RIN basses fréquences au LAAS.

Banc de mesure

Analyseur FFT AVANTEST R9211B

Photodiode THORLABS PDA8GS

Certaines précautions sont à prendre afin de s'affranchir des perturbations extérieures.

La photodiode de réception et le laser doivent être montés sur batteries. La mesure sera effectuée en cage de Faraday. Nous utiliserons comme précédemment un isolateur optique, ainsi qu'une connectique de type FC/APC.

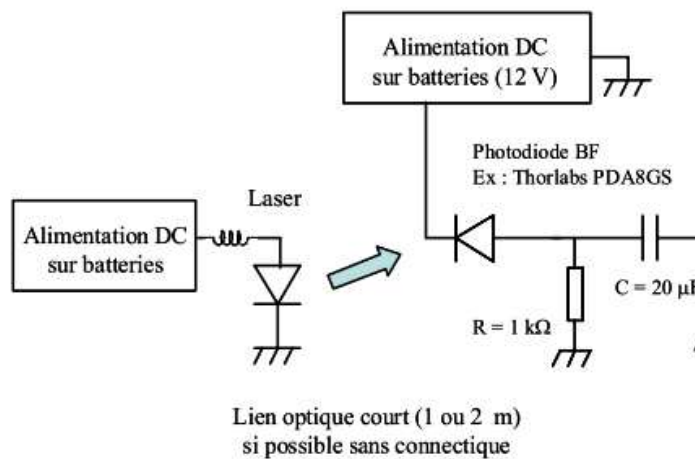


Figure 2-34 : banc de mesure RIN BF

Cette mesure n'a été effectuée qu'une seule fois, ce qui ne permet pas de s'affranchir des sources d'erreurs aléatoires.

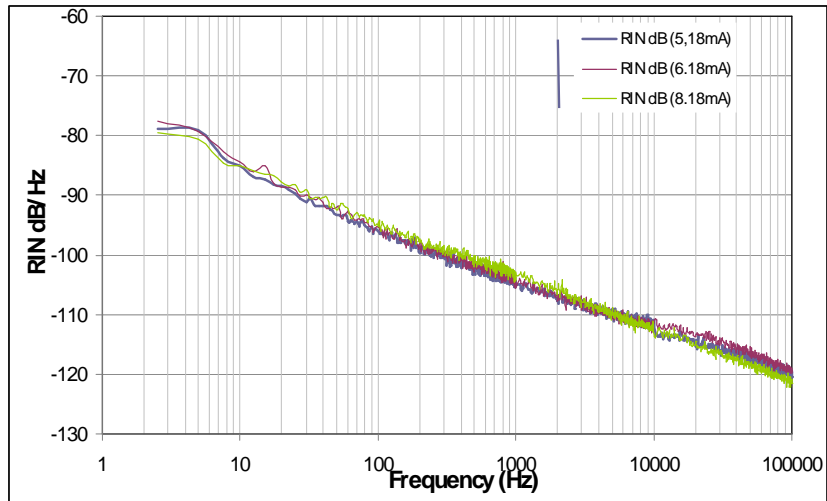


Figure 2-35 : RIN BF d'un VCSEL à 1300nm

Les résultats montrent que les performances sont nettement moins bonnes que celles d'une diode laser DFB. Ces deux mesures ont été réalisées au LAAS.

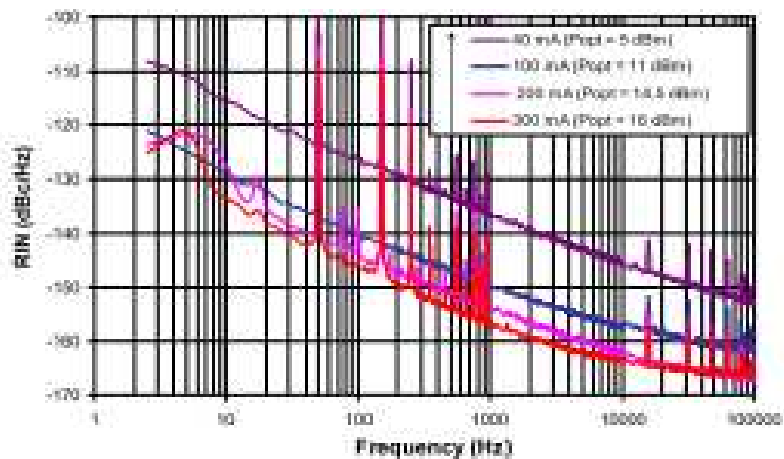


Figure 2-36 RIN DFB EM253

banc de mesure de RIN BF

la mesure de RIN BF s'effectue selon le même principe que la mesure de RIN HF, en remplaçant toutefois l'analyseur de spectre hétérodyne par un analyseur de spectre FFT. Il est également nécessaire de disposer d'alimentations sur batteries pour la polarisation du VCSEL ainsi que pour la photodiode. De plus, les mesures seront nécessairement effectuées en cage de FARADAY. A l'heure actuelle nous ne disposons pas d'alimentation sur batteries pour la photodiode. J'ai néanmoins effectué des mesures que j'ai pu comparées à celles effectuées au LAAS.

Tableau 2-9 : éléments du banc de mesure RIN BF

Analyseur FFT Stanford Research Institut SR770
alimentation ILX LDX3620
multimètre AGILENT 34401
isolateur optique I15P11TU
photodiode new Focus 1544-B
 câbles 3.5

L'ASE FFT propose des mesures par plages de fréquences, le programme proposé ici ne permet d'effectuer la mesure que sur une plage sélectionnée par l'utilisateur.

Interface utilisateur de mesure de RIN BF

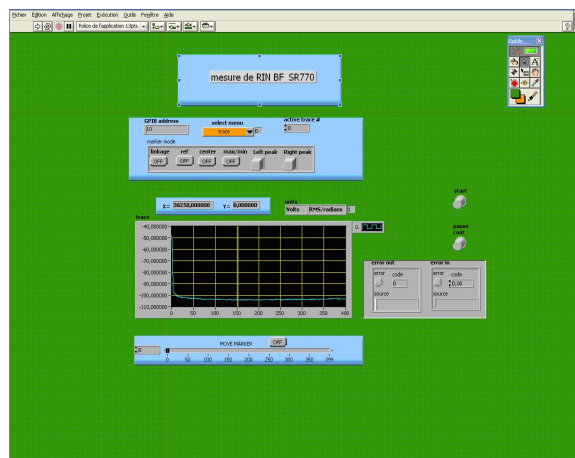


Figure 2-37 interface utilisateur RIN BF

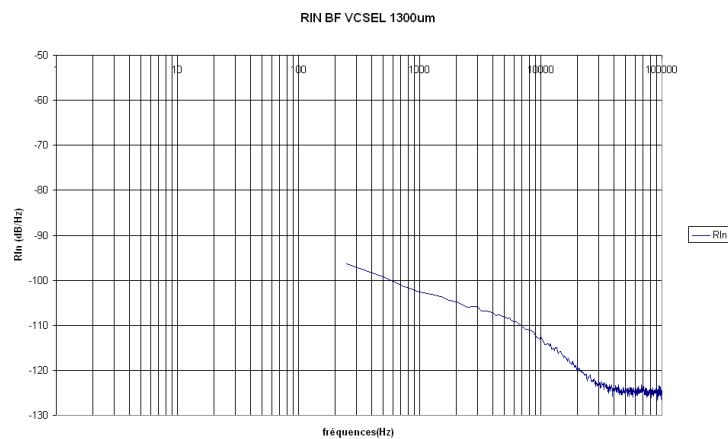


Figure 2-38 résultats mesure RIN BF à l'ISAE

Pour de plus amples informations, consulter la procédure « mesure de RIN BF »

Conclusion sur les résultats de mesure de RIN

Malgré des évolutions techniques dans la fabrication des VCSEL, les performances en termes de RIN restent moins bonnes que celles de leur concurrent direct. Les DFB.

Tableau 2-10 : comparaison des RIN des VCSEL et des DFB

	DFB	VCSEL
RINBF[100Hz] (dB/Hz)	-145	-95
RINHF[5GHz] (dB/Hz)	-160	-145

L'évaluation des améliorations des performances des VCSEL en RIN HF n'a pu être que qualitative. Le manque de traçabilité sur les méthodes de mesures utilisées précédemment et le mode de calcul de l'incertitude ne nous permettent de pas de chiffrer l'amélioration des performances. Quant à la mesure de RIN BF, le manque de résultats antérieurs ne nous permet pas de tirer de conclusions en termes d'amélioration.

La mise en œuvre de banc de mesure et de procédures documentées, permettra à long terme, d'améliorer la fiabilité des résultats entre autre en permettant une approche statistique de l'incertitude de mesure plutôt qu'un calcul d'erreur maximale.

2.3 Caractérisation dynamique des composants

Il s'agit ici d'étudier la réponse dynamique de chaque élément de l'oscillateur.

Pour les composants de la partie optique, nous utiliserons l'analyseur de réseau vectoriel Hewlett Packard 8510C. Cet ARV, qui comporte un tiroir optique, sera utilisé pour caractériser la diode laser, la photodiode et la fibre optique. Le calibrage utilisé, sera de type calibrage SOLT.^[19] (cf 2.32)

Pour les composants hyperfréquences, nous utiliserons l'analyseur de réseau vectoriel Rodhe & Schwarz ZVL. Le calibrage utilisé sera de type calibrage SOLT. (cf 2.32)

2.3.1 Les paramètres de dispersion (paramètres S)

Soit un quadripôle alimenté par une source micro-onde. Une partie de la puissance incidente va être réfléchiée vers le générateur, puis réfléchiée par le générateur vers le quadripôle ; donnant naissance à une onde stationnaire.

La valeur de la tension en un point donné sur la ligne est la somme des ondes incidentes et réfléchies en ce point. Le courant total est la différence entre les tensions des ondes incidentes et réfléchies divisée par l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne.

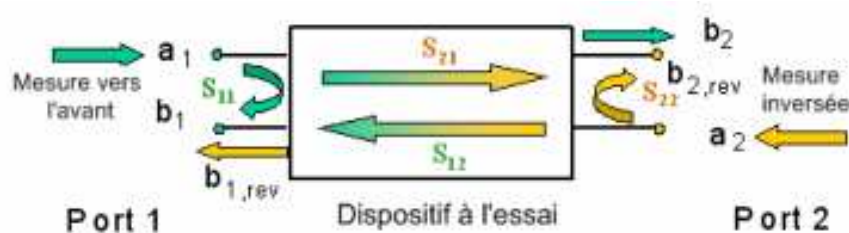


Figure 2-39 : schéma de principe de la mesure des paramètres S

- S11** est le coefficient de réflexion en entrée
- S21** est le coefficient de transmission direct
- S12** est le coefficient de transmission inverse
- S22** est le coefficient de réflexion en sortie

2.3.2 Mesures à l'analyseur de réseau

Un analyseur de réseaux est un appareil de mesure destiné à caractériser un composant ou un dispositif multiport, actif ou passif, supposé linéaire.

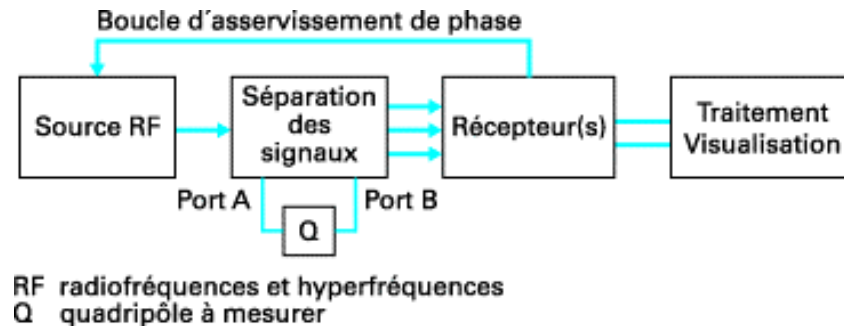


Figure 2-40 : synoptique d'un analyseur de réseau

Un analyseur de réseau comporte d'une manière générale :

- Un module de génération du signal hyperfréquence (source RF type synthétiseur ou wobulateur)
- Un module de séparation des signaux
- Un récepteur
- Un module de traitement et de contrôle numérique

Le module de génération du signal se compose d'une source RF de type synthétiseur ou wobulateur.

Le module de séparation regroupe un diviseur de puissance qui doit séparer en deux voies le signal issu du générateur. L'une des deux voies servira de référence, l'autre sera appliquée au dispositif sous test. Il comprend également des commutateurs et un coupleur.

Pour les ARV vectoriels, le module de réception et de détection est un dispositif complexe. La détermination de la phase impose de travailler à basse fréquence. Le récepteur comporte donc une ou plusieurs translations de fréquence, opération linéaire conservant la phase du signal.

Le module de traitement et de visualisation numérise le signal après le changement de fréquence.

Mesures des paramètres de dispersion

- Mesures de transmission : on mesure le rapport de la tension transmise sur la tension incidente pour une même impédance de référence.
- Mesure de réflexion : on mesure le rapport de la tension réfléchie sur la tension incidente.

L'ARV permet de mesurer la linéarité de phase en mesurant le retard de groupe.

Paramètres d'erreurs

Erreurs systématiques : on distingue 4 types d'erreurs :

- Les erreurs de directivité : elles sont dues à la directivité des coupleurs
- Les erreurs de désadaptation : elles sont séparées en désadaptation de charge et désadaptation de source.
- Les erreurs de réponse en fréquence: au niveau du plan de test les rapports onde réfléchie /onde référence et onde transmise/onde référence varient en fonction de la fréquence.
- Les erreurs d'isolation (ou diaphonie) : elles recouvrent toutes les fuites au niveau des voies (port A et B). La cause principale est l'isolation non infinie des coupleurs.

