

# RAPPORT DE PROJET DE FIN D'ETUDES

*Filière*

**Ingénieurs en Télécommunications**

*Option*

**Architecture des Systèmes de Télécommunications**

## ETUDE DE LA BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE UTILISANT LE MELANGE A QUATRE ONDES DANS L'AOS POUR LA RECUPERATION D'HORLOGE A 10 GHZ

*Elaboré par :*

**Mechraoui Sami**

*Encadré par :*

**M. Belhadj Taher Jamel**

**M. Zaghibi Issa**

**M. Cédric Ware**

**Année universitaire : 2001/2002**

# Dédicaces

*A la personne que j'ai tant aimé qu'elle assiste à ma soutenance : le regretté mon très cher père*

*A mon adorable mère qui a toujours été là pour moi, et qui m'a donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance. J'espère qu'elle trouve dans ce travail toute ma reconnaissance et tout mon amour.*

*A mon cher frère Nabil*

*A mes chères sœurs Leila et Iman*

*A ma très chère Sonia*

*A toute ma famille*

*A tous mes amis*

*Je dédie ce mémoire*

## AVANT – PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé dans le cadre de la préparation du diplôme d'ingénieur en télécommunications – Option Architecture des Systèmes de Télécommunication à l'école supérieure de télécommunication de Tunis (SUP'COM). Il a été réalisé en collaboration avec le département COMELEC (télécommunications et électronique) de l'Ecole Supérieure des Télécommunications de Paris (ENST-Paris) au sein du groupe optoélectronique.

A son terme je tiens à remercier tout particulièrement :

Monsieur Jamel BELHADJ TAHER, Monsieur Issa ZAGHBI enseignants chercheurs à SUP'COM ainsi que Cédric WARE doctorant chercheur du laboratoire optoélectronique à l'ENST pour mon encadrement, pour leur disponibilité et leur sympathie, pour les conseils qu'il m'ont prodigués et pour leur soutien moral.

M. Didier Erasme de m'avoir donné la chance d'effectuer ce stage au sein du département COMELEC.

Tous mes professeurs qui ont contribué à ma formation ainsi qu'aux responsables de SUP'COM pour les moyens qu'ils m'ont offerts afin de mener à terme ce travail.

## Résumé

La récupération de l'horloge du signal transmis est un élément important de la régénération des signaux en ligne et de la synchronisation de la prise de décision en réception.

Une méthode consiste à utiliser les effets non-linéaires se produisant dans un amplificateur optique à semi-conducteurs comme comparateur de phase rapide dans une boucle à verrouillage de phase. Une boucle de récupération de rythme à 10 Gb/s a été réalisée et testée.

Mots clés : Optique, optoélectronique, amplificateur optique à semi-conducteur (AOS), mélange à quatre ondes, boucle à verrouillage de phase.

## Abstract

Clock recovery of the signal transmitted is an element important of the regeneration of the in line signals and the synchronization of the decision making in receipt.

A method consists in using the non-linear effects occurring in a semiconductors optical amplifier to as fast phase comparator in a phase locked loop. A PLL of rhythm recuperation to 10 Gb/s has been achieved and has been tested.

Key words : Optic, optoelectronic, Semi-conductor Optical Amplifier (SOA), Four Wave Mixing (FWM), Phase Locked Loop (PLL).

# Table des figures

Figure 1.1 : Effet de la relation non-linéaire entre polarisation induite  $P(t)$  et champ électrique oscillant  $\xi(t)$ .

Figure 1.2. : Géométries respectant la condition d'accord de phase pour deux processus non-linéaires de troisième ordre dans un milieu isotrope.

Figure 1.3 : Influence d'une impulsion injectée à l'intérieur d'un SOA.

Figure 1.4 : Efficacité en fonction du detuning.

Figure 1.5 : Représentation schématique du spectre du processus de mélange à quatre ondes.

Figure 2.1.1 : La boucle à verrouillage de phase utilisant le FWM avec comparateur de phase.

Figure 2.1.2 : Boucle à verrouillage de phase sans comparateur de phase.

Figure 2.2.1: Diagramme général de la boucle à verrouillage de phase.

Figure 2.2.2 : Détection de phase par la multiplication des deux sinusoids.

Figure 2.2.3 : Filtre le signal de sortie du multiplieur pour éliminer le terme à fréquence double.

Figure 2.2.4 : Réponse du VCO dans le domaine de Laplace.

Figure 2.2.5 : Fréquence de sortie du VCO en fonction de la tension d'entrée  $V_d$ .

Figure 2.2.6 : Tension de sortie du comparateur de phase en fonction de la différence de phase  $\epsilon_\phi$ .

Figure 2.2.7 : Plage de poursuite de la boucle accrochée.

Figure 2.3.1 : Séparation de la partie Electrique et Optique de la boucle.

Figure 2.3.2 : Composant équivalent remplaçant la partie optique de la boucle.

Figure 2.3.3 : Boucle à verrouillage de phase toute électrique sans comparateur de phase.

Figure 2.3.4 : Équivalent VCO suivi par un multiplicateur de fréquence par 5.

Figure 2.3.5 : Boucle à verrouillage de phase tout-électrique avec comparateur de phase.

Figure 2.3.6 : Modèle équivalent pour un VCO succéder par un mélangeur.

Figure 2.3.7 : Niveaux des fréquences de signal pour la boucle verrouillée.

Figure 2.3.8 : La boucle simplifier avec comparateur de phase.

Figure 2.3.9 : La comparaison des deux boucles.

Figure 3 : Montage expérimental pour générer le signal conjugué.

Figure 3.1 : Spectre des signaux pompe et sonde à l'entrée de l'AOS.

Figure 3.2 : Spectre du signal à la sortie du AOS.

Figure 3.3 : Spectre du signal conjugué après filtrage.

Figure 3.4 : Montage expérimental de la boucle avec comparateur de phase.

Figure 3.5 : Montage expérimental de la mesure de la composante à  $10\text{ MHz} + \epsilon$ .

Figure 3.6 : Valeur de la composante à  $10\text{ MHz}$  en fonction de la puissance de la pompe pour différentes puissances de sonde avec un courant de polarisation du SOA de  $150\text{ mA}$ .

Figure 3.7 : Valeur de la composante à  $10\text{ MHz}$  en fonction de la puissance de la pompe pour différentes puissances de sonde avec un courant de polarisation du SOA de  $250\text{ mA}$ .

Figure 3.8 : Bande d'accrochage en fonction de la puissance de la composante à  $10\text{ MHz}$  en sortie du SOA.

Figure 3.9 : Montage expérimental de la boucle sans comparateur de phase.

Figure 3.10 : Effet de l'atténuation sur le bruit de phase du signal horloge.

Figure 3.11 : Effet de la puissance de la pompe sur l'accrochage du signal.

Figure 3.12 : Séquence de mesure montrant la forme temporelle le signal horloge récupéré.

# Introduction

# Introduction

Les réseaux de transmissions optiques jouent un rôle très important dans les systèmes de transmission de données et se démarquent de leurs concurrents par des capacités binaires les plus élevées et par une excellente fiabilité des liens physiques. Mais pour concurrencer les réseaux électroniques déjà implémentés, les réseaux optiques devront également être en mesure de proposer des fonctions de routage des signaux optiques. Pour cela il faut résoudre le problème de synchronisation ou de récupération d'horloge afin de mettre en œuvre un réseau tout optique.

La récupération d'horloge est une fonction clé des systèmes de communication. Actuellement cette fonction est encore réalisée par un circuit électronique. Même si de nouveaux circuits électroniques sont capables de fournir une récupération d'horloge à plusieurs GHz, cette technique nécessite toujours la conversion électronique-optique. Une alternative est la récupération d'horloge par des composants optiques. Ils présentent les avantages de mieux s'intégrer aux dispositifs de transmission, d'avoir une plus grande flexibilité aux débits et de permettre des débits d'utilisation plus compatibles avec les besoins à atteindre. Quels que soient les candidats optiques à la récupération d'horloge, l'approche physique est la même. L'oscillateur optique se synchronise sur la composante spectrale à la fréquence d'horloge d'un signal optique injecté. La synchronisation se concrétise par un accrochage de la phase et de la fréquence de la modulation de l'oscillateur sur celles de l'horloge. Il existe plusieurs composants pouvant jouer le rôle d'oscillateurs. La boucle optique à verrouillage de phase ( optical phase-locked loop ) a permis d'obtenir une extraction d'horloge à 10 GHz. Son principe est basé sur la corrélation des signaux optiques d'une séquence binaire et d'horloge dans un amplificateur optique à semi-conducteurs. La réponse de l'amplificateur est liée à la différence de phase entre les signaux d'horloge et de la séquence. Analysée par un dispositif électronique, elle permet de corriger la fréquence de la modulation d'un laser



fournissant le signal d'horloge. La récupération d'horloge est atteinte quand la différence de phase est nulle.

Dans ce cadre, j'ai réalisé mon projet de fin d'étude dont le travail demander était le suivant : En premier lieu comprendre l'origine du mélange à quatre ondes dans l'amplificateur optique à semi-conducteurs (AOS). Puis de présenté la boucle à verrouillage de phase et de modélisé les deux types de boucles proposées à l'ENST. Enfin, faire une série de mesures sur ces deux boucles afin de mieux comprendre leurs fonctionnement.

Ainsi, ce rapport se compose de trois parties, la première présente une description des phénomènes non-linéaires intervenant dans l'AOS et origine du mélange à quatre ondes, la seconde donne une étude de la boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes pour la récupération de l'horloge optique à 10 GHz, enfin quelques mesures expérimentales faites sur la boucle sont présentés.

# Chapitre I

# Chapitre I :

## Description des phénomènes non linéaires intervenant dans les AOS et origine du mélange à quatre ondes

### I. Introduction

L'étude des processus optiques non linéaires est devenue le centre d'une grande attention pendant les dernières décennies. Depuis la célèbre observation de la génération de la deuxième harmonique dans un cristal de quartz par Franken et al (1961), généralement considérée comme la naissance du système optique non linéaire, le champ a subi une expansion rapide. Les développements en technologie laser de haute puissance ont joué le rôle de combustible pour cette expansion, et ont eu comme conséquence l'observation d'un vaste intervalle des effets, dans beaucoup de médias différents. D'intérêt particulier récemment ont été les propriétés optiques non-linéaires des amplificateurs optiques à semi-conducteur (AOS).

Les dispositifs basés sur des non-linéarités optiques dans les AOS offrent le grand potentiel pour des applications, le plus notamment dans les domaines des transmissions optiques et de la technologie de l'information, telles que la compensation de la dispersion chromatique des fibres optiques, la conversion en longueur d'onde, le démultiplexage optique, l'implémentation des portes logiques, la récupération d'horloge, la génération de signaux « prechirped », etc. Pour que de

tels dispositifs accomplissent cette promesse, une compréhension de la dynamique des processus non-linéaires dans les dispositifs optoélectroniques à semi-conducteurs est d'une importance capitale dans le discernement de leurs propriétés et de leur fonctionnement.

Malgré la grande quantité de travaux théoriques et expérimentaux réalisés, la phénoménologie non-linéaire dans les AOS n'est pas encore complètement comprise. En conséquence, il est fréquent de trouver dans la littérature spécialisée des observations suscitant des interprétations tout à fait différentes. Le premier sujet de polémique est relatif à l'identification des phénomènes qui interviennent dans la dynamique non-linéaire. Ensuite la problématique se pose autour de la détermination de l'influence de chaque phénomène non-linéaire sur la réponse du système. Alors, afin de mieux comprendre et d'essayer clarifier la phénoménologie non-linéaire dans les AOS, nous avons choisi le processus de mélange à quatre ondes comme un outil d'analyse dans ce chapitre, ainsi c'est le processus que nous allons l'exploiter pour la suite de notre travail. Ainsi parallèlement à la description de la dynamique des différents processus non-linéaires se déroulant dans les semi-conducteurs, nous analyserons aussi l'origine du mélange à quatre ondes dans les AOS [1].

Généralement, les phénomènes non-linéaires dans les AOS sont le résultat de l'acquisition par le matériau d'une polarisation dépendant de façon non-linéaire de l'amplitude du champ [2]. Ainsi, ce chapitre est développé de la façon suivante : Tout d'abord dans le paragraphe II, une explication des origines de la polarisation induite par un champ électrique est présentée, le paragraphe III donne une description des effets non-linéaires dans l'AOS, enfin le phénomène du mélange à quatre ondes dans l'AOS est présenté dans le paragraphe IV.

## II. Origine de la polarisation induite par un champ électrique

Afin de bien comprendre l'origine des non-linéarités dans les AOS et la relation de la polarisation induite avec le champ électrique, nous allons prendre un modèle

simple étudié très fréquemment dans la littérature, nous supposons qu'un semi-conducteur peut être considéré comme un ensemble de particules chargées plus ou moins liées au réseau cristallin : ions, électrons liés et porteurs libres. Lorsqu'on applique un champ électrique au milieu, les charges (principalement les porteurs libres) s'éloignent de leur position d'origine, créant ainsi une polarisation du milieu. Si le champ appliqué n'est pas suffisamment fort pour briser l'élasticité de la force de liaison, alors il aura la formation de petits déplacements élémentaires (charges positives d'un côté, charges négatives de l'autre) qui se traduisent par l'apparition dans le matériau de moments dipolaires électriques induits. Autrement dit, l'effet d'un champ électrique sur un semi-conducteur est d'induire une polarisation.

L'éloignement  $x(t)$  de la position d'équilibre sous l'effet d'un champ électrique  $E(t)$  obéit à l'équation du mouvement :

$$\frac{\partial^2 x(t)}{\partial t^2} + \Gamma_x \frac{\partial x(t)}{\partial t} + \omega_a^2 x(t) = -\frac{q}{m} \xi(t) \quad (1.1)$$

Où  $\omega_a$  est la fréquence de résonance de l'électron,  $\Gamma_a/2$  est le taux d'amortissement du rayonnement dipolaire. Avec le champ électrique du laser est représenté par l'expression suivante :

$$\xi(t) = \xi_0(t) \exp(-i\omega_0 t) + c.c \quad (1.2)$$

Où  $\omega_0$  est la pulsation optique et c.c. désigne le complexe conjugué.

La solution de l'équation (1.1) est obtenue par la substitution de (1.2) dans (1.1)

$$x(t) = \frac{q\xi_0(t)}{2m\omega_a((\omega_0 - \omega_a) + i\Gamma_a/2)} \exp(-i\omega_0 t) + c.c. \quad (1.3)$$

Où  $\omega_0 - \omega_a$  représente le désaccord existant entre la pulsation laser et la fréquence de résonance ;

donc, la polarisation induite dans le milieu est définie par :

$$P(t) = -qN_d x(t) \quad (1.4)$$

Où  $N_d$  est la densité de dipôles par unité de volume.

est donc donnée en fonction de la susceptibilité linéaire par :

$$P(t) = \varepsilon_0 \chi^{(1)}(\omega_0) \xi_0(t) \exp(-i\omega_0 t) + c.c. \quad (1.5)$$

$\varepsilon_0$  : permittivité du vide

$\chi^{(1)}$  : tenseur de susceptibilité linéaire d'ordre 2.

On remarque que la polarisation induite est proportionnelle à l'amplitude du champ électrique appliqué  $\xi_0(t)$ .

La figure 1.1 issue du travail de J.Y Courtois montre que la réponse anharmonique des électrons donne lieu à une polarisation induite, laquelle peut être considérée comme étant soit linéaire (en bonne approximation), soit non-linéaire en champ électrique appliqué, selon la grandeur de celui-ci.

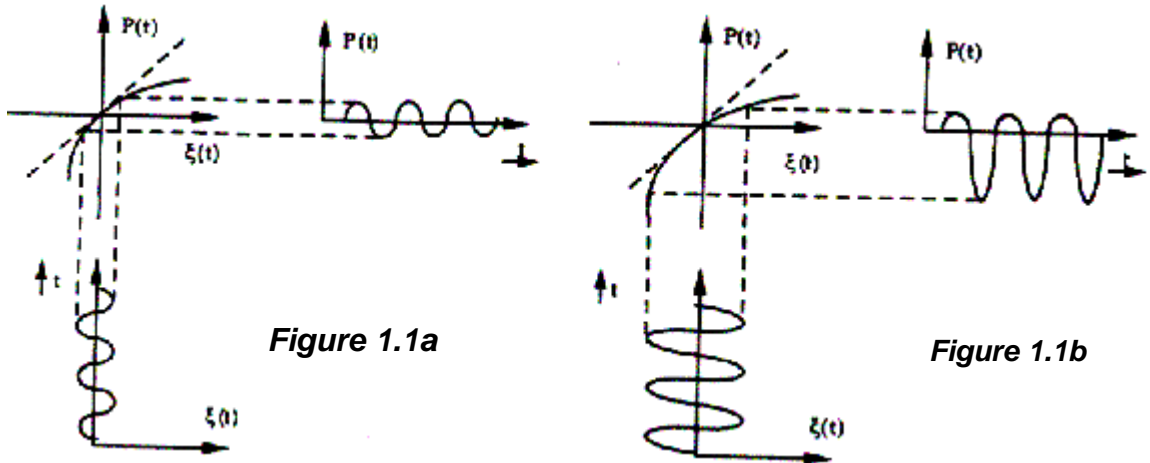


Figure 1.1 : Effet de la relation non-linéaire entre polarisation induite  $P(t)$  et champ électrique oscillant  $\xi(t)$  (figure tirée de la thèse d'Horatio Soto Ortiz [1]). a) Lorsque le champ électrique incident est suffisamment faible, la polarisation apparaît essentiellement comme une fonction linéaire de  $\xi(t)$ . b) Toutefois, à plus fortes valeurs du champ, la polarisation présente une forme distordue contenant plusieurs harmonique de  $\omega$ .

Toute cette analyse est valable pour un petit déplacement des charges libres. Mais lorsque les champs deviennent trop importants, la force de rappel linéaire n'est plus suffisante; des termes non linéaires apparaissent alors de façon à ce que l'électron demeure dans son puits de potentiel. L'équation différentielle s'écrit alors :

$$\frac{\partial^2 x(t)}{\partial t^2} + \Gamma_x \frac{\partial x(t)}{\partial t} + \omega_a^2 x(t) + (\zeta^{(2)} x^2(t) + \zeta^{(3)} x^3(t) + \dots) = -\frac{q}{m} \xi(t) \quad (1.6)$$

et sans pouvoir donner de solution analytique, on peut résoudre l'équation précédente par la méthode de perturbation, en effectuant un développement de la solution  $x(t)$  en puissances de l'amplitude du champ électrique. la polarisation prend alors la forme :

$$P(t) = \epsilon_0 \left( \chi^{(1)}(\omega_0) \xi_0 + \chi^{(2)}(\omega_0) \xi_0^2 + \chi^{(3)}(\omega_0) \xi_0^3 + \dots \right) \quad (1.8)$$

Où  $\chi^{(2)}, \chi^{(3)}, \dots$  représentent les tenseurs des susceptibilités non-linéaires.