Calibrage

Il existe plusieurs types de calibrage dont la méthode SOLT (Short Open Load Thru). Cette méthode élimine les erreurs systématiques de mesure à l'ARV. Elle consiste à mesurer successivement un court-circuit, un circuit ouvert, une charge adaptée et une connexion directe entre les deux voies de l'ARV. Ces étalons sont fournis dans le kit de calibrage.

On trouve aussi : la méthode TRL et une variante la méthode LRL et La méthode E-CAL qui est un calibrage électronique interne.

Dispositif expérimental pour les mesures optiques

Il est constitué d'un analyseur de réseaux vectoriel Hewlett-Packard 8510C et d'un analyseur de composants optoélectroniques Hewlett-Packard 83420A.

Ce dispositif permet d'effectuer les mesures de fonction de transfert de composants possédant au moins un accès optique^[20].

Trois types de mesures optiques peuvent être effectués:

- La mesure E/O (Electrique/Optique) : le signal d'entrée est un stimulus électrique fourni. La sortie est une onde optique. On caractérise ainsi les diodes lasers et modulateurs électro-optiques.

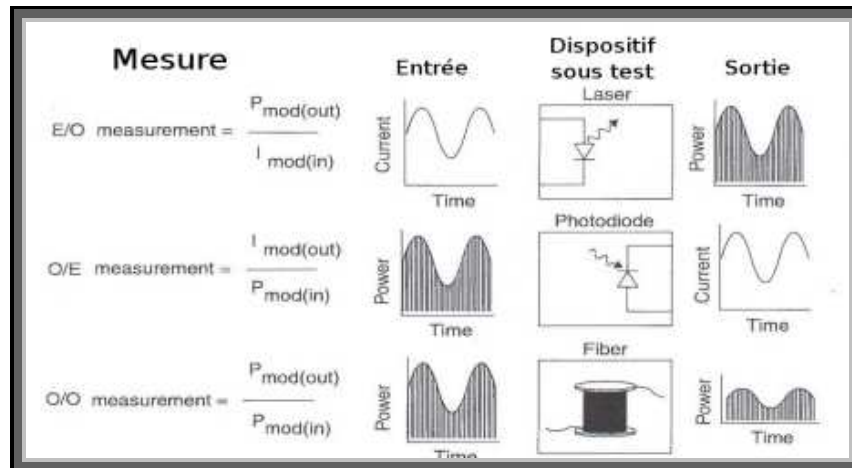


Figure 2-41 : Les différents types de mesures optiques

- La mesure O/E (Optique/Electrique) : le signal d'entrée est un signal optique modulé. La sortie est un signal électrique. Les photodétecteurs sont ainsi caractérisés.
- La mesure O/O (Optique/Optique) : les signaux en entrée et en sortie sont des signaux optiques modulés. Cette mesure est utilisée pour caractériser les fibres optiques.

Le tiroir optoélectronique HP 83420A est constitué d'une source optique calibrée et d'un photodétecteur suivi d'un amplificateur large bande.

Un calibrage usine de la réponse en amplitude et en phase archivé sur le disque dur du banc est utilisé pour les calibrations E/O et O/E.

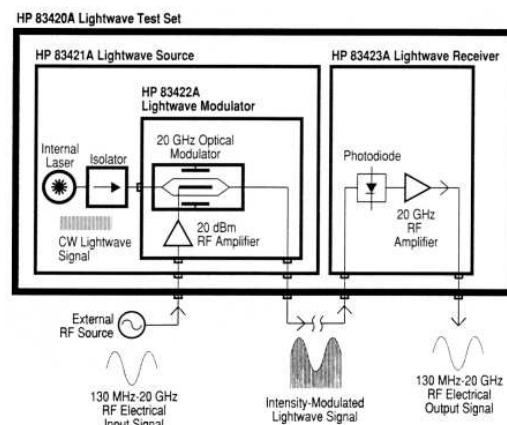


Figure 2-42 : Schéma simplifié de l'extension optoélectronique

Avant toute mesure, un calibrage est nécessaire. Les résultats sont comparés au calibrage usine du photorécepteur.

Après correction, l'exactitude des mesures est dépendante des caractéristiques de l'étalon ainsi que de la connectique. Un câble mal serré peut entraîner une erreur de quelques degrés sur la phase.

Procédure de calibrage

- Choix de la puissance délivrée par la source RF. On choisit la puissance en fonction des caractéristiques du dispositif à caractériser. Bien s'assurer que dans le cas d'un dispositif actif la puissance en sortie du dispositif n'excède pas la puissance maximale admissible.
- Choix de la fréquence (voir bande passante).
- Choix de la bande passante pour laquelle sera effectué le calibrage. La précision de la mesure dépend de la bande passante choisie.
- La procédure de calibrage peut alors commencer.

Les recommandations suivantes doivent être suivies :

- Ne pas toucher les surfaces de contact des connecteurs,
- Nettoyages très fréquents à l'air et réguliers à l'aide d'un solvant type (fréon)
- Utilisation de bouchons de protection
- Afin de ne pas dégrader les surfaces de contact, il ne faut pas faire tourner le connecteur mais la molette.
- Les câbles doivent être stockés à plat et ne doivent pas être soumis à des contraintes de serrage trop importantes.

NOTE :L'évaluation de l'incertitude de mesure sur les résultats ne sera pas entreprise ici.

2.3.3 Mesures des paramètres S

Mesure du paramètre S21 VCSEL RAY CAN 2.5Gbits

Tableau 2-11 : spécifications constructeur

Courant de seuil	2mA
Résistance série : typ	100ohms
λ	min , 1510 Typ 1550 , max 1580
SMSR	Typ 35 dB
Rise et fall time	100-150 ps

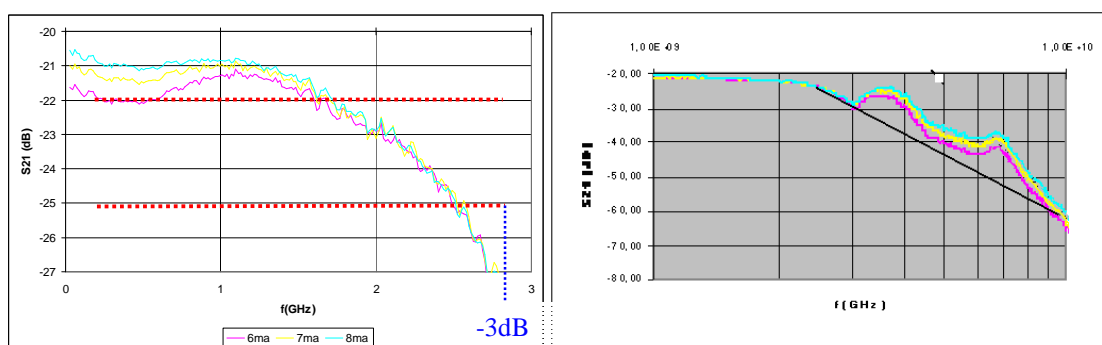


Figure 2-43 : bande passante

On mesure ici une bande passante à -3dB d'environ 2.5 GHz, ce qui est une valeur conforme aux données constructeur. Cette fréquence de coupure est due à la configuration matérielle du VCSEL. En effet, nous travaillons ici avec un VCSEL « pigtail », c'est-à-dire fibré. Cette longueur de fibre crée une autre « cavité » par réflexion du signal au bout du connecteur. Ce phénomène et les pertes au niveau des soudures provoquent une diminution sensible de la bande passante. On peut distinguer la présence d'une fréquence de résonance. L'allure générale de la courbe fait apparaître un comportement correspondant à un système d'ordre élevé.

Mesures du paramètre S21 de la photodiode

Photodiode New Focus 1544-B

Tableau 2-12 : spécifications constructeur

Gamme de longueur d'onde	400-1650nm
Bande passante	DC to 12 GHz
Transimpedance gain	-1000V/A
Typical maximum responsivity	0.85 A/W
Impédance de sortie	50ohms
nep	100pW/√Hz
gain	1V/mA

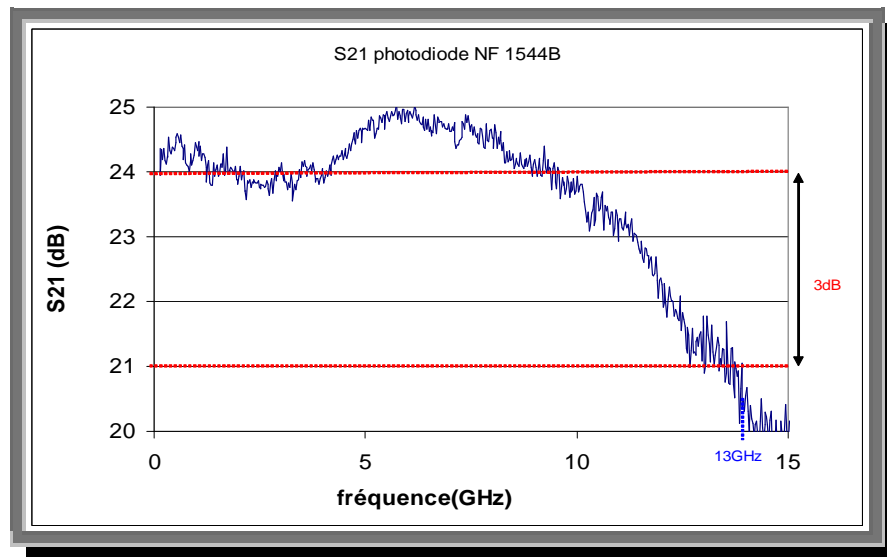


Figure 2-44 : Mesure S21 photodiode

De la mesure de |S21| aux basses fréquences, on tire le rendement de l'ensemble du photodétecteur.

|S21| ≈ 24dB;

$$\text{Mesure O/E} = \frac{I_{\text{mod out}}}{P_{\text{mod in}}} = \frac{\mathcal{R} \cdot G}{R}$$

$$10^{\frac{24}{20}} \cdot \frac{R}{\Re} = G$$

Application numérique

$$G = 15,8 \cdot \frac{50}{0,85} = 929$$

R : résistance du photodétecteur

G : gain de du photodétecteur

\Re : responsivité de la photodiode

Cette valeur confirme les données constructeur. La fréquence de coupure est de l'ordre de 13GHz ce qui est conforme aux spécifications constructeur.

Mesure paramètres S du filtre Reactel waveguide filter 4W8-2492-3 311

Tableau 2-13 : spécifications constructeur

fréquence centrale	2492 MHz
bande passante à -3dB	3 MHz
pertes d'insertion	1.5dB
Impédance	50Ohms

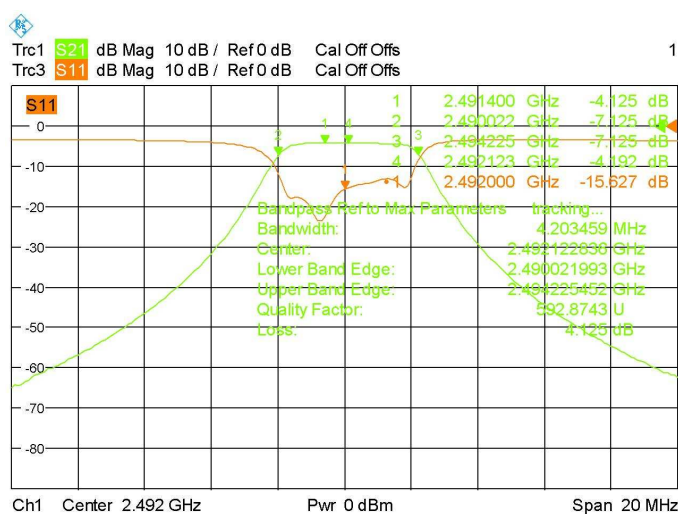


Figure 2-45 : mesure en transmission et réflexion

La mesure donne une bande passante un peu plus élevée que celle indiquée dans les spécifications constructeur.

On en déduit un coefficient de qualité Q_0 de 593.

Mesure du paramètre S21 de l'amplificateur Steal Microwave SM2040-37H

Tableau 2-14 : spécifications constructeur

Puissance (P1dB)	37 dBm
Gain linéaire	37 +/- 1dB
La figure de bruit	3.5dB
Input return loss	-10.2 dB
Bande passante	2-4GHz
OIP3 point d'interception 3 ordre	47 dBm

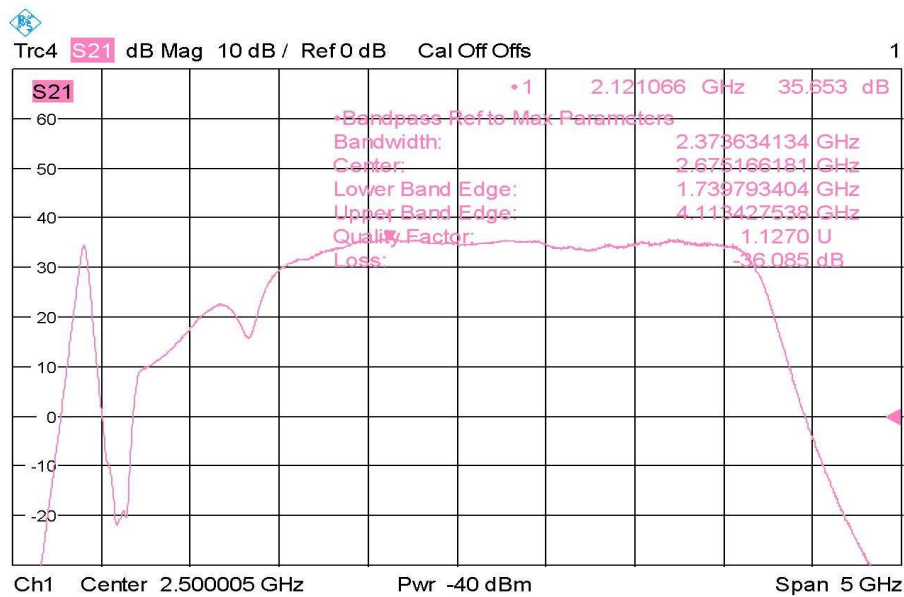
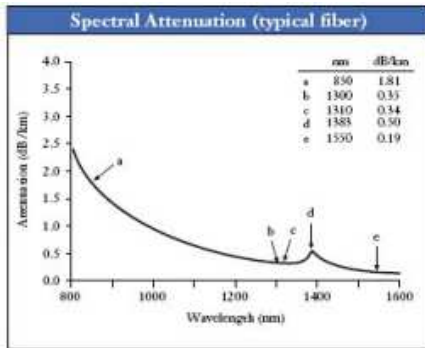


Figure 2-46 : mesure en transmission

Nous mesurons une bande passante de 2.37 GHz, La bande passante de 2-4GHz est vérifiée. Le gain mesuré est de 35.3dB ce qui est proche de la valeur annoncée.