Dans le cas d'un SOA le matériau utilisé est un matériau centro-symétrique, ceci a pour conséquence que la polarisation induite change de signe lorsque le champ change de signe et se traduit par le fait que la polarisation ne peut donc contenir que des puissances impaires. Le premier terme non-linéaire à intervenir est donc le terme d'ordre trois responsable du mélange à quatre ondes.

## II.1. Unités Électrostatiques

La dérivation en ce chapitre a été exécutée en utilisant les définitions des unités de SI. Un système des unités alternatif fréquemment utilisées dans le domaine du système optique non linéaire est celui des unités électrostatiques (esi). La forme des relations que nous avons dérivées est différente dans les deux systèmes [4]. En particulier, les susceptibilités ont été définies selon des unités de SI pour :

$$P(t) = \epsilon_0 \left( \chi^{(1)}(\omega_0) \xi_0 + \chi^{(2)}(\omega_0) \xi_0^2 + \chi^{(3)}(\omega_0) \xi_0^3 + \dots \right)$$

Quantité	SI	esi
$P^{(n)}$	$\text{Cm}^{-2}$	$\text{statvolt cm}^{-1}$
$\chi^{(n)}$	$(\text{mV}^{-1})^{n-1}$	$(\text{cm statvolt}^{-1})^{n-1}$
$E$	$\text{Vm}^{-1}$	$\text{stavolt cm}^{-1}$

*Tableau 1 : Unités électrostatiques*



## II.2. Accord de phase

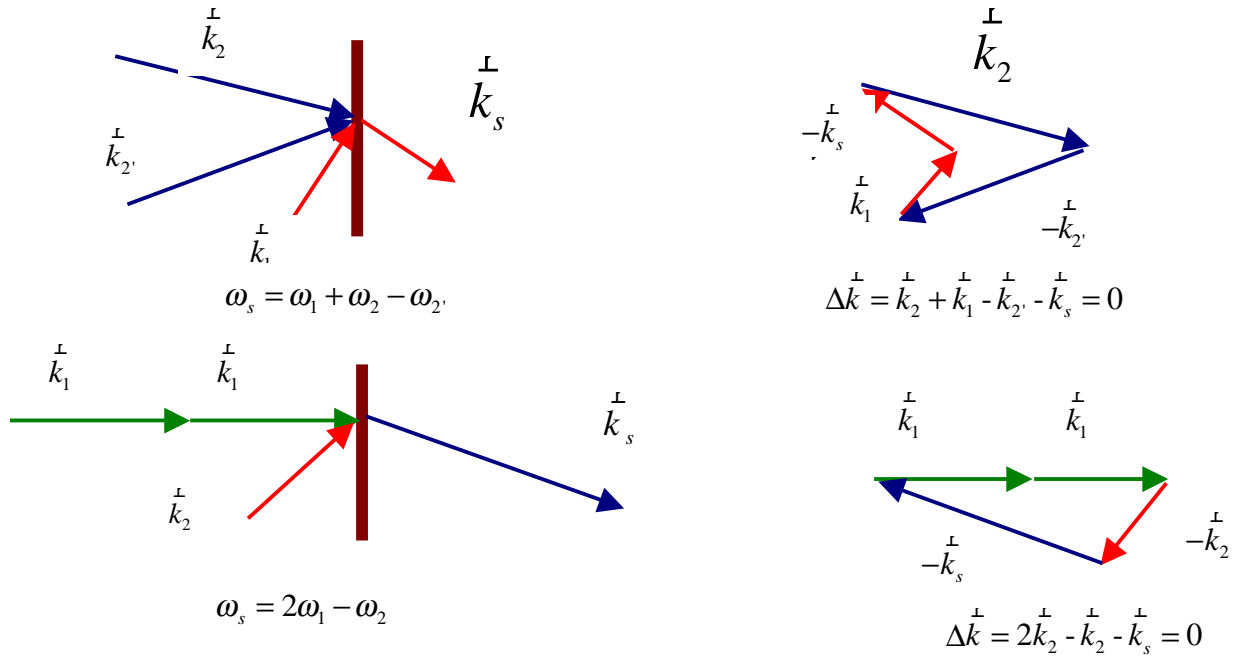


Figure 1.2. : Géométries respectant la condition d'accord de phase pour deux processus non-linéaires de troisième ordre dans un milieu isotrope.

Si on considère un champ de radiation contenant trois fréquences,  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  et  $\omega_3$ , interagissant avec un matériau, la polarisation de troisième ordre,  $P^{(3)}$  contient des combinaisons de ces fréquences du type :

$$\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$$

$$3\omega_j, \omega_j \quad j = 1, 2, 3$$

$$2\omega_i + \omega_j, 2\omega_i - \omega_j, \omega_i - 2\omega_j \quad i = 1, 2, 3, j \neq i;$$

$$\omega_i + \omega_j - \omega_k, \omega_i - \omega_j - \omega_k \quad i = 1, 2, 3, k \neq j \neq i$$

Pour qu'un rayon soit généré efficacement, il faut bien sûr que la condition d'accord de phase ( $\Delta k = 0$ ) soit respectée [6]. Dans un matériau isotrope, il est impossible de remplir cette condition pour les processus où le signal est à la fréquence somme des rayons appliqués ( par exemple,  $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ ,  $3\omega_j$  et  $2\omega_i + \omega_j$ ).

Pour les autres processus, la condition d'accord de phase peut être remplie en ajustant l'angle d'incidence des différents rayons, comme le montre la figure 1.2.

### III. Les non-linéarités dans les AOS

La dynamique de gain non-linéaire dans l'AOS, responsable du processus de FWM est basée sur des effets d'inter et d'intra-bande. Tandis que le premier se réfère aux transitions d'électrons de la bande de valence vers la bande de conduction, le dernier est rapproché à la diffusion porteur-porteur et porteur-phonon changeant la distribution de porteur dans la même bande. Les effets d'inter-bande changent la densité de porteur en raison de l'épuisement de porteur causé par l'émission stimulée.

Ainsi on distingue trois principales non-linéarités dans l'AOS [3]. La figure 1.3 explique leur enchaînement après le passage d'une impulsion dans le milieu. Ce sont :

#### III.1. La pulsation de densité de porteurs

Lorsqu'on injecte un faisceau optique dans le matériau, des trous et des électrons se recombinent ce qui abaisse le nombre de porteurs et donc le gain de l'amplificateur, le courant d'alimentation permet ensuite de rétablir la densité de porteurs en injectant des électrons dans la bande de conduction. La puissance entrante est modulée par le detuning (écart entre les fréquences optiques des faisceaux d'entrée) ce qui entraîne une modulation de la densité de porteurs et par conséquent de gain.

Ce phénomène est un phénomène inter-bande, il est donc relativement lent et possède une constante de temps de 200 à 300 ps.

### III.2. Le trou spectral

Lors du passage d'une impulsion, elle produit une forte émission stimulée dépeuplant la bande de conduction et la bande de valence de porteurs dans la différence d'énergie est égale à celle des photons injectés. Le résultat est la formation d'un creux dans les distributions de porteurs. Ce phénomène est un phénomène intra-bande et le trou spectral a une durée de vie de 70 fs, c'est le plus rapide des phénomènes qui a lieu dans les SOA.

### III.3. L'échauffement de porteurs

La création du trou spectral a provoqué un déséquilibre dans la distribution énergétique des porteurs. Pour remédier à ce phénomène, la distribution va s'étirer vers les hautes énergies jusqu'à retrouver un quasi-niveau de Fermi. La température des gaz de porteurs est alors différente de celle du réseau. Ce phénomène est un phénomène intra-bande et le trou spectral a une durée de vie de 650 fs.

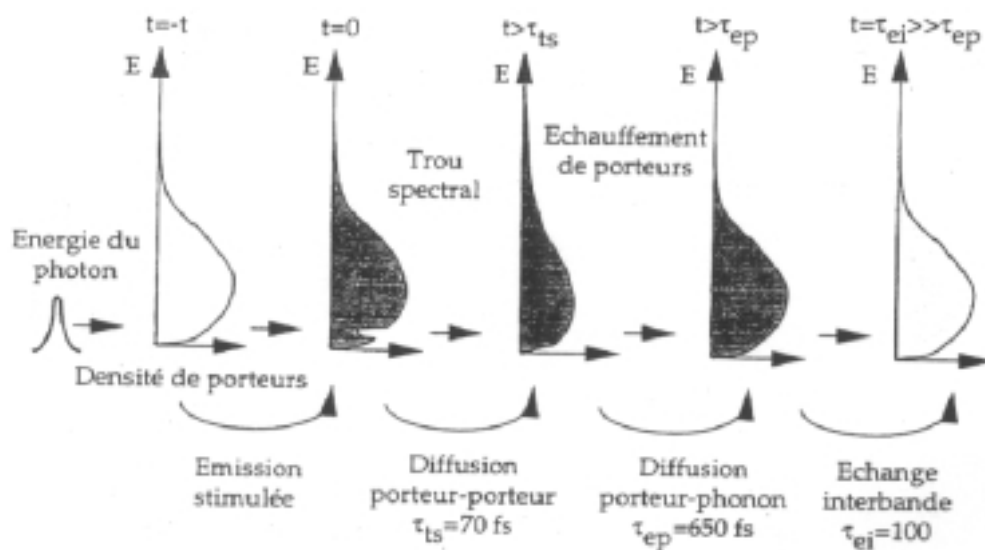


Figure 1.3 : Influence d'une impulsion injectée à l'intérieur d'un SOA (figure tirée de la thèse d'Horatio Soto Ortiz [1])

*A  $t < 0$ , la distribution est stationnaire, c'est une distribution de Fermi*

*A  $t = 0$ , l'impulsion entraîne une importante consommation de porteurs au niveau énergétique des photons introduits, il s'agit du phénomène du trou spectral.*

A  $t=\tau_{ts}$ , la densité énergétique des porteurs rétablit une pseudo-distribution de Fermi, c'est l'échauffement de porteurs.

A  $t=\tau_{ep}$ , La diffusion porteur-phonon ramène alors les porteurs à la température du réseau.

A  $t=\tau_{ei}$ , grâce à quelques échanges inter-bandes, la distribution reprend sa forme originelle.

En résumé, le trou spectral est une déviation locale par rapport à la distribution initiale de Fermi, laquelle est régularisée par la diffusion porteur-porteur. Par ailleurs, l'échauffement de porteurs provoque une variation de la température des gaz de porteurs et des quasi-niveaux de Fermi. La diffusion porteur-phonon étant le phénomène qui ramène les distributions énergétiques de porteurs à l'équilibre.

Le fait que ces phénomènes soient très rapides permet de suivre des modulations à haute fréquence et explique leur utilisation pour des transmissions à haut débits. On présente sur la figure 1.4 des courbes représentant l'efficacité en fonction de la fréquence du désaccord (detuning). Ainsi d'après la figure 1.4 on prévoit que le signal conjugué subi trois changements de pente aux fréquences de désaccord 0.4, 1.5 et 14 THz, correspondant à l'inverse des temps de vie des processus de relaxation des mécanismes de la pulsation de densité de porteurs, de l'échauffement de porteurs et du trou spectral respectivement.

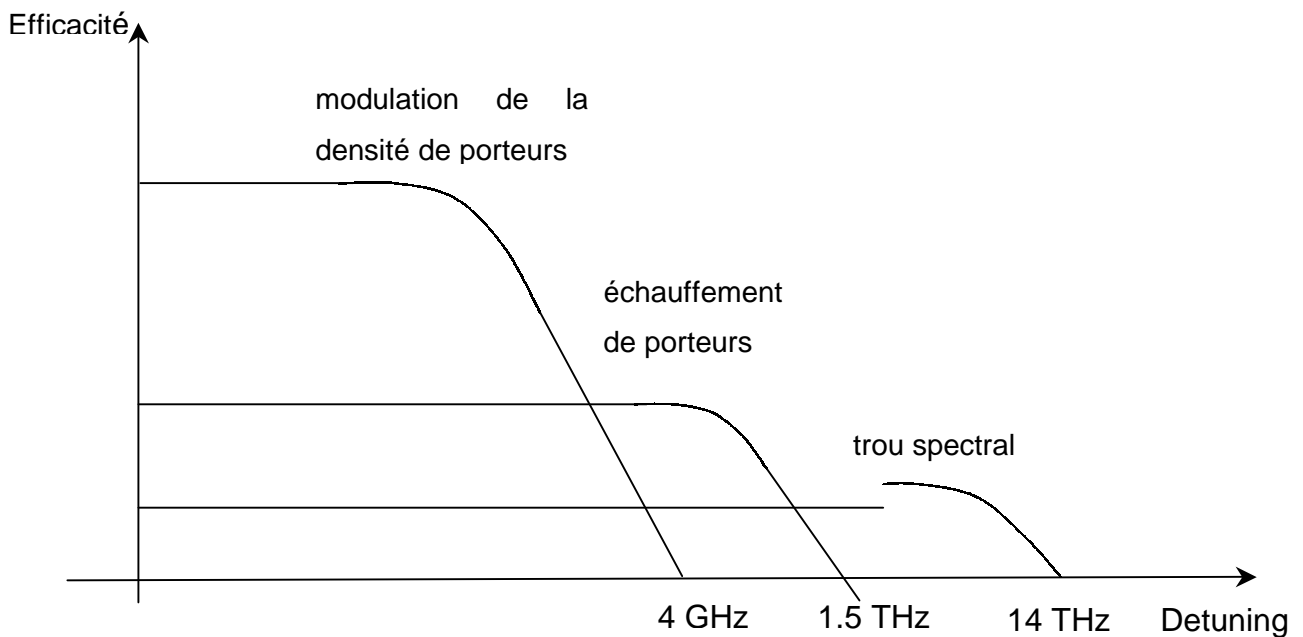
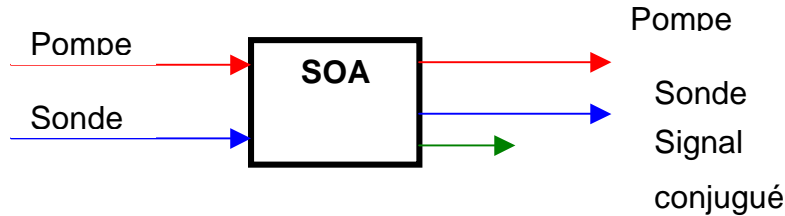


Figure 1.4 : Efficacité en fonction du detuning (figure tirée du rapport de Robin Brassac et Benoît Dhien [7]).

## IV. Mélange à quatre ondes dans les AOS

L'amplificateur optique à semi-conducteur est le théâtre des effets non-linéaire de troisième ordre et en conséquence peuvent être utilisés pour observer un phénomène de mélange à quatre ondes.

Le mélange à quatre ondes est obtenu en injectant dans le milieu actif d'un AOS deux faisceaux optiques se propagent dans la même direction et avec des polarisations identiques. Afin d'optimiser le processus, il faut que les polarisations des faisceaux corresponde à celle qui est favorisée par la guide d'onde de l'amplificateur (généralement mode TE). Le faisceau le plus intense est habituellement appelé la pompe et l'autre est nommé la sonde.



Les champs électromagnétiques de la pompe  $E_0(t)$  et de la sonde  $E_1(t)$  à l'entrer de l'amplificateur peuvent être exprimés de la façon suivante :

$$E_0(t) = \sqrt{P_0(t)} \exp[j(\omega_0 t + \phi_0(t))]$$

$$E_1(t) = \sqrt{P_1(t)} \exp[j(\omega_1 t + \phi_1(t))]$$

où  $P_0, \omega_0, \phi_0$  et  $P_1, \omega_1, \phi_1$  sont la puissance, la fréquence angulaire optique et la phase des champs électromagnétiques des faisceaux pompe et sonde.

La puissance totale à l'entrée de l'amplificateur est donc proportionnelle à :

$$P_{TE}(t) = |E_0(t) + E_1(t)|^2$$

et plus explicitement à :

$$P_{TE}(t) = P_0(t) + P_1(t) + 2\sqrt{P_0(t)P_1(t)} \cos[(\omega_0 - \omega_1)t + \phi_0(t) - \phi_1(t)] \quad (1.9)$$

Le troisième terme de l'équation (1.9) est connu comme le battement produit par l'interaction de deux faisceaux de la même polarisation avec deux pulsations différentes. Pour cette raison la fréquence du battement  $\Omega = \omega_0 - \omega_1$  est appelée fréquence de désaccord (detuning en anglais).

A la sortie de l'AOS on aura des changements d'indice et de gain des faisceaux d'entrées c-à-d pompe et sonde ainsi apparition d'autres faisceaux dus à la saturation du gain et au non-linéarité d'ordre trois du milieu actif du composant. Les modifications d'indice et de gain se traduisent dans le formalisme par l'introduction d'une polarisation non-linéaire, présentant des nombreuses constantes de Fourier. Théoriquement la polarisation induite rayonne dans le milieu plusieurs champs électromagnétiques de fréquences optiques  $\omega_0 \pm n\Omega$  et  $\omega_1 \pm n\Omega$  (où  $n = 1, 2, \dots$ ) dont les évolutions sont régies par une susceptibilité non-linéaire de troisième ordre.

En réalité le nombre de champs électromagnétiques qui sont visibles se réduisent au premier ordre, car les puissances des faisceaux pompe et sonde rarement dépassent de quelques mW. Autrement dit, il y a quatre champs électromagnétiques observables, deux dont les fréquences optiques coïncident avec celles des faisceaux pompe et sonde et deux dont les fréquences optiques sont  $\omega_0 + \Omega$  et  $\omega_1 - \Omega$  pour  $\omega_0 > \omega_1$  dans ce cas le champ électromagnétique de fréquence optique  $\omega_0 + \Omega$  est en effet le signal conjugué (voir figure 1.5).

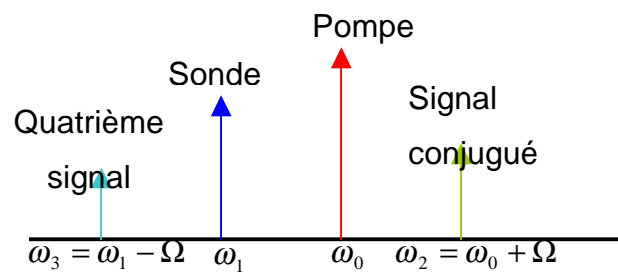


Figure 1.5 : Représentation schématique du spectre du processus de mélange à quatre ondes.