Mesure du paramètre S21 de la fibre optique

FIBRE OPTIQUE CORNING SMF28



Paramètre	Valeur	Unité
Diamètre de cœur	8,2	μm
Diamètre de mode (@1550 nm)	10,4	μm
Indice effectif (@1550 nm)	1,4682	
Différence d'indice de réfraction	0,36%	
Ouverture Numérique	0,14	
Atténuation (@1550 nm)	≤ 0,30	dB/km
Longueur d'onde de coupure	1260	nm
(*) Longueur d'onde de dispersion nulle (λ_0)	1313	nm
(*) Pente de la dispersion (S_0)	0,086	ps/(nm ² .km)

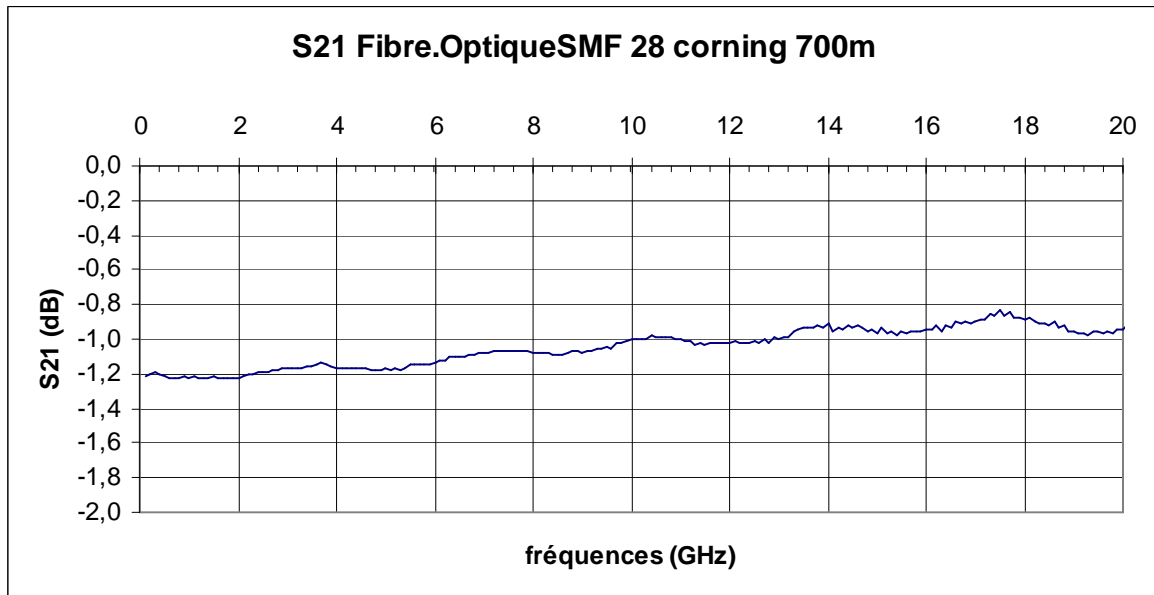


Figure 2-47 : mesure en transmission

Nous constatons ici une perte moyenne aux environs de 1dB. La valeur fournie par le constructeur est de 0.3dB/km. L'écart constaté entre la valeur constructeur et le résultat de la mesure peut être attribuer à la connectique.

Mesure des paramètres S du té de polarisation GLB265 « Gigalane » Agilent

Tableau 2-15 : spécifications constructeur

Bande passante	16KHz à 26.5GHz
Pertes d'insertion	-1.0 dB max
Return loss	: -15 dB max
Impedance	50ohms
Isolation	50 dB typical

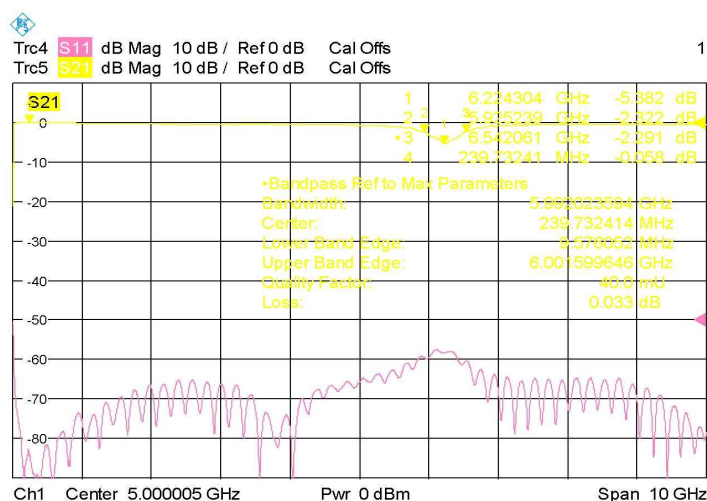


Figure 2-48 : mesure en transmission et réflexion

DC Block DCB24 Marki Microwave

On utilise un DC BLOCK qui permet de supprimer la composante continue du signal afin de ne pas endommager l'analyseur de spectre. Ce composant n'étant pas compris dans la boucle de l'oscillateur, il ne sera pas décrit en détail.

Tableau 2-16 : spécifications constructeur

Pertes d'insertion	0.6dB
--------------------	-------

Mesure du paramètre S21 du coupleur directionnel DC-R000-20S (Universal MicrowaveComponentsCorp.)

Tableau 2-17 : spécifications constructeur

Bande passante	1-12.4 GHz
Total loss : IN OUT	0.53dB
Isolation min (OUT-CPL)	35.2 dB
Directivité min	13.9 dB
Input VSWR (ROS)	19.7 dBr
Output VSWR	21.7 dBr

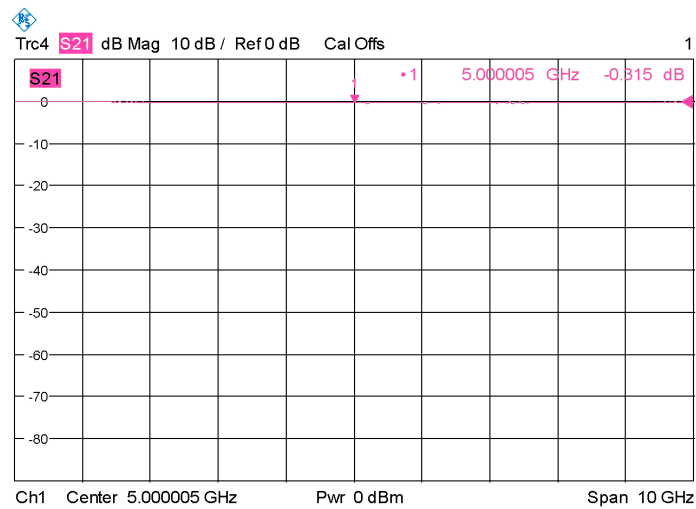


Figure 2-49 : mesure en transmission

Mesure du paramètre S21 de la chaîne hyperfréquences du VBO

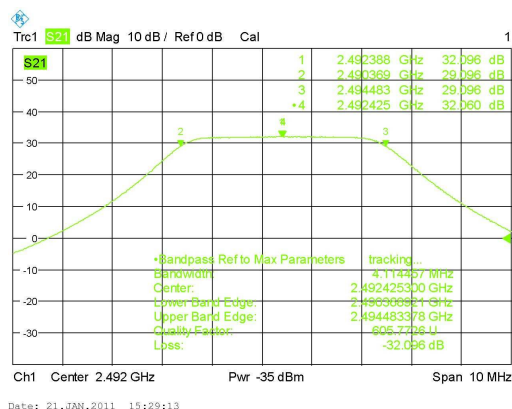


Figure 2-50 : mesure en transmission

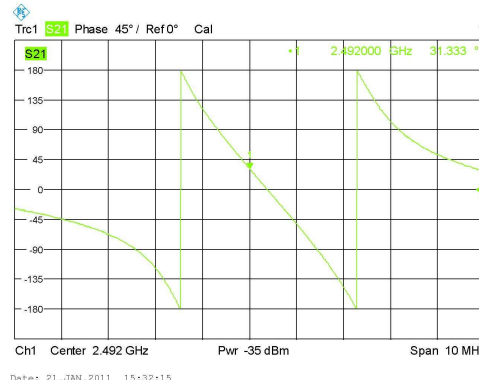


Figure 2-51 : mesure de phase

La figure 2-51 nous permet de constater que la valeur totale des pertes mesurées de la partie hyperfréquences du VBO se situe aux alentours de 5dB pour une valeur calculée aux alentours de 4dB, sans compter les pertes dues à la connectique. La figure 2-52 nous permet de constater la linéarité de la phase.

Conclusion des mesures de caractérisation dynamique

Ces mesures ont permis de valider les caractéristiques annoncées des différents éléments du VBO.

Tableau 2-18 : résultats mesures dynamiques

Bande passante du filtre	2,490 - 2,494GHz
Facteur de qualité Q_0	≈ 600
Gain ampli RF	36dB
Gain de la photodétecteur	960
Bande passante du VCSEL	2,5GHz
Pertes boucle RF	≈ 5 dB
Rapport d'ondes stationnaires boucle	1.3
Atténuation fibre optique et connecteurs	$\approx 1,2$ dB
Linéarité de la phase de la chaîne RF	oui

3 Mesures Sur le VBO

3.1 Mesure du bruit de phase

La caractérisation du bruit de phase des oscillateurs microondes est importante car le bruit de phase constitue la principale limitation en performance dans beaucoup de systèmes employant ce type d'oscillateur.

Tout oscillateur présente une variation stochastique de sa fréquence et de son amplitude. Lorsqu'on examine un signal sinusoïdal à l'ASE on note que le spectre est élargi autour de la fréquence f_0 . Cet élargissement est dû au bruit de phase et au bruit d'amplitude.

Dans les oscillateurs, on considère que le bruit d'amplitude est largement inférieur au bruit de phase. Donc, par convention, le bruit au pied de la porteuse est appelé bruit de phase^[21].

3.1.1 Méthodes de mesure

- Méthode de la ligne à retard

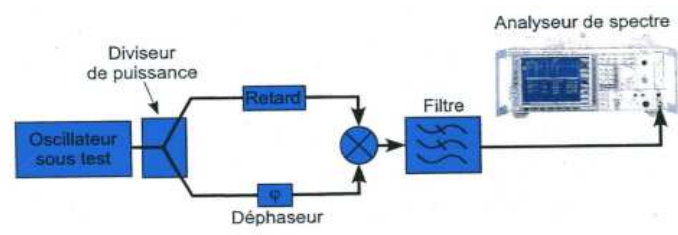


Figure 3-1 : mesure du PN par ligne à retard

Cette méthode utilise un discriminateur de fréquence. Elle consiste à comparer la phase du signal à une réplique de lui-même décalée dans le temps. Le discriminateur de fréquence est composé d'une ligne de délai et d'un mélangeur doublement équilibré. Dans un premier temps, les fluctuations de fréquence sont converties en fluctuations de phase dans la ligne à retard. Le mélangeur qui reçoit deux signaux déphasés de 90° à ces entrées agit alors comme un détecteur de phase et transforme les variations de phase en variations de tension pouvant être ainsi détectées par l'ASE.

- Méthode du détecteur de phase.

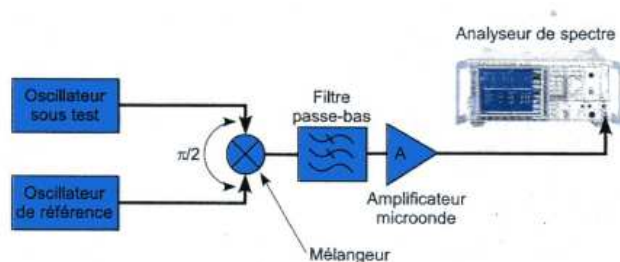


Figure 3-2 : mesure du PN par détecteur de phase

Le principe est de mélanger le signal à mesurer et un signal de référence en quadrature de phase. L'oscillateur de référence doit donc fonctionner à la même fréquence que l'oscillateur à caractériser et présenter un bruit de phase inférieur d'au moins 6 dB à celui de l'oscillateur à caractériser .

L'ajout d'une PLL pilotant la source de référence permet de suivre une éventuelle dérive du signal et donc de mesurer le bruit de phase au plus près de la porteuse.