# Chapitre II



## Chapitre II :

# Etude de la boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes pour la récupération de l'horloge optique à 10GHz

## I. Présentation de la boucle à verrouillage de phase

### I.1. Introduction

La boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes pour la récupération du signal d'horloge optique de très haut débit a été proposé par O.Kamatani et S.Kawanishi dans un article du *Journal Lightwave of Technology* paru en 1995. Dans cette boucle, la différence de phase entre un signal optique et une horloge est détectée en utilisant le mélange à quatre ondes (FWM) comme phénomène non linéaire à grande vitesse. Le signal optique de différence de phase est alors amplifié et filtré pour être détecté par une photodiode. Le signal de différence de phase est rétroagi à un oscillateur commandé en tension (VCO) qui pilote l'horloge optique. Le décalage de fréquence est soustrait du signal de différence de phase au moyen d'un deuxième procédé de détection de phase après détection de photodiode. La fréquence offset est introduite dans la boucle par le mélange analogique du signal de sortie de VCO et une sinusoïde pure à la fréquence offset.

Basé sur le PLL proposé par O.Kamatani et S.Kawanishi, une boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes a été développée à l'Ecole

Nationale Supérieure de Télécommunications (ENST) Paris pour l'étude de la récupération d'horloge. La disposition de boucle peut être vue sur la figure 2.1.1.

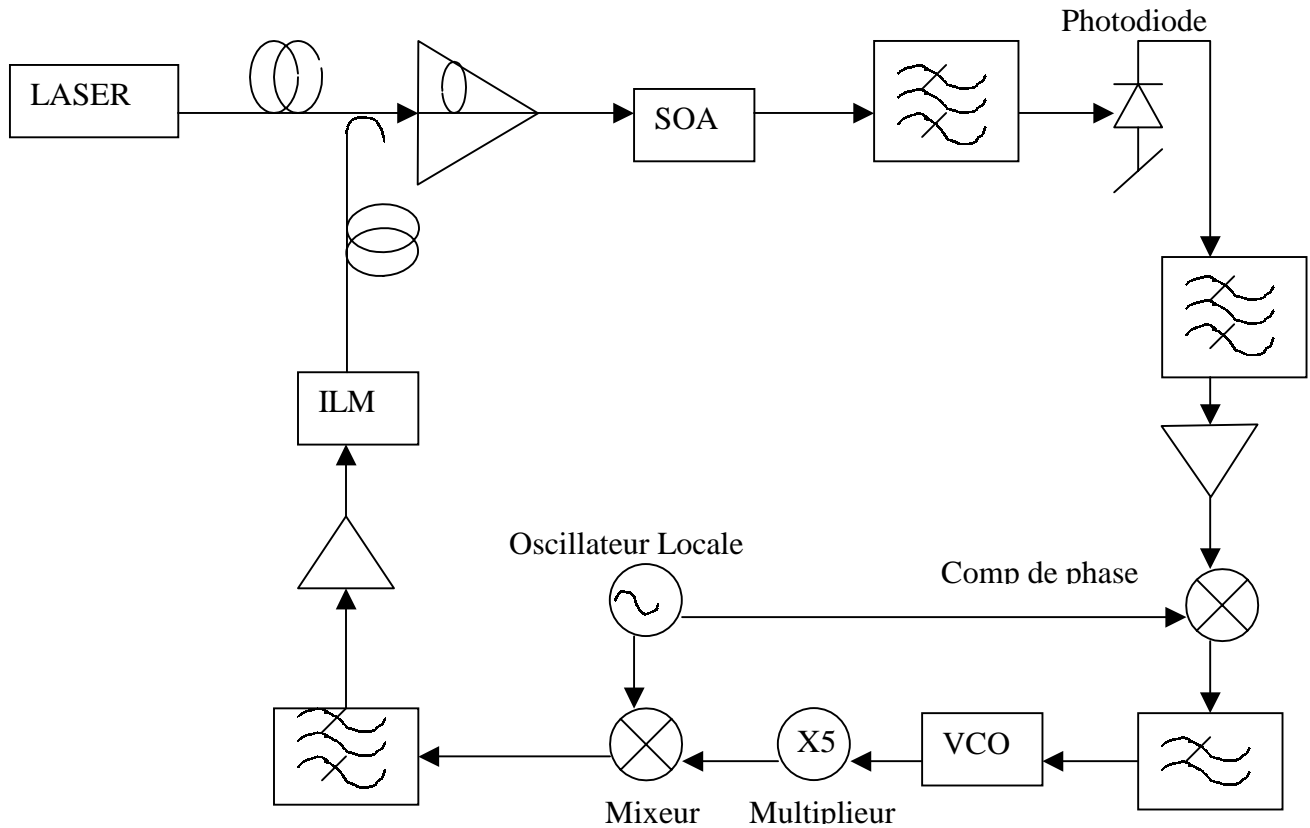


Figure 2.1.1 : La boucle à verrouillage de phase utilisant le FWM avec comparateur de phase.

Abréviations :

SOA	Semiconductor Optical Amplifier
VCO	Voltage Controlled Oscillator
ILM	Integrated Laser and Modulator

La modification principale à l'égard de la boucle proposée par O.Kamatani et S.Kawanishi est que le VCO fonctionne à une fréquence 5 fois plus basses que la fréquence du signal d'entrée. Si le signal de VCO est synchronisé à la fréquence  $\frac{f_0}{5}$  où  $f_0$  est la fréquence de signal d'entrée, le signal de sortie de VCO peut être utilisé

pour (trigger) déclencher un oscilloscope pour la visualisation du signal d'entrée. Pour obtenir la fréquence de base désirée, la phase du signal de sortie de VCO est multipliée par 5 par un multiplicateur de fréquence.

La boucle représentée sur la figure 2.1.1 a été mise en application et testée à 10 GHz au début du stage, mais on n'a pas pu prendre des mesures avec à cause de la défaillance du comparateur de phase. En même temps, on a proposé une boucle alternative à l'ENST. Le principe de fonctionnement de la nouvelle boucle demeure le même, mais sans introduction de fréquence offset entre le signal optique et le signal d'horloge. Le dispositif modifié de la boucle est montrée sur la figure 2.1.2. Les deux dispositifs présentée de la boucle ont été testés et parvenus pour réaliser le verrouillage à un débit du signal d'entrée de 10 GHz.

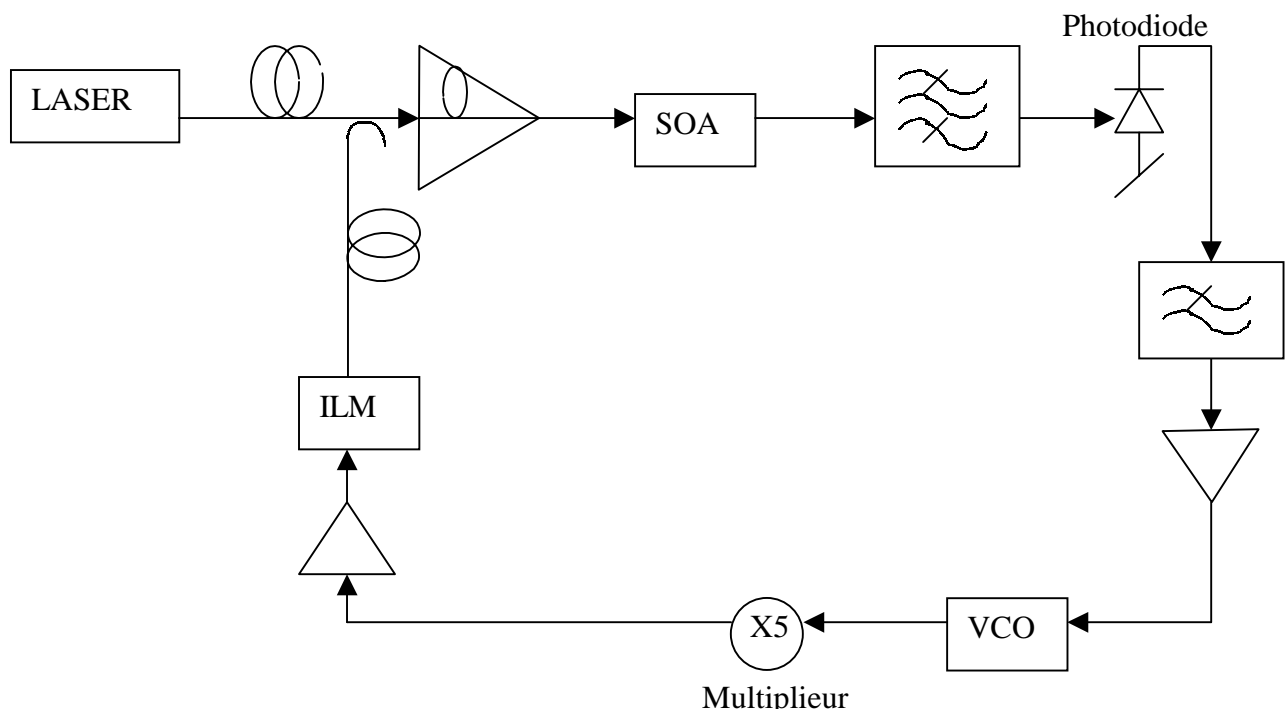


Figure 2.1.2 : Boucle à verrouillage de phase sans comparateur de phase.

Le but de ce chapitre est d'étudier les deux boucles proposées. Dans une approche théorique, nous souhaitons développer un modèle pour les deux boucles qui aident à mettre en valeur la différence entre les deux boucles. À un niveau pratique, qui sera traité dans le chapitre suivant, les deux boucles devraient être

établies pour fonctionner à un débit de signal d'entrée de 10 GHz. Dans ce qui suit, une introduction à la théorie de PLL est donnée.

## I.2. Boucle à verrouillage de phase de base

Une boucle à verrouillage de phase (PLL) est un circuit qui synchronise le signal d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO) avec un signal d'entrée, appelé la référence, pour qu'ils fonctionnent à la même fréquence. La boucle synchronise le VCO au signal d'entrée en comparant leurs phases et contrôlant le VCO d'une telle façon que la phase de l'oscillateur soit obligée de suivre la phase du signal d'entrée. On dit qu'une boucle est "verrouillée" quand la sortie du VCO et le signal de référence sont synchronisés. Un diagramme général d'une boucle à verrouillage de phase est présenté dans la figure 2.2.1.

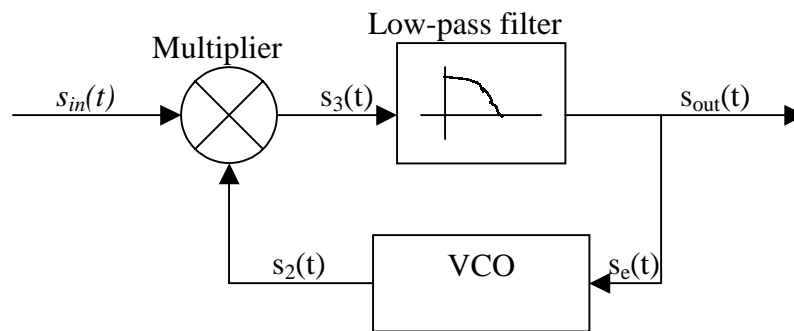


Figure 2.2.1: Diagramme général de la boucle à verrouillage de phase

La boucle à verrouillage de phase de base consiste en trois composants : un comparateur de phase (PD), un filtre de boucle et un oscillateur commandé en tension. Le filtre de boucle peut être actif ou passif. La description du fonctionnement de ces dispositifs, les équations de base régissant le fonctionnement de la boucle sont présentés dans la section suivante.

### I.2.1. Modèle des composants de base du PLL

Un PLL a trois composants de noyau. Ils sont

1. Comparateur de phase (PD) ou le multiplicateur
2. Le filtre de boucle (LF)

### 3. Oscillateur commandé en tensions ou VCO

#### a) Le comparateur de phase

Une définition simple est que le comparateur de phase est un multiplicateur. Une valeur de gain est également lui associée ce que nous appellerons,  $k_m$ .

Afin d'étudier le fonctionnement du comparateur de phase, nous prenons deux sinusoïdes,  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$ . Tous les deux ont la même fréquence mais ont des phases différentes. Nous multiplions ces deux signaux.

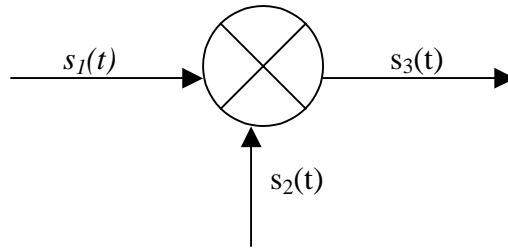


Figure 2.2.2 – Détection de phase par la multiplication des deux sinusoïdes.

Nous avons placé la phase de ces signaux comme variable. Notez que  $s_2$  est un cosinus par conséquent elle est décalée de  $90^\circ$  par rapport à  $s_1$ .

$$s_3(t) = s_1(t)s_2(t)$$

$$s_1(t) = A_1 \sin[\omega t + \phi_1(t)]$$

$$s_2(t) = A_2 \cos[\omega t + \phi_2(t)]$$

la sortie du multiplicateur est :

$$s_3(t) = k_m A_1 A_2 \sin[\omega t + \phi_1(t)] \cos[\omega t + \phi_2(t)]$$

Où  $k_m$  est le gain du multiplicateur. Avec une simple manipulation trigonométrique, on peut mettre l'équation précédente sous une forme plus lisible

$$s_3(t) = \frac{k_m A_1 A_2}{2} \left[ \sin[\phi_1(t) - \phi_2(t)] + \sin[2\omega t + \phi_1(t) + \phi_2(t)] \right] \quad (2.1)$$

Sous cette forme, nous voyons que le signal de multiplicateur se compose de deux parties, la première est fonction de la différence de phase des deux signaux

seulement, et la deuxième (soulignée) est à une fréquence qui est deux fois la fréquence du signal (le terme  $2\omega t$ ) plus la somme des deux phases.

Nous pouvons utiliser cette équation pour développer le PLL en identifiant que le signal de sortie du multiplieur est *une fonction de la différence de phase des deux signaux d'entrée*. C'est l'information utile que nous pouvons l'utiliser pour synchroniser les deux signaux. La deuxième partie de l'équation (2.1) qui est à deux fois la fréquence du signal peut être ignorée en la filtrant puisqu'elle n'offre rien comme information utile.

### b) Filtre de boucle

Ajoutons maintenant un filtre passe bas à la sortie du signal de multiplieur. Sa largeur de bande devrait être très petite ainsi il élimine le bruit et la fréquence double non désiré. (En ajoutant ce filtre, nous obtiendrons une boucle du second degré, plus tard nous verrons pourquoi c'est ainsi. Il est possible d'avoir une boucle sans filtre mais elle sera appelée une boucle de premier ordre).

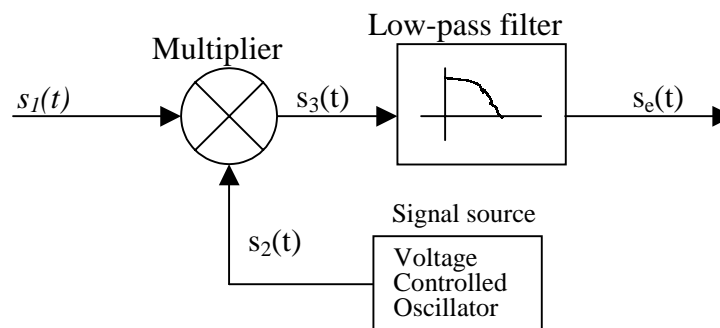


Figure 2.2.3 – Filtre le signal de sortie du multiplieur pour éliminer le terme à fréquence double.

A la sortie du filtre nous avons le signal  $s_e(t)$  qui représente le signal d'erreur, est directement associée à l'erreur de phase.

Maintenant nous allons voir ce que le PLL fait avec ce signal d'erreur et comment il se synchronise avec le signal d'entrée.

### c) Oscillateur commandé en tension (VCO)

Le signal d'erreur nous fournit une indication de ce qui arrive à la phase d'entrée. Nous voulons que le signal d'erreur ait une amplitude nul et nous pouvons faire cela seulement en changeant la phase du signal  $s_2$  pour apparier la phase du signal  $s_1$ .

Comme son nom le dit, le VCO produit un signal périodique, dont la fréquence des changements est basée sur un signal de commande appliqué extérieurement. Si le signal d'erreur est zéro alors, le VCO produit juste son fréquence à l'état de repos (fréquence centrale). Mais si le signal d'erreur n'est pas nul, alors il répond en changeant sa fréquence de fonctionnement.

La constante  $k_0$  représente la sensibilité du VCO. Elle représente le changement de la fréquence instantanée du VCO en fonction de l'amplitude de signal d'erreur tels que

$$\frac{df_i(t)}{dt} = k_0 s_e(t)$$

Le signal de sortie du VCO est donné par :

$$s_2(t) = A_2 \cos(\omega_c t + \phi_2(t)) \quad (2.2)$$

L'unité de  $k_0$  est Hertz par volts. Donnée une certaine tension d'entrée, il produira un changement de la fréquence du signal de sortie par la relation suivant.

$$\omega_{out} = \omega_c + k_0 v(t)$$

Où  $\omega_c$  est la fréquence centrale ou de fonctionnement. Ainsi si  $k_0 = 5000$  Hz/volt, alors une entrée de 0.1 volt produirait une nouvelle fréquence de sortie de  $\omega_c + 500$  Hz.



Nous savons que pour un signal périodique  $p(t)$ , sa fréquence en Hz est égale au taux de changement de phase dans le segments de  $2\pi$ , ou

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_i(t)}{dt}$$

et réciproquement, la phase est l'intégrale de la fréquence sur une certaine période.

$$\phi_i(t) = 2\pi \int_0^t f_i(t) dt$$

Ces rapports s'appliquent à tous les signaux périodiques, même ceux qui sont non sinusoïdaux. Ces deux voies d'écriture de l'argument du cosinus sont équivalentes.

$$\begin{aligned} p(t) &= \cos(\phi(t)) \\ &= \cos\left(2\pi \int_0^t f(t) dt\right) \end{aligned}$$

Nous pouvons maintenant écrire la phase du signal de retour comme

$$\begin{aligned} \phi_2(t) &= 2\pi k_0 \int_0^t s_e(t) dt \\ &= 2\pi k_0 S_e t \end{aligned} \tag{2.3}$$

Où  $S_e$  est l'amplitude du signal  $s_e(t)$  à l'instant  $t$ .