- Méthode directe à l'ASE



Figure 3-3 : mesure directe du PN

Les performances de cette méthode sont conditionnées par la pureté spectrale de l'oscillateur local de l'ASE, lequel, ici, est une source synthétisée à partir d'un oscillateur de référence. La dynamique de l'ASE limitera les performances loin de la porteuse. Le VBO - source hyperfréquence de type « oscillateur libre » - se prête à des mesures à 10KHz de la porteuse.

Cependant pour réaliser un mesurage correct, il faudra être vigilant au réglage du RBW et du VBW. La bande de résolution devra être dans un rapport de 0,1 par rapport à l'offset de la porteuse. Le rapport RBW/VBW devra être de 10 pour opérer un lissage du spectre.

Le suivi automatique de la dérive en fréquence de la source peut influencer les résultats de la mesure. On préférera une mesure monobalayage^[22].

3.1.2 Qualification de l'ASE pour les mesures de bruit de phase à 10KHz de la porteuse

Nous avons vu plus haut les limites de la mesure directe du bruit de phase avec un analyseur de spectre électrique. Il est nécessaire d'évaluer les performances réelles de notre appareil en mesurant des sources à bruit de phase connu. Nous pourrions ainsi les comparer aux spécifications du constructeur. Pour ce faire nous nous sommes fait prêter un générateur de signal microonde Agilent E8257D. De plus nous disposons d'un oscillateur à haute pureté spectrale AR électronique OBTAR 507A-1000, fonctionnant à 1GHz. En analysant les résultats de mesure de ces sources, nous pourrions être en mesure de déterminer les performances de notre appareil.

Tableau 3-1 : performances en PN à 10 KHz

	E8257D	FSQ26	mesure
Fréquence GHz)	(dBc/Hz)		
1	-135	-130	-127
2.5	<-115	<-118	-121
5	<-115	-118	-116
10	-115	<-105	-108

Le bruit de phase de l'oscillateur de fréquence fixe à 1GHz donné pour -140dBc/Hz à 10MHz, a été mesuré à -125dBc/Hz. Le bruit de phase de la source à 10MHz de l'ASE a été mesurée à -131dBc/Hz.

Les résultats de ces mesures font apparaître que le plancher de bruit de phase de l'ASE à 10KHz se situerait aux alentours de -130dBc/Hz à 10 MHz, à -127 dBc/Hz à 1GHz et à -120dBc/Hz à 2.5GHz. Ces performances bien que légèrement inférieures à celles annoncées, nous permettent cependant de dire qu'il est possible d'effectuer des mesures de bruit de phase jusqu'à -115dBc/Hz, voire 120dBc/Hz à 10KHz de la porteuse à 2,5GHz en conservant une incertitude inférieure à 2 dBc/Hz. (cf. Incertitude de mesure, p.60)

3.1.3 Expression du bruit de phase du VBO

L'expression de la densité spectrale de puissance du bruit de phase en sortie du VBO a été donnée par M. VARON, dans sa thèse intitulée : *Etude et réalisation d'un oscillateur opto-microonde à base de VCSEL pour la génération harmonique de signaux micro-ondes.*

$$S_{\varphi}(f) = \frac{G_{ampli}^2 \cdot S_{bruit}(f)}{P_{osc}} \left(1 + \frac{f_c}{f}\right) \left[1 + \left(\frac{f_0}{2Qf}\right)^2\right]$$

Équation 3-1

S_{bruit} : densité spectrale de bruit à l'entrée de l'oscillateur

Adaptation d'impédance

La résistance d'entrée du VCSEL, ayant été mesurée à 100 ohms (cf 2.2.2), il est nécessaire d'effectuer une adaptation de la partie réelle de l'impédance. Nous avons réalisé celle-ci à l'aide d'une ligne quart d'onde.

$$\lambda = \frac{c}{\nu} = 12cm$$

$$avec \nu = 2.493GHz$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = 5.7cm \Rightarrow \frac{\lambda_g}{4} = 1.4cm$$

$$avec \epsilon_r = 4.4$$

Nous n'avons cependant pas constaté d'effets significatifs sur le comportement du VBO.

Des mesures à l'analyseur de réseau ont montré qu'il était nécessaire de revoir cette adaptation .

3.1.4 Mesure de bruit de phase sur le VBO

Fort des performances de l'ASE obtenues précédemment pour la mesure du bruit de phase, nous avons effectué, dans un premier temps, des mesures sur le VBO avec un VCSEL à 1300nm. Le résultat est donné à la figure 3-4.

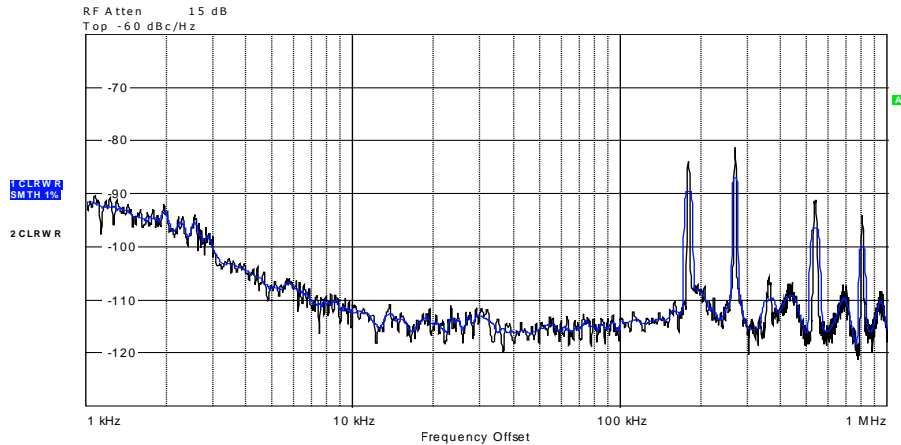


Figure 3-4 : PN du VBO à 1300nm

Ce résultat, -112dBc/Hz, sur un VCSEL à 1300nm, a été obtenu avec une longueur de fibre optique de 1000 mètres sans contrôle en température. On constate la présence de pics, le premier étant mesuré à environ 190KHz qui correspond à l'intervalle spectral libre pour une longueur de 1000 mètres de fibre optique.

Mesure de bruit de phase par corrélation

Afin de valider les résultats de mesures de bruit de phase par la méthode directe à l'ASE FSQ26 nous avons effectué des mesures au laboratoire du LAAS qui possède un dispositif dédié à la mesure de bruit de phase : l'analyseur signal source E5052B de marque AGILENT.

Il s'agit d'un système de mesure basé sur des sources synthétisées classiques, mais présentant une approche de détection à corrélation. Tout le système est dédoublé, y compris les sources de référence, et l'approche par corrélation permet d'obtenir d'excellentes performances, du moins près de la porteuse. Le bruit de phase du VBO a été mesuré à -112.4dBc/Hz sur un VCSEL à 1330nm. Nous prendrons ce résultat de mesure comme référence pour évaluer les performances de notre système.

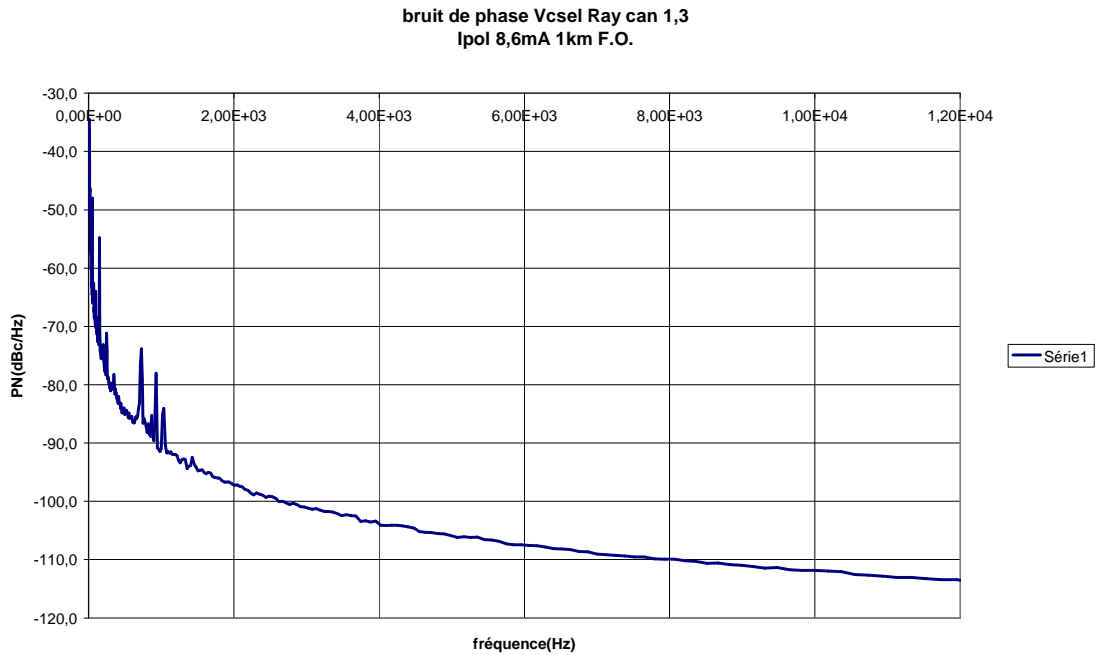


Figure 3-5 : mesure du bruit de phase par corrélation

Le résultat de la mesure à l'analyseur signal source E5052B semble confirmer que pour des valeurs de bruit de phase de cet ordre et pour ce type de source, le résultat de la mesure obtenu à l'ASE FSQ26 est fiable.

Banc expérimental de mesure de bruit de phase

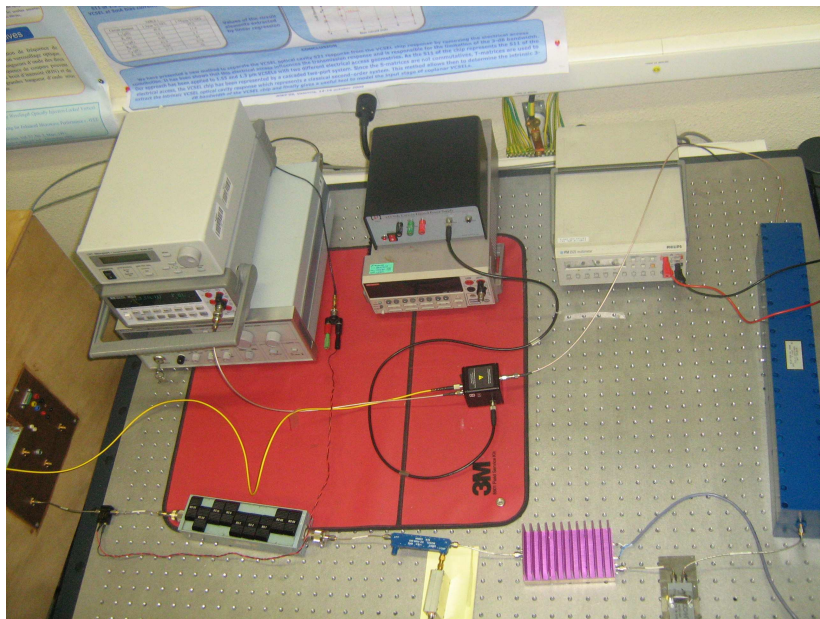


Figure 3-6 : banc de mesure directe du bruit de phase

Protocole expérimental

Après s'être assuré de la présence d'un DC BLOCK à l'entrée de l'ASE. Ce composant bloque une éventuelle composante continue du signal, qui pourrait endommager l'appareil. Nous avons branché la sortie -20dB d'un coupleur RF pour envoyer le signal sur l'ASE. Dans un premier temps ne connaissant pas le niveau de signal mesuré, nous avons choisi un niveau de référence élevé sur l'ASE, et une atténuation automatique. Afin de respecter les conditions de gain dans la boucle d'oscillation on règle l'atténuateur du VBO aux alentours de 20dB. le courant de polarisation a été réglé à 7,7mA.

Le photodétecteur doit être préalablement allumé. On polarise ensuite le VCSEL, puis on alimente l'amplificateur RF. Ces opérations doivent être effectuées dans cet ordre sous peine d'endommager le VCSEL. On procédera dans l'ordre inverse lors de l'arrêt du VBO.

Le résultat de la mesure a été établi à partir de la valeur moyenne provenant d'une série de dix mesures renouvelée deux fois. La valeur finale ainsi obtenue est de l'ordre de -114dBc/Hz (+/-1.5dBc/Hz).

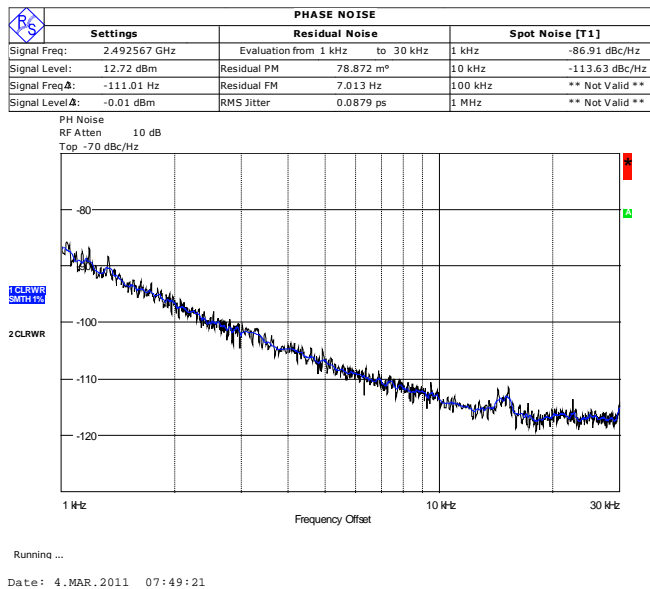


Figure 3-7 : mesure du bruit de phase d'un VCSEL à 1550nm

La figure 3-7 montre le bruit de phase obtenu avec une longueur de fibre de 2000m , à température ambiante (20°C). La bande de résolution est de 100Hz, la trace est moyennée 30 fois.

Enfin des mesures ont été effectuées avec 2000 mètres de fibre sur un VCSEL à 1300nm et un VCSEL à 1550nm, les mesures sur ce derniers n'ayant pas fournies d'améliorations sensibles, la figure 3-8 présente les résultats obtenus à 1300nm pour un courant de polarisation de 6,4mA et une atténuation dans la boucle de 19dB.

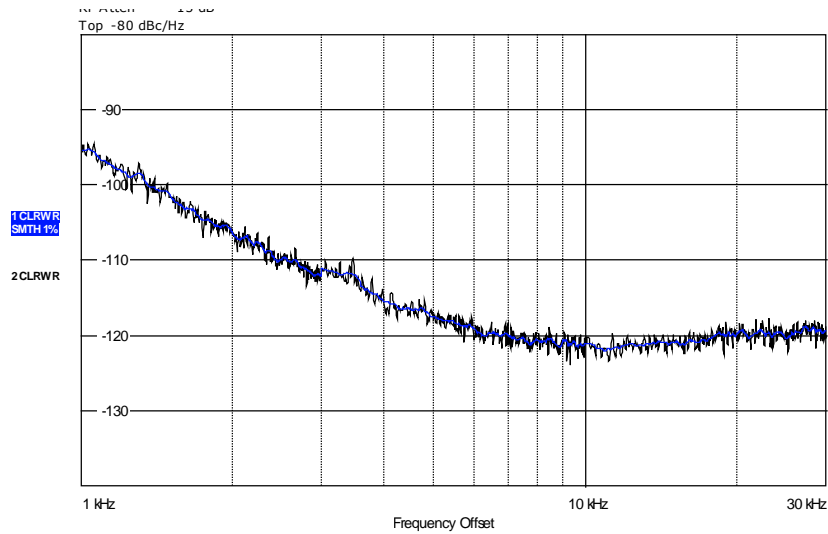


Figure 3-8 : bruit de phase VCSEL 1300nm

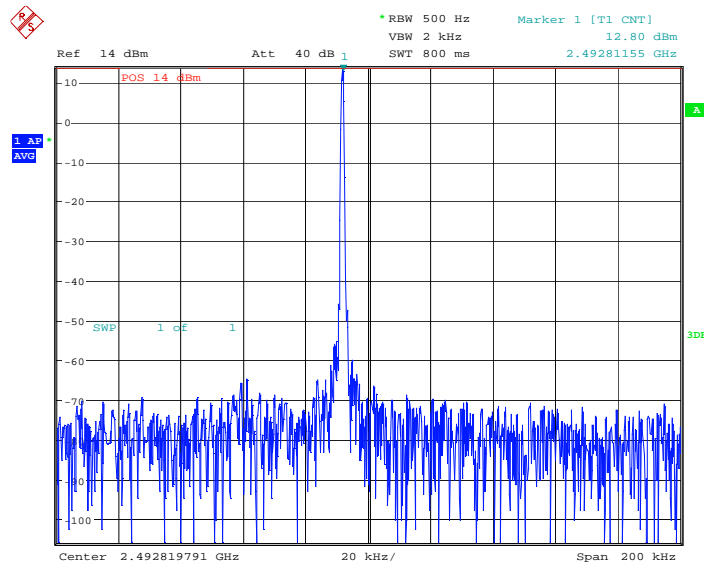


Figure 3-9 : spectre du signal du VBO à 1550nm

Le spectre de la figure 3-8 utilise le détecteur autpeak et le filtre gaussien.

3.1.5 Mesure de la dérive du bruit de phase en fonction de la température du VCSEL

Ces mesures ont été réalisées selon le même mode opératoire que précédemment, par établissement de moyenne temporelle des valeurs mesurées.

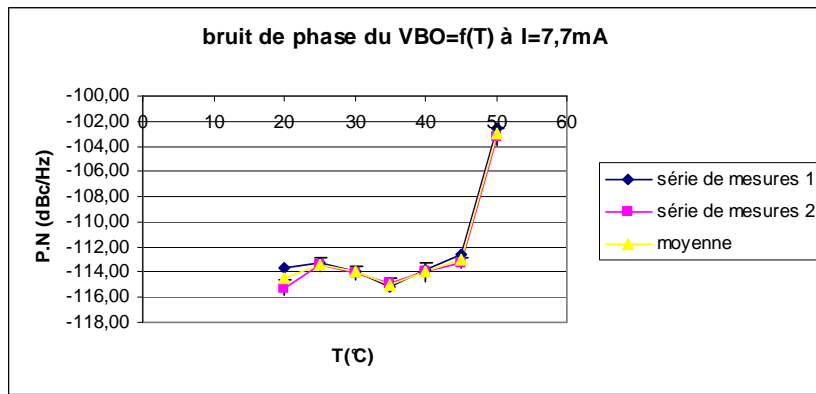


Figure 3-10 : évolution du bruit de phase en fonction de la température du VCSEL

Nous pouvons constater que dans une plage de température de 20 à 45°C, les valeurs de bruit de phase varient peu. La remontée brutale de la valeur du bruit de phase, s'accompagne d'une perte importante de l'amplitude du signal. On constate une faible dispersion des résultats de mesure.

3.1.6 Relation entre RIN HF et bruit de phase

Nous avons mesuré l'évolution du RIN haute fréquence en fonction de la température du VCSEL à la fréquence de l'oscillateur. Comme nous pouvions nous y attendre, ces résultats montrent une évolution croissante du RIN en fonction de la température figure 3-8.



Figure 3-11 : évolution du RIN en fonction de la température du VCSEL

Nous avons mis ces résultats en relation avec les variations de bruit de phase observées sur la même plage de températures.

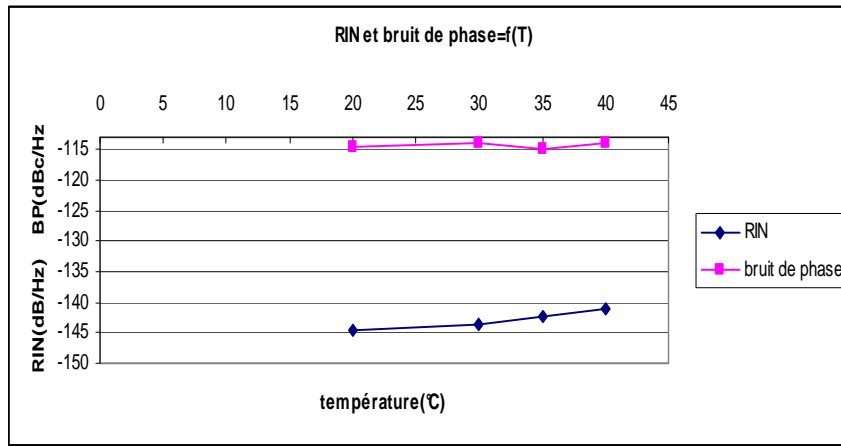


Figure 3-12 : RIN HF et bruit de phase en fonction de la température du VCSEL

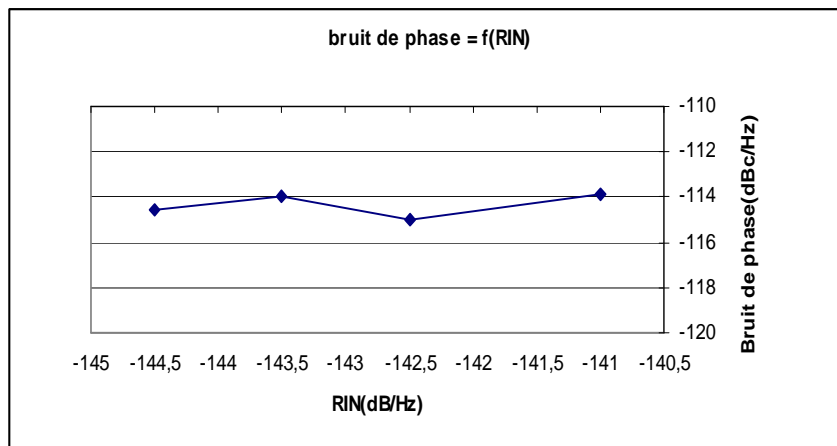


Figure 3-13 : bruit de phase en fonction du RIN

Nous pouvons constater ici que les variations de RIN HF ne semblent pas impacter le niveau de bruit de phase dans la plage de températures correspondant à la zone de stabilité de l'oscillateur.

3.2 Influence de la température sur la fréquence d'oscillation

Bruit d'amplitude

On ne constate pas de variations significatives de l'amplitude du signal délivré par l'oscillateur.

Dérive en fréquence

Selon KABA M 2003. Dans *Etude approfondie et réalisation d'un oscillateur opto-microondes pour applications fibrées à 1550nm.*, la dérive en fréquence due au filtre RF ou à l'amplificateur est négligeable comparée à celle engendrée par la

fibre optique. Dans cette étude, la source optique était une diode DFB réglée en température.

Nous avons donc voulu évaluer les influences respectives sur la dérive en fréquence du VBO des variations de températures du VCSEL et de la fibre optique.

3.2.1 Dérive en fréquence due à la température du VCSEL

Le VCSEL utilisé est pigtaillé, en conséquence nous ne mesurons pas directement la température sur la puce. Le dispositif utilisé ici, mesure la température d'un bloc de cuivre dans lequel était enchâssé le boîtier métallique du VCSEL.

Protocole expérimental

La fibre optique a été maintenue dans une enceinte isolée à température ambiante. La partie fibrée du VCSEL était également dans l'enceinte. Le VCSEL proprement dit (partie connecteur RF)était hors de l'enceinte et asservi en température par un module Pelletier.

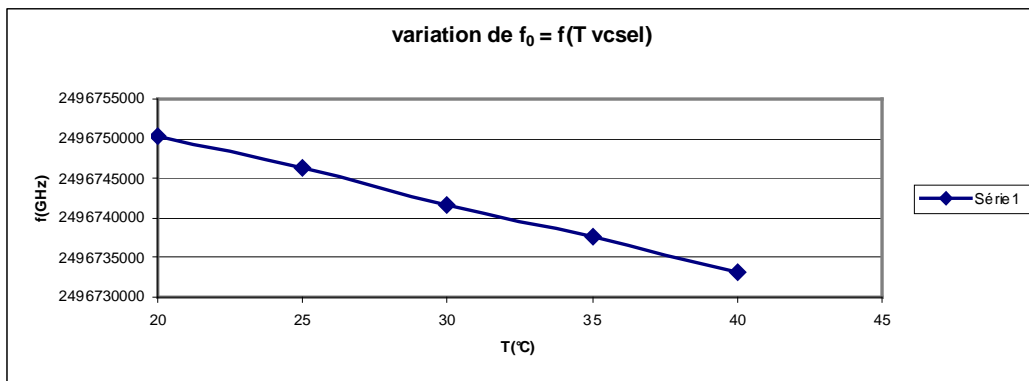


Figure 3-14 : dérive en fréquence du VBO en fonction de la température du VCSEL 1550nm

Les résultats obtenus montrent une dérive fréquentielle conséquente.

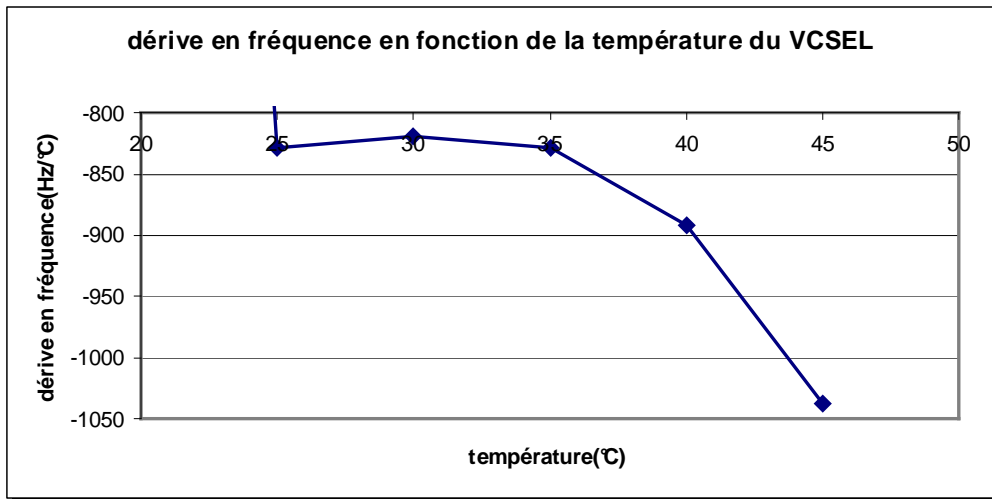


Figure 3-15 : dérive en fréquence en fonction de la température VCSEL 1550nm

Nous pouvons constater que pour la plage de température comprise entre 20 et 35°C, la dérive en fréquence reste constante aux alentours de -830Hz/°C.