On fait la substitution de l'équation (2.3) dans l'équation (2.2) on aura,

$$\begin{aligned} s_e(t) &= \frac{k_m A_1 A_2}{2} \sin[\phi_1(t) - \phi_2(t)] \\ s_e(t) &= \frac{k_m A_1 A_2}{2} \sin\left[\phi_1(t) - 2\pi k_0 \int_0^t s_e(t) dt\right] \end{aligned} \tag{2.4}$$

L'équation de  $s_2$  peut être linéarisée en faisant l'approximation suivante.

$$\begin{aligned} \sin(\theta) &\approx \theta \text{ pour } \theta \ll 0 \\ \sin[\phi_1(t) - \phi_2(t)] &\approx [\phi_1(t) - \phi_2(t)] \end{aligned}$$

Maintenant nous pouvons récrire équation (2.4) en remplaçant la fonction de sinus par son DL.

$$s_e(t) = \frac{k_m A_1 A_2}{2} [\phi_1(t) - \phi_2(t)]$$



$$\begin{aligned}
 s_2(t) &= \frac{k_m A_1 A_2}{2} [\phi_1(t) - 2\pi k_0 \int_0^t s_e(t) dt] \\
 &= \frac{k_m A_1 A_2}{2} [\phi_1(t) - 2\pi k_0 S_e t]
 \end{aligned}$$

Tant que le signal d'erreur est présent, la phase continue à changer linéairement. Cependant, comme la phase du signal de sortie du VCO change, la nouvelle différence de phase diminue et l'amplitude du signal d'erreur diminue au prochain tour. Ceci diminue le changement de phase plus loin jusqu'à ce que l'amplitude du signal d'erreur tend vers zéro.

C'est le fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase.

#### d) Gain de la boucle

Le gain de la boucle est très facile à calculer. Il est juste le produit du gain de tous les composants [8].

$$LoopGain = k_m k_{LPF} k_0$$

$k_m$  – le gain du comparateur de phase (aussi multiplieur)

$k_{LPF}$  – le gain du filtre passe bas

$k_0$  – le gain du VCO

#### e) Fonction de transfert du PLL

La fonction du transfert de la boucle fermée peut s'écrire sous la forme :

$$H(s) = \frac{KF(s)}{s + KF(s)}$$

Où K est le gain total de la boucle et F(s) est le transformé de Laplace du fonction de transfert de la réponse du filtre f(t).

La fonction de transfert dépend du type de filtre de boucle que nous utilisons.

### f) L'ordre de PLL

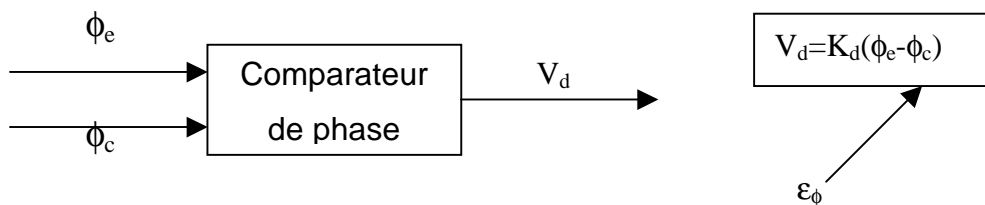
L'ordre d'un PLL est indiqué par sa fonction de transfert. S'il n'y a aucun filtre ( $F(s)=1$ ), le PLL est dit de premier ordre. La puissance la plus élevée de  $s$  dans le dénominateur est utilisée comme indicateur de l'ordre de boucle.

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la boucle à l'état verrouillée, nous allons faire une étude statique de la boucle verrouillée.

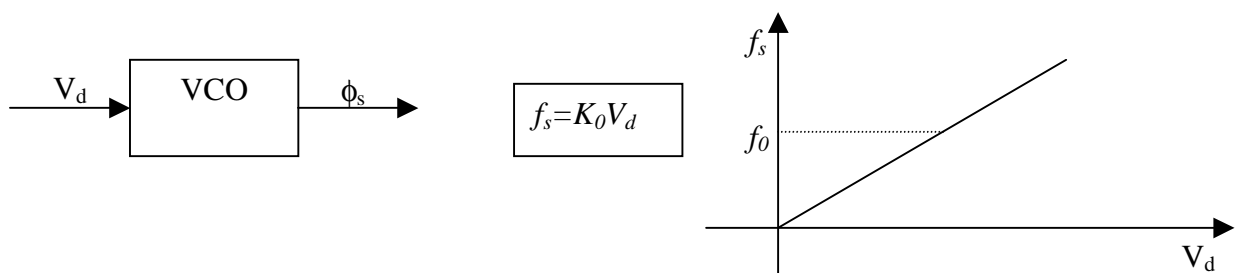
## II. Etude statique de la boucle verrouillée :

Pour faire une étude statique de la boucle verrouillée, nous allons prendre les modèles les plus simples de ses composants.

- Comparateur de phase C.P (P.D : Phase Detector)



- Oscillateur commandé en tension O.C.T (V.C.O)



$$\phi_s = \int \omega_s(t) dt = 2\pi \int f_s(t) dt = 2\pi K_0 \int V_d dt$$

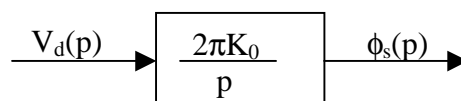


Figure 2.2.4 : Réponse du VCO dans le domaine de Laplace.

Le point de fonctionnement est obtenu à partir des courbes ou des équations du comparateur de phase et du VCO.

$$\begin{cases} V_d = K_d \varepsilon_\phi \\ f_s = K_0 V_d \end{cases} \Rightarrow f_s = K_0 K_d \varepsilon_\phi$$

Les constantes  $k_0$  et  $k_d$  sont connues par définition.

La boucle étant verrouillée, on a  $f_e = f_s$ , ( $\omega_s = \omega_e$ ), on en déduit  $\varepsilon_\phi$  qui doit appartenir à la plage de linéarité du comparateur de phase.

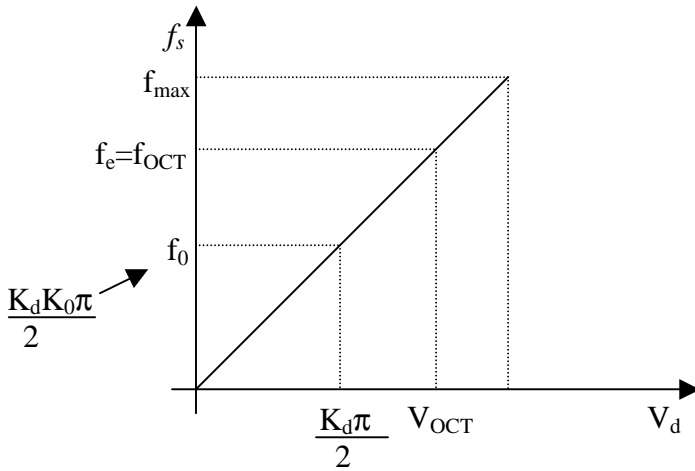


Figure 2.2.5 : Fréquence de sortie du VCO en fonction de la tension d'entrée  $V_d$ .

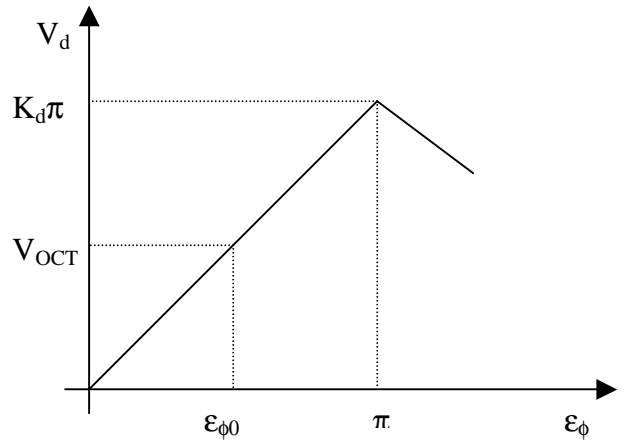


Figure 2.2.6 : Tension de sortie du comparateur de phase en fonction de la différence de phase  $\varepsilon_\phi$ .

On s'arrange pour que le point de fonctionnement soit au milieu des caractéristiques.

## II.1. Plage de poursuite :

La boucle étant accrochée ( $f_e = f_s$ ), on fait varier lentement  $f_e$ .

On appelle plage de poursuite, l'intervalle de fréquences  $f_e$  dans lequel  $f_e = f_s$  (poursuite). Au-delà,  $f_s$  prend une autre valeur, généralement  $f_0$  = fréquence d'oscillation libre du VCO.

Initialement supposons  $f = f_0$ , fréquence centrale du VCO ; La boucle étant accrochée  $\Rightarrow f_0 = f_e = f_s \Rightarrow V_{d0}$  et  $\varepsilon_{\phi 0}$ .

Si on augmente  $f_e$ , alors tant que  $f_e = f_s$ ,  $\varepsilon_\phi$  augmente et ce jusqu'à  $f = f_L = k_0 k_d \pi$ . (plage de poursuite).