3.2.2 Dérive en fréquence due à la variation température de la fibre

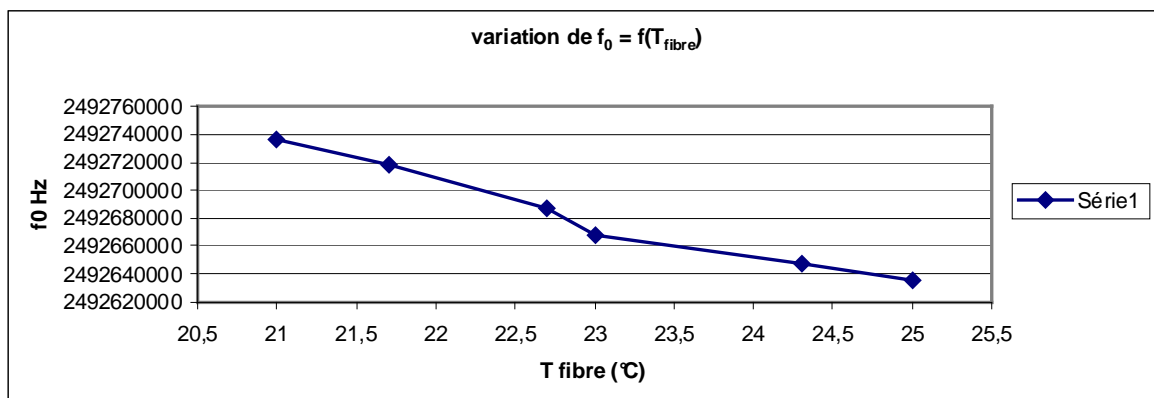


Figure 3-16 : dérive en fréquence en fonction de la température de la fibre optique

Protocole expérimental

Le montage est le même que le précédent, sauf qu'ici on fait varier la température à l'intérieur de l'enceinte. Le VCSEL est maintenu à 25°C par le module Pelletier. La valeur moyenne obtenue ici se situe aux alentours de 20KHz/°C.

On peut donc constater que la dérive en température de la fréquence d'oscillation est principalement due à la variation de température de la fibre.

Le dispositif utilisé pour évaluer l'impact de la variation de température du VCSEL sur la fréquence d'oscillation ne nous permet pas de tirer de conclusion définitives.

3.3 Mesure de la dégradation du signal par l'étage RF

Nous avons mesuré le bruit de phase du signal délivré par le synthétiseur E8257D. Ensuite, nous avons mesuré le bruit de phase de ce même signal traversant l'amplificateur et le filtre utilisés dans notre oscillateur.

Il est apparu une dégradation du bruit de phase de l'ordre de 2dBc/Hz à 10KHz. Cette dégradation atteignait plus de 10dBc/Hz à 1MHz, avec toutes les réserves que l'on émette quant à la fiabilité de la mesure à cette distance de la porteuse.

Nous avons poursuivi dans la même voie pour savoir, qui de l'amplificateur ou du filtre était responsable de cette dégradation. Il s'avère que c'est l'amplificateur qui est entièrement responsable du phénomène.

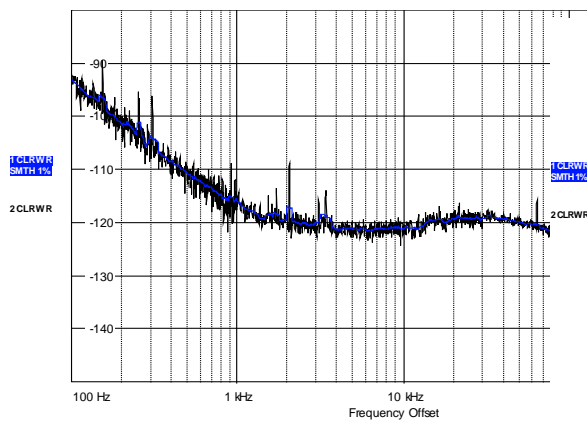


Figure 3-17 : PN du E8257D

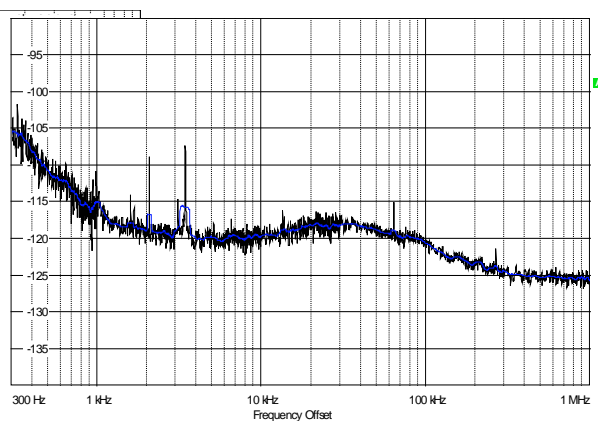


Figure 3-18 : PN du E8257D+ AMPLI

Evaluation de la dégradation du signal par le VCSEL

L'idée est d'utiliser l'oscillateur OBTAR 507A-1000, d'en mesurer, dans un premier temps, le bruit de phase en direct, puis de l'utiliser pour moduler le VCSEL.

Il est apparu que le VCSEL était, comme prévu, la source de bruit impactant le plus considérablement le bruit de phase.

Des mesures ont été effectuées à plusieurs courants de polarisation. Il semble y avoir deux plages de courant de polarisation où l'on atteint des minima en bruit de phase. La première plage se situe aux alentours de 4.7mA, la deuxième aux alentours de 8mA.

Ces mesures ont été réalisées avec le VCSEL à 1550nm.

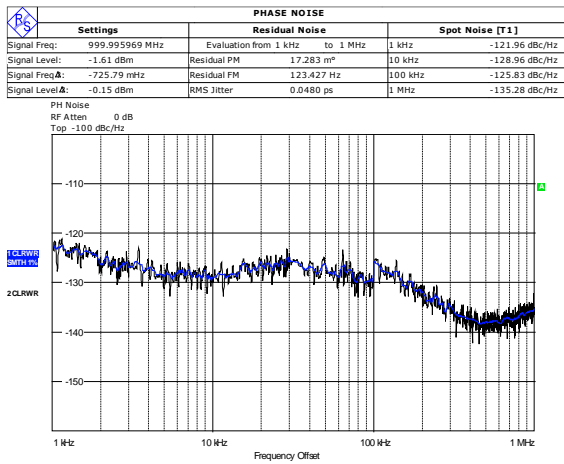


Figure 3-19 : bruit de phase de l'OBTAR

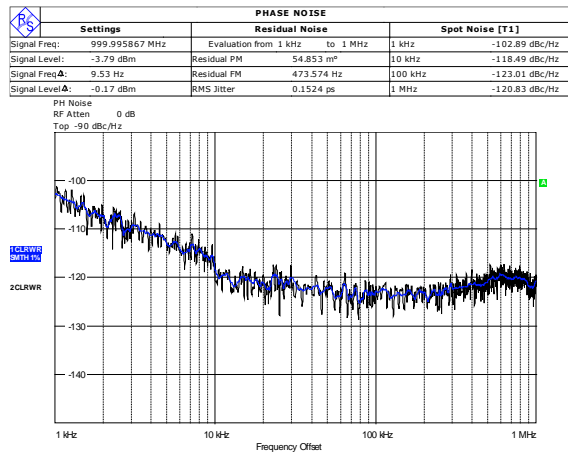


Figure 3-20 : bruit de phase à 4.5mA du VCSEL 1550nm modulé par l'OBTAR

Il semble que le VCSEL RAY CAN à 1550nm dans ces conditions expérimentales ne puisse descendre en dessous de -120dBc/Hz

Conclusion

- Les performances obtenues avec les nouveaux VCSEL ont rendu nécessaire la réalisation d'un nouveau banc de mesure de bruit de phase au laboratoire, car nous atteignons les limites de mesures de l'appareil en mesure directe.
- Le bruit de phase est constant dans une plage de températures du VCSEL assez importante (sous réserve de la validité du protocole de mesure de la température du VCSEL). de ce point de vue, le VBO offre de meilleures performances qu'un oscillateur opto-microonde à modulation externe.
- Dans cette plage de températures la dégradation du RIN HF n'a pas affectée de façon significative les performances en bruit de phase du VBO.
- Dispersion importante des caractéristiques statiques des VCSEL :
→ échantillonnage des VCSEL
- Différence de performances de bruit de phase entre les VCSELs à 1300nm et ceux à 1550nm.
- Des modifications importantes de la partie RF du VBO doivent être envisagées.
- Améliorer l'adaptation d'impédance

4 Résultats et discussion

Les résultats obtenus lors de cette étude (en bleu) sont présentés sous forme de tableaux. Ils sont mis en parallèle, avec les résultats disponibles issus des travaux sur la précédente génération de VCSEL. On trouve aussi, à titre indicatif une comparaison avec les performances d'une diode DFB.

Tableau 4-1 : caractérisation du VCSEL

caractéristiques	VERTILAS VL-1550 10 TK	RAY CAN RC32xxx1 FFPam	DFB ALCATEL LM1905
Iseuil	1,3	1,7 à 2 mA	20mA
Popt	0,1-1,45mW pour I(2-10 mA)	0,2-1,2 mW pour I(3-10 mA)	2-30 mW
$\Delta P/\Delta I$		0,11mW/mA	
η_d		0,4	
SMSR		>50 dB	
$\Delta\lambda/\Delta I$ (chirp adiabatique)		430pm/mA	2,5pm/mA
$\Delta P/\Delta T$		0,08mW/°C	
$\Delta\lambda/\Delta T$		150pm/°C	
RIN BF		-105 dB/Hz @ 1KHZ (à 7mA)	
RIN HF à f_0	-135 dB/Hz	-145 dB/Hz (+/-5) (à 7mA)	-155 dB/Hz (à 100mA)
Δ RIN HF / ΔT		0,2dB/Hz	
Bande passante	10GHz	2,5GHz	

Tableau 4-2 : performances OOM

caractéristiques	VBO (2008)	VBO(2011)	OOM(2003)
Longueur d'onde D.L.	1560nm	1550nm	1550nm
Longueur de fibre	1000m	1000m	1000m
Puissance d'oscillation	15,6 dBm	33dBm	22dBm
Fréquence d'oscillation	2,49GHz	2,49GHz	900MHz
Largeur spectrale	<16Hz	<30Hz	<5Hz
Facteur de qualité	>10 ⁸	10 ⁸	>10 ⁸
Bruit de phase@ 10KHz	-107dBC/Hz	-114dBC/Hz (+/-1,5)	-130dBC/Hz
Stabilité fréquentielle	6ppm/°C	8ppm/°C	5,55ppm/°C

On peut noter des améliorations sensibles concernant le RIN du VCSEL qui semblent s'être répercutées sur les valeurs de bruit de phase. Cependant il nous est difficile d'apprécier réellement cet impact car la lisibilité sur les modes opératoires utilisés précédemment n'est pas satisfaisante. Les nouvelles valeurs de bruit de phase du VBO sont encourageantes. Les résultats sont fournis avec des valeurs d'incertitudes correspondant à un facteur d'élargissement de niveau de confiance de 95%.

Estimation du rendement :

Puissance continue en entrée	Puissance en sortie	rendement
VCSEL 20mW		
Photodétecteur 7W	2W	5%
Amplificateur 30W		

Les mesures de dispersion de résultats sont intéressantes, car le choix des VCSEL dont sont issus les résultats précédents ne s'est pas fait par échantillonnage, il est donc probable que les performances atteintes ne soient pas optimisées.

La réalisation d'une base de données comportant des protocoles expérimentaux détaillés et des fiches de mesures normalisées, va permettre d'optimiser le système d'échange de l'information au sein du laboratoire.

Gestion de projet

Objectifs personnels :

Ces objectifs concernaient essentiellement la méthode de travail. Les principaux problèmes que j'ai rencontrés en durant cette période, ont été des problèmes d'organisation. Je pense avoir mal évalué l'importance de certaines activités du métier telles que :

La planification des activités, la prise de note et reporting, la mise en œuvre optimisée d'outil de gestion de projet.

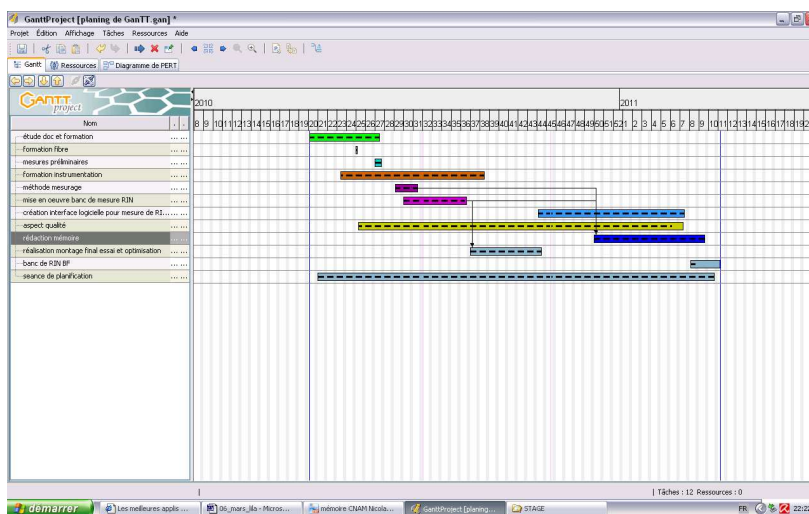


Figure 4-1 : diagramme de Gantt du projet

5 Conclusion

Les résultats de bruit de phase obtenus sont encourageant et vont permettre de dynamiser l'axe de recherche du laboratoire sur les VCSEL. Les propositions d'applications industrielles au stade où en sont les recherches , ne sont pas d'actualité.

Les possibilités d'évolution du VBO sont nombreuses .

- L'architecture

Les possibilités d'évolution du VBO en termes d'architecture sont nombreuses et ne seront pas détaillées ici par souci de confidentialité.

- La source laser :

Il semble que le VCSEL joue encore un rôle majeur dans les performances de bruit de phase de l'oscillateur. Les améliorations du bruit d'intensité de la nouvelle génération ont semble t-il permis d'améliorer le bruit de phase du VBO. L'utilisation de composant en puce pourrait permettre d'améliorer les performances du VBO. Ces composants offrent une plus grande bande passante. En outre, l'impact du VCSEL sur la dérive en température du VBO pourra quantifiable précisément .

- Le filtrage

L'utilisation d'un résonateur diélectrique à fort coefficient de qualité peut être envisagée dans ce domaine de fréquences. En effet le filtre RF utilisé ici offre un coefficient de qualité insuffisant pour éliminer les modes parasites générés par la fibre optique. Ce type d'amélioration aura sans doute des conséquences directes sur les performances en bruit de phase du VBO.

- L'amplification

Le système d'amplification utilisé n'est pas dimensionné et peut être largement amélioré par l'utilisation d'amplificateurs faible bruit .

- La ligne de retard

Les progrès accomplis dans le domaine des résonateurs optiques sont prometteurs. La ligne à retard pourrait donc être remplacée par un tel dispositif.

- Les outils d'investigation

Une amélioration sensible, en termes de précision en fréquences, du banc de mesure semi-automatique du RIN HF peut être envisagée. En utilisant le compteur de fréquences on réduirait dans des proportions importantes l'incertitude de mesure en fréquence.

- L'optimisation du banc de mesure de RIN BF permettra au laboratoire d'être autonome en ce qui concerne la caractérisation du RIN des diodes laser.
- L'amélioration à moindre coût du banc de mesure de bruit de phase peut être réalisée avec la méthode de la ligne à retard.

Les méthodes utilisées ici ainsi que les résultats obtenus sont directement accessibles. L'amélioration du système de gestion de l'information au sein du laboratoire permettra de faire gagner un temps précieux lors de la poursuite des recherches. La réflexion entreprise dans ce domaine demande à être poursuivie.

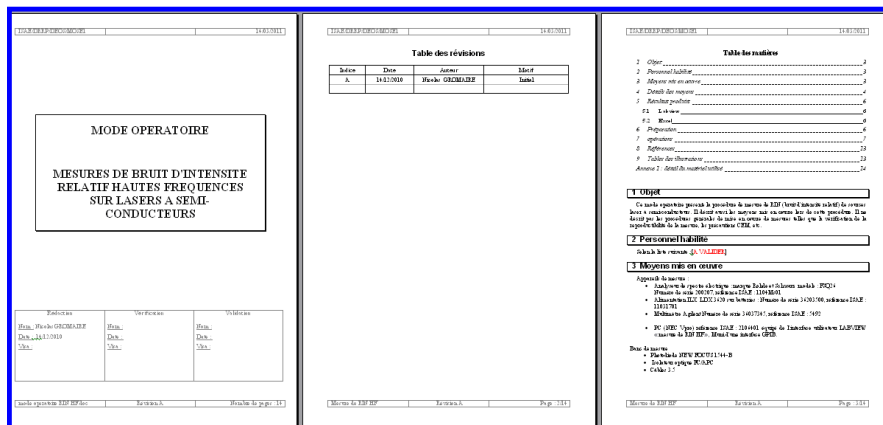


Figure 5-1 : modèle de documentation normalisé

- Bilan sur les objectifs du stage

Caractérisation expérimentale de la source laser

Création de bancs de mesure avec mode opératoire détaillé

Optimisation des performances du VBO

Système de traçabilité documentaire pour faciliter la poursuite d'études, assurer la fiabilité et la reproductibilité des résultats.

6 Annexes

Annexe 1

RayCan 1550 nm Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser RC32xxx1-T

Description

The RayCan 1550 nm single mode VCSEL is designed for high-speed, high-performance communication applications.

Features

- Low dependence of electrical and optical characteristics over temperature
- Data rates from OC-3 to OC-48

Applications

- Access network for long distance (>2 km)
- Metro area network
- Gigabit Ethernet

Electrical and optical characteristics

(T = 25°C unless otherwise stated)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Notes
Threshold current	I_{th}		2	3	<i>mA</i>	
Forward voltage	V_f			3	<i>V</i>	
Series resistance	R_s		100	200	Ω	
Output power	P_o	0.7	1.0		<i>mW</i>	
Wavelength	λ	1530	1550	1570	<i>nm</i>	
Side mode suppression	<i>SMSR</i>	30	35		<i>dB</i>	
Rise and fall time	t_r t_f		~ 100 ~ 150		<i>psec</i>	(20%-80%)
Beam divergence	θ		10	12	<i>degree</i>	FWHM

Absolute maximum ratings

(T = 25°C unless otherwise stated)

Parameter	Symbol	Rating	Unit	Notes
Forward current	I_f	15	<i>mA</i>	
Reverse voltage	V_r	5	<i>V</i>	
Operating temperature	T_{op}	70	$^{\circ}C$	
Storage Temperature	T_{stg}	0 ~ 100	$^{\circ}C$	
Reflow Temperature	T_{ref}	260	$^{\circ}C$	10 sec. 2 mm from case

Notice

Conditions exceeding those listed may cause permanent damage to the device. Devices subjected to conditions beyond the limits specified for extended periods of time may adversely affect reliability.

RayCan 1310 nm Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser RC22xxx1-T

Description

The RayCan 1310 nm single mode VCSEL is designed for high-speed, high-performance communication applications.

Features

- Low dependence of electrical and optical characteristics over temperature
- Data rates from OC-3 to OC-48

Applications

- Access network for long distance (>2 km)
- Metro area network
- Gigabit Ethernet

Electrical and optical characteristics

(T = 25°C unless otherwise stated)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	Notes
Threshold current	I_{th}		2	3	mA	
Forward voltage	V_f			3	V	
Series resistance	R_s		100	200	Ω	
Output power	P_o	0.7	1.0		mW	
Wavelength	λ	1290	1320	1340	nm	
Side mode suppression	SMSR	30	35		dB	
Rise and fall time	t_r t_f		~ 100 ~ 150		psec	(20%-80%)
Beam divergence	θ		10	12	degree	FWHM

Absolute maximum ratings

(T = 25°C unless otherwise stated)

Parameter	Symbol	Rating	Unit	Notes
Forward current	I_f	15	mA	
Reverse voltage	V_r	5	V	
Operating temperature	T_{op}	0 ~ 70	°C	
Storage Temperature	T_{stg}	0 ~ 100	°C	
Reflow Temperature	T_{ref}	260	°C	10 sec. 2 mm from case

Notice

Conditions exceeding those listed may cause permanent damage to the device. Devices subjected to conditions beyond the limits specified for extended periods of time may adversely affect reliability.

Annexe 2**Evaluation de l'incertitude maximale de mesure de la mesure de RIN HF:**

Soit formule du RIN ci-dessous :

$$RIN = \frac{\langle \delta V_{analyseur}^2 \rangle - \langle \delta V_{setup}^2 \rangle - 2q \frac{V_{voltmètre}}{G_{DC}}}{G_{RF}^2 \left(\frac{V_{voltmètre}}{G_{DC}} \right)^2}$$

Équation 6-1

En faisant les simplifications suivantes :

$G_{rf} = G_{dc}$ et $V_{voltmètre}$: sources d'incertitudes négligeables, nous avons avec : $G_{rf} = G_{dc} = C_1$ et $V_{voltmètre} = C_2$

$$RIN = \frac{\langle \delta V_{analyseur}^2 \rangle - \langle \delta V_{setup}^2 \rangle - 2q \frac{C_2}{C_1}}{C_1^2 \left(\frac{C_2}{C_1} \right)^2}$$

Équation 6-2

Ce qui nous intéresse tout particulièrement ici, c'est de connaître la puissance relative du bruit, nous poursuivrons donc les calculs uniquement sur les termes de puissance.

Sachant que, l'incertitude d'une fonction à une seule variable est, si la mesure x d'incertitude δx sert au calcul de $y(x)$, l'incertitude sur $y(x)$ sera alors :

$$\delta y = \left| \frac{dy}{dx} \right| \delta x$$

Équation 6-3

avec $a^x = e^{x \ln a}$ et $e^u = u' e^u$

En ne prenant en compte que l'incertitude de $P_{analyseur}$ dans la formule suivante, nous avons :

$$y(x) = R_{load} \cdot \frac{10^{\frac{P_{analyseur}}{10}} \cdot 10^{-3}}{RBW} = C_3 \cdot 10^{0,1x}$$

Équation 6-4

$$\text{Avec } C_3 = \frac{R_{load} \cdot 10^{-3}}{RBW}$$

x étant la puissance mesurée en dBm.

L'incertitude sur y est donnée par : $\delta y = 0.23y(x)\delta(x)$

Avec $P_{\text{analyseur}}$ fonction de la fréquence et du courant de polarisation. Nous prendrons une valeur moyenne de -80 dBm aux alentours de la fréquence de résonance pour la gamme des courants de polarisation qui nous intéresse. L'incertitude δx , sur le terme $P_{\text{analyseur}}$ de 0.78 dB.

$$\frac{\delta y}{y} \approx 1\%$$

Nous prendrons une valeur de -80 dBm pour le P_{setup} .

$$\frac{\delta z}{z} = 1\% \approx \frac{\delta y}{y}$$

Sachant que la somme d'incertitudes indépendantes et aléatoires est donnée par :

$$\frac{\delta q}{q} = \sqrt{\left(\frac{\delta u}{u}\right)^2 + \dots + \left(\frac{\delta z}{z}\right)^2}$$

Équation 6-5

Donc, l'incertitude sur q(x) est donnée par :

$$\frac{\delta q}{q} = \sqrt{\left(\frac{\delta y}{y}\right)^2 + \left(\frac{\delta z}{z}\right)^2}$$

Équation 6-6

Nous obtenons, sur termes $\langle \delta V_{\text{analyseur}}^2 \rangle - \langle \delta V_{\text{setup}}^2 \rangle$, une incertitude relative $\frac{\delta q}{q}$

de :1.4%

En faisant les simplifications suivantes, c'est-à-dire en considérant : $G_{\text{RF}}=G_{\text{DC}}$ n'étant pas des sources d'incertitude et $V_{\text{voltmetre}}$ également sans incertitude, nous pouvons réécrire l'équation 3-41

$$RIN = \frac{\frac{q(x)}{C_1^2} - C_4}{\left(\frac{C_2}{C_1}\right)^2} \Leftrightarrow \frac{q(x)}{C_2^2} - \frac{C_4 \cdot C_1^2}{C_2^2}, \frac{\delta RIN}{RIN} \Leftrightarrow \frac{\delta q}{q} \frac{1}{C_2^2} = \frac{\delta q}{q} \cdot \frac{1}{V_{\text{volt}}^2}$$

Équation 6-7

Avec : les valeurs $0.4V < V_{\text{volt}} < 0.6V$ relevées sur la sortie monitoring du photodétecteur correspondant aux courants de polarisation qui nous intéressent, nous obtenons en fin de compte une incertitude de +/- 2,8 à 8,5%. En appliquant un facteur d'élargissement k de 1.96 correspondant à un niveau de confiance de 95%, nous obtenons une incertitude élargie de 5.5 à 17%.

Annexe 2

Frequency

Frequency resolution		0.01 Hz
Reference frequency, internal, nominal	standard OCXO	
Aging per day	after 30 days of continuous operation	1×10^{-9}
Aging per year	after 30 days of continuous operation	1×10^{-7}
Temperature drift	+5 °C to +45 °C	8×10^{-9}
Total error	per year	1.8×10^{-7}
Frequency display		with marker or frequency counter
Marker resolution		1 Hz
Uncertainty		$\pm(\text{marker frequency} \times \text{reference uncertainty} + 10\% \times \text{resolution bandwidth} + \frac{1}{2}(\text{span}/(\text{sweep points} - 1)) + 1\text{Hz})$
Marker tuning frequency stepsize	default marker stepsize = sweep points	span/624 span/(sweep points - 1)
Frequency counter resolution	selectable	0.1 Hz to 10 kHz
Count accuracy	S/N > 25 dB	$\pm(\text{frequency} \times \text{reference error} + \frac{1}{2}(\text{last digit}))$
Display range for frequency axis		0 Hz, 10 Hz to max. frequency
Resolution		0.1 Hz
Max. span deviation		1 %

Spectral purity, SSB phase noise (1 Hz)	f = 640 MHz	
Residual FM	RBW 10 kHz, RMS	< 1 Hz, nominal
Carrier offset	10 Hz	< -73 dBc, nominal
	10 Hz with option R&S®FSU-B4 fitted	< -86 dBc, nominal
	100 Hz	< -98 dBc ¹ , < -90 dBc, typ. -104 dBc ¹
	1 kHz	< -116 dBc ¹ , < -112 dBc, typ. -124 dBc ¹
	10 kHz	< -128 dBc ¹ , < -120 dBc, typ. -133 dBc ¹
	100 kHz	< -128 dBc ¹ , < -120 dBc, typ. -133 dBc ¹
	1 MHz	< -140 dBc ¹ , < -138 dBc, typ. -146 dBc ¹
	10 MHz	typ. -160 dBc

Resolution bandwidths

Sweep filters		
3 dB bandwidths		10 Hz to 20 MHz in 1/2/3/5 sequence, 50 MHz
Bandwidth uncertainty	10 Hz to 100 kHz (digital)	< 3 %
	200 kHz to 5 MHz (analog)	< 10 %
	10 MHz	-30 % to +10 %
	20 MHz	-20 % to +20 %
	50 MHz, f ≤ 3.6 GHz	-20 % to +20 %
	50 MHz, f > 3.6 GHz	-30 % to +100 %
Shape factor 60 dB:3 dB	≤ 100 kHz	< 6
	200 kHz to 2 MHz	< 12
	3 MHz to 10 MHz	< 7
	20 MHz, 50 MHz	< 6, nominal

FFT filters		
3 dB bandwidths		1 Hz to 30 kHz in 1/2/3/5 sequence
Bandwidth uncertainty		< 5 %, nominal
Shape factor 60 dB:3 dB		< 3, nominal
Video bandwidths		1 Hz to 30 MHz in 1/2/3/5 sequence

Level

Level display		
Screen		625 × 500 pixel (one diagram), max. 2 diagrams with independent settings
Logarithmic level axis		1 dB to 200 dB, in steps of 1/2/5
Linear level axis		10 % of reference level per level division, 10 divisions or logarithmic scaling

Displayed average noise level

0 dB RF attenuation, termination 50 Ω, log. scaling, normalized to 1 Hz RBW;
 YIG filter = ON or OFF
 f < 10 kHz: 10 Hz FFT Filter, trace average, sweep count = 20,
 f ≥ 10 kHz: RBW = 1 kHz, VBW = 3 kHz, zero span, sweep time 50 ms, sample
 detector, trace average, sweep count = 20, mean marker

20 Hz	< -90 dBm
100 Hz	< -110 dBm
1 kHz	< -120 dBm
10 kHz	< -130 dBm
100 kHz	< -136 dBm
1 MHz	< -146 dBm
10 MHz	< -153 dBm
R&S®FSQ26	
20 MHz ≤ f < 2 GHz	< -152 dBm, typ. -156 dBm
2 GHz ≤ f < 3.6 GHz	< -150 dBm, typ. -153 dBm
3.6 GHz ≤ f < 8 GHz	< -151 dBm, typ. -155 dBm
8 GHz ≤ f < 13 GHz	< -149 dBm, typ. -153 dBm
13 GHz ≤ f < 18 GHz	< -147 dBm, typ. -151 dBm
18 GHz ≤ f < 22 GHz	< -145 dBm, typ. -148 dBm
22 GHz ≤ f < 26.5 GHz	< -143 dBm, typ. -146 dBm

Inputs and outputs (front panel)**VSWR**

RF attenuation ≥ 10 dB, DC coupled	
f < 3.6 GHz	< 1.5
R&S®FSQ8	
3.6 GHz ≤ f < 8 GHz	< 2
R&S®FSQ26, R&S®FSQ40	
3.6 GHz ≤ f < 18 GHz	< 1.8
18 GHz ≤ f < 26.5 GHz	< 2.0
26.5 GHz ≤ f < 40 GHz	< 2.5
RF attenuation < 10 dB or AC coupled	1.5, typical

Level measurement uncertainty

Absolute level uncertainty at 128 MHz	
RBW = 10 kHz, level -30 dBm, reference level -30 dBm, RF attenuation 10 dB	< 0.2 dB (σ = 0.07 dB)
Frequency response referenced to 128 MHz	
DC coupling, RF attenuation ≥ 10 dB, YIG filter = ON, +20 °C to +30 °C	
20 Hz ≤ f < 10 MHz	< 0.5 dB (σ = 0.17 dB)
10 MHz ≤ f < 3.6 GHz	< 0.3 dB (σ = 0.1 dB)
3.6 GHz ≤ f < 8 GHz, span < 1 GHz	< 1.5 dB (σ = 0.5 dB)
8 GHz ≤ f < 22 GHz, span < 1 GHz	< 2 dB (σ = 0.7 dB)
22 GHz ≤ f < 40 GHz, span < 1 GHz	< 2.5 dB (σ = 0.8 dB)
RF attenuation > 40 dB or f ≥ 3.6 GHz, span ≥ 1 GHz	add 0.5 dB to above values
DC coupling, RF attenuation ≥ 10 dB, YIG filter = ON, +5 °C to +45 °C	
20 Hz ≤ f < 3.6 GHz	< 0.6 dB (σ = 0.2 dB)
3.6 GHz ≤ f < 26.5 GHz	add 0.5 dB to above values
f ≥ 26.5 GHz	add 1.0 dB to above values
RF attenuation > 40 dB or f ≥ 3.6 GHz, span ≥ 1 GHz	add 0.5 dB to above values
DC coupling, RF attenuation ≥ 10 dB, YIG filter = OFF, +20 °C to +30 °C	
3.6 GHz ≤ f < 8 GHz	< 1 dB (σ = 0.3 dB)
8 GHz ≤ f < 40 GHz	< 1.5 dB (σ = 0.5 dB)
RF attenuation > 40 dB	add 0.5 dB to above values
DC coupling, RF attenuation ≥ 10 dB, YIG filter = OFF, +5 °C to +45 °C	
3.6 GHz ≤ f < 26.5 GHz	add 0.5 dB to above values
f ≥ 26.5 GHz	add 1.0 dB to above values
RF attenuation > 40 dB	add 0.5 dB to above values
Attenuator switching uncertainty	
f = 128 MHz 0 dB to 70 dB, referenced to 10 dB attenuation	< 0.2 dB (σ = 0.07 dB)
Uncertainty of reference level setting	
RF attenuation 10 dB, referenced to -10 dBm reference level setting	< 0.15 dB (σ = 0.05 dB)
Display non linearity	
+20 °C to +30 °C, mixer level ≤ -10 dBm	
Logarithmic level display	
RBW ≤ 100 kHz or channel filters, S/N > 20 dB	
0 dB to -70 dB	< 0.1 dB (σ = 0.03 dB)
-70 dB to -90 dB	< 0.3 dB (σ = 0.1 dB)
200 kHz ≤ RBW ≤ 10 MHz, S/N > 16 dB	
0 dB to -50 dB	< 0.2 dB (σ = 0.07 dB)
-50 dB to -70 dB	< 0.5 dB (σ = 0.17 dB)
RBW > 10 MHz, S/N > 16 dB	
0 dB to -50 dB	< 0.5 dB (σ = 0.17 dB)
Linear level display	
Bandwidth switching error	referenced to RBW = 10 kHz
1 Hz to 100 kHz	< 0.1 dB (σ = 0.03 dB)
200 kHz to 3 MHz	< 0.2 dB (σ = 0.07 dB)
5 MHz to 50 MHz	< 0.5 dB (σ = 0.15 dB)
FFT filter 1 Hz to 3 kHz	< 0.2 dB (σ = 0.07 dB)

Total measurement uncertainty

signal level 0 dB to -70 dB below reference level, S/N > 20 dB, 10 dB ≤ RF attenuation ≤ 40 dB, span/RBW < 100, 95 % confidence level, +20 °C to +30 °C, mixer level ≤ -10 dBm, YIG filter = ON	
20 Hz ≤ f < 10 MHz, RBW ≤ 100 kHz	0.4 dB
20 Hz ≤ f < 10 MHz, RBW > 100 kHz	0.5 dB
10 MHz ≤ f < 3.6 GHz, RBW ≤ 100 kHz	0.3 dB
10 MHz ≤ f < 3.6 GHz, RBW > 100 kHz	0.5 dB
3.6 GHz ≤ f < 8 GHz	1.2 dB
8 GHz ≤ f < 22 GHz	1.5 dB
22 GHz ≤ f < 40 GHz	1.8 dB
signal level 0 dB to -70 dB below reference level, S/N > 20 dB, 10 dB ≤ RF attenuation ≤ 40 dB, span/RBW < 100, 95 % confidence level, +20 °C to +30 °C, mixer level ≤ -10 dBm, YIG filter = OFF	
3.6 GHz ≤ f < 8 GHz	0.9 dB
8 GHz ≤ f < 40 GHz	1.2 dB

7 Bibliographie

- [1] COMBES P, GRAFFEUIL J et SAUTEREAU J 1985. Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes Dunod université 237p.
- [2] Le KERNEC A 2007. Dans Etude et réalisation d'une source opto-microonde sur une architecture en anneau potentialités de miniaturisation par l'utilisation de microrésonateurs optiques. Thèse de docteur es-sciences, Université de Toulouse, 145 p.
- [3] KABA M 2003. Dans Etude approfondie et réalisation d'un oscillateur opto-microondes pour applications fibrées à 1550nm. Thèse de docteur es-sciences, Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace de Toulouse, 165 p.
- [4] VARON DURAN M 2008. Dans Etude et réalisation d'un oscillateur opto-microonde à base de VCSEL pour la génération harmonique de signaux micro-ondes. Thèse de docteur es-sciences, Université de Toulouse, 135 p.
- [5] KABA M 2003.. Dans Etude approfondie et réalisation d'un oscillateur opto-microondes pour applications fibrées à 1550nm. Thèse de docteur es-sciences, Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace de Toulouse, 165 p.
- [6] BOULEY J.C 2007. Lasers à semi-conducteur. Technique de l'ingénieur – E2660. 15 pages.
- [7] HINCELIN G. Laser et diode laser : Les bases. 2006. Support de cours ELE107. IPST/CNAM Toulouse. 21 pages.
- [8] RONGQING H, O'SULLIVAN M 2009. Fiber optical measurement techniques, Academic press Elsevier 652 p.
- [9] DESTIC F. 2005. Etude d'une liaison opto-hyperfréquences. Mémoire VAE.106p.
- [10] PIETTE B. 2007. Multicoupleurs et filtres VHF/UHF : applications des résonateurs à air Paris , Hermes science , Lavoisier . 309 p.)
- [11] COMBES P, GRAFFEUIL J et SAUTEREAU J 1985. Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes Dunod université.
- [12] BRAHIMI H 2010. Etude en bruit de systèmes optiques hyperfréquences génération hyperfréquence à partir d'un discriminateur de fréquence à ligne à retard optique. Thèse de docteur es-sciences, Université de Toulouse, 168 p.
- [13] DESTIC F 2005. Etude d'une liaison opto-hyperfréquences. Mémoire VAE.106p.
- [14] VARON DURAN M 2008 . Dans Etude et réalisation d'un oscillateur opto-microonde à base de VCSEL pour la génération harmonique de signaux micro-ondes. Thèse de docteur es-sciences, Université de Toulouse, 135 p.

-
- [15] JOINDOT I., JOINDOT M. Les télécommunications par fibres optiques. 1996. Dunod. Paris. 737 pages.
- [16] RAUSCHER C 2001 Fundamentals of spectrum analysis, Technical documentation R&S. Munchen, 227 p.
- [17] PERCHOUX J 2006. Caractérisation et modélisation du bruit d'intensité de VCSEL(AIGaAs) et de son influence sur le bruit de phase des liaisons opto-hyperfréquences . Thèse de docteur es-sciences, Université de Toulouse, 198 p.
- [18] RAUSCHER C 2001 Fundamentals of spectrum analysis, Technical documentation R&S. Munchen, 227 p.
- [19] ACHKAR J 2006. Techniques de l'ingénieur R1145 20 p.
- [20] DESTIC F 2005. Etude d'une liaison opto-hyperfréquences. Mémoire VAE.106
- [21] Le KERNEC A 2007. Dans Etude et réalisation d'une source opto-microonde sur une architecture en anneau potentialités de miniaturisation par l'utilisation de microrésonateurs optiques. Thèse de docteur es-sciences, Université de Toulouse, 145 p.
- [22] LLOPIS O 2004. La mesure du bruit de phase en hyperfréquence, dans L'ouvrage mesures en hyperfréquences, Hermes Sciences, Lavoisier, Paris 222p

Caractérisation d'un oscillateur opto-micro-onde pour la génération de signaux RF de grande pureté spectrale

Les oscillateurs optoélectroniques sont aujourd'hui assez performants pour pouvoir prétendre offrir une solution de remplacement compétitive aux oscillateurs électriques dans de nombreux domaines.

Le VBO est une des nouvelles architectures d'oscillateur optoélectronique. Il intègre une diode laser à cavité verticale émettant par la surface (VCSEL), modulée directement.

Les VCSEL à grandes longueurs d'ondes, utilisés ici, sont en pleine évolution.

La première partie de ces travaux présente brièvement les différentes architectures pour la génération optique de signaux hyperfréquences. La deuxième partie, dans un premier temps, est consacrée à l'étude des divers éléments du VBO. Elle restitue les technologies employées et cite les autres technologies disponibles. Dans un second temps, on s'intéressera aux moyens de caractérisation. De nouveaux outils sont mis en œuvre, accompagnés de procédures précises.

Une caractérisation statique du VCSEL est entreprise, qui permettra dans le futur d'apprécier les évolutions de ce composant. La caractérisation dynamique de tous les composants du VBO est également effectuée.

La troisième partie est consacrée aux mesures de bruit de phase sur le VBO. Un intérêt tout particulier a été porté sur la documentation des protocoles expérimentaux utilisés dans le but de faciliter le partage des compétences acquises par le laboratoire MOSE.

Mots-clés : Oscillateurs – VBO – VCSEL – Bruit de phase.

Characterization of an opto microwave oscillator for RF signals of high spectral purity

Today, the oscillators optoelectronic have become performing enough to offer a competitive solution to replace the electric oscillators.

The VBO is one of the new architectures of optoelectronic oscillator. It integrates a laser diode Vertical Cavity Surface Emitting Laser (VCSEL) directly modulated.

The long-wavelengths VCSEL used here, are evolving.

The first section of this work briefly introduces the different architectures for the optical generation of hyperfrequency signals. The second section, in the first place, is devoted to the study of various VBO elements. It reproduces the technologies used and gives information on the other technologies available. In the second place, we shall be interested in characterization means. New tools have been implemented together with accurate procedures.

A static characterization of the VCSEL is performed, which will allow us to appreciate the evolution of this component in the future. The dynamic characterization of all the VBO components is also performed. The third section is devoted to the phase noise measurements on the VBO. A special attention was paid to the documentation on the experimental protocols used with the aim of facilitating the sharing of developed skills by the MOSE Laboratory.

Keywords : Oscillators – VBO – VCSEL – Phase noise.