Pour  $f_e > f_L$ , la boucle ne peut rattraper l'erreur de phase et décroche

A l'équilibre,  $\omega_e = \omega_s$ , la sortie du comparateur de phase est continue de valeur  $k_d \cos[\phi_e(t) - \phi_s(t)]$ , or pour  $\omega_e = \omega_s$  on a :  $\omega_e = \omega_0 + 2\pi k_0 V_d$  et si la commande du VCO s'effectue avec un gain  $k_1$ , alors la formule générale devient :

$$\omega_e = \omega_0 + 2\pi k_0 k_1 V_d.$$

Donc  $\omega_e = \omega_0 + k \cos[\phi_e(t) - \phi_s(t)]$  avec  $k = 2\pi k_0 k_1 k_d$

L'équilibre est donc réalisé pour :  $[\phi_e(t) - \phi_s(t)]_{\text{équil}} = \text{Arc cos}\left(\frac{\omega_e - \omega_s}{k}\right)$

La courbe suivante illustre le résultat précédent :

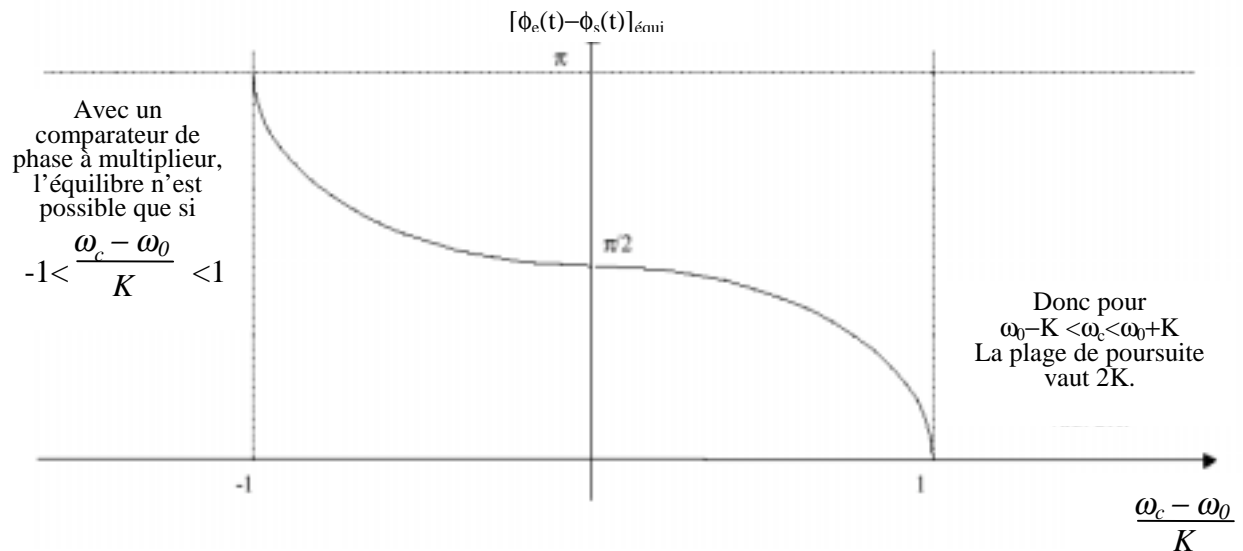
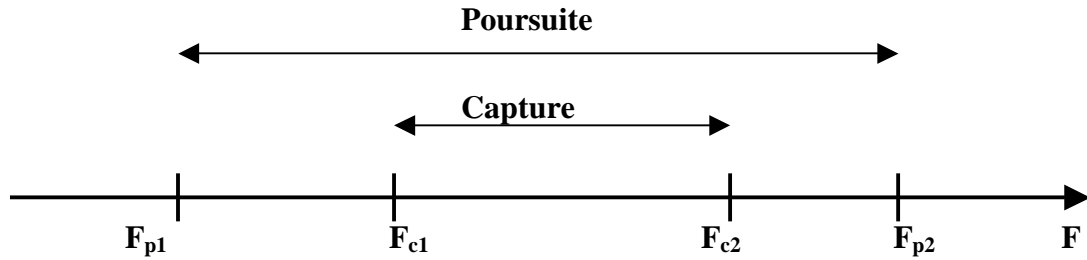


Figure 2.2.7 : Plage de poursuite de la boucle accrochée [4].

## II.2. Phénomène de capture :

On suppose la PLL non accrochée.

La plage de capture est contenue dans la plage de poursuite.



La plage de capture est fonction de la fréquence de coupure du filtre

$$F_p = \frac{1}{1 + \tau_p}, \text{ c'est un filtre passe-bas du premier ordre.}$$

Explications avec un comparateur de phase à multiplieur.

$$\text{Si } f_e \neq f_s \Rightarrow \text{sortie du multiplieur} \Rightarrow \begin{cases} f_e - f_s \\ f_e + f_s \end{cases}$$

Aucun terme n'est en basse fréquence, donc en sortie du passe-bas, pas de signal d'erreur  $\Rightarrow$  la boucle n'est pas synchronisée.

Si on rapproche  $f_e$  de  $f_{s_0}$  (pulsation libre du VCO), alors  $(f_e - f_{s_0})$  diminue et il arrive un moment où  $f_e - f_{s_0}$  appartient à la bande passante du filtre.

$\Rightarrow$  Le signal d'erreur apparaît suffisant pour que l'asservissement fonctionne ; c'est à dire que la tension de commande résultante modifie  $f_s$  et pousse  $f_s$  vers  $f_e$ .

### III. Analyse de la boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes

Le but de ce paragraphe est d'étudier le fonctionnement des deux boucles à verrouillage de phase introduit dans le paragraphe I. Nous allons essayer d'utiliser l'analyse classique de la boucle introduit dans le paragraphe I.2 pour modéliser la boucle à verrouillage de phase incluant l'AOS. À cette fin, les boucles à verrouillage de phase doivent être réduites à un modèle tout-électrique. La réduction à un circuit équivalent tout-électrique est réalisé par le premier découplage des parties optiques

et électriques de la boucle. La séparation des problèmes électriques et optiques est introduit en raison de la nature différente des phénomènes impliqués. La figure 2.3.1 montre la séparation de la partie optique et électrique de la boucle sans comparateur de phase, une séparation analogue peut être faite pour la boucle avec comparateur de phase.

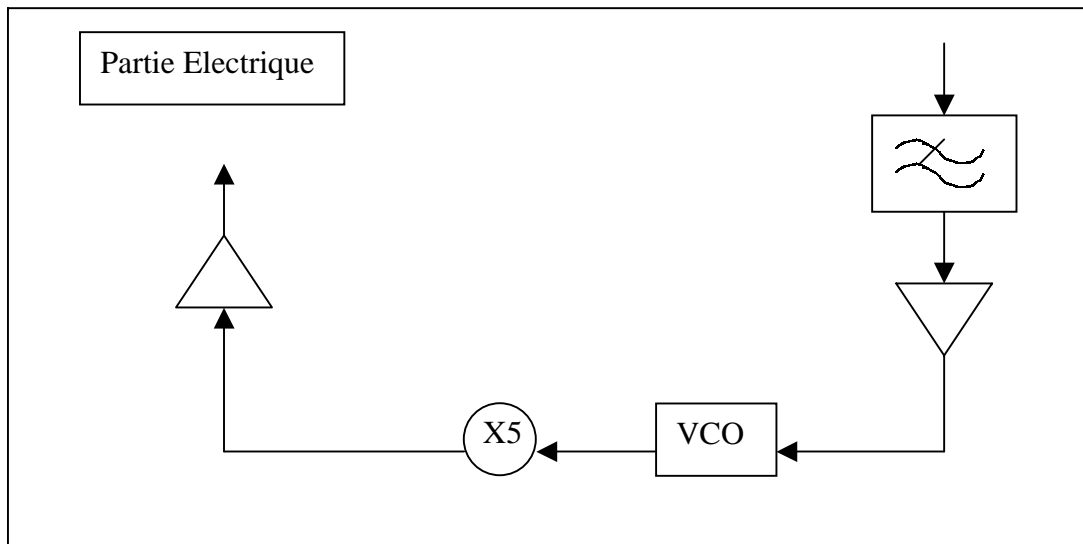
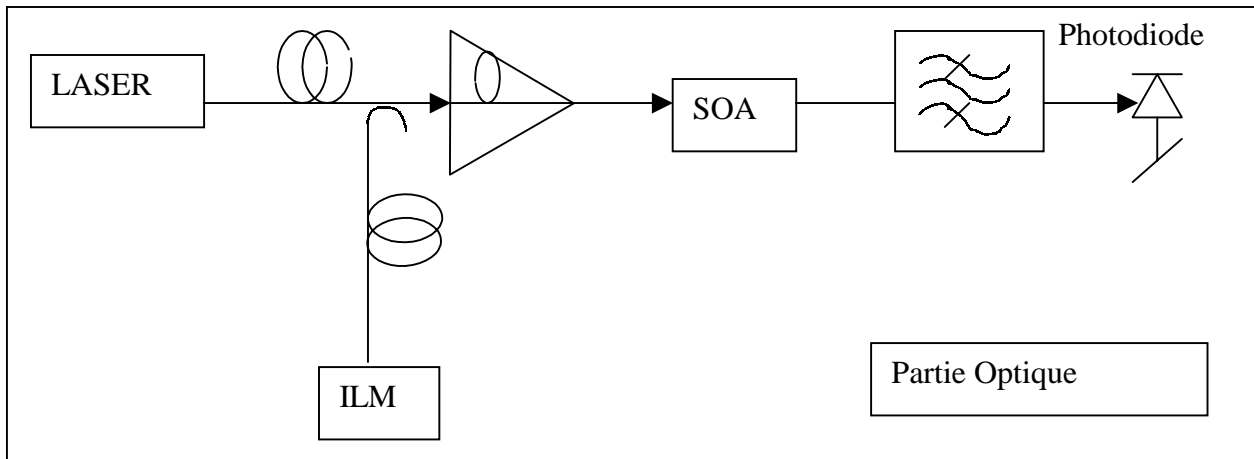


Figure 2.3.1 : Séparation de la partie Electrique et Optique de la boucle.

Le traitement de signal dans la partie optique de la boucle consiste principalement à la détection du composant d'auto corrélation du signal optique d'entrée et l'horloge (cette partie a été bien étudiée dans le chapitre 1). La partie optique de la boucle et le SOA particulièrement agit comme un comparateur de phase de la boucle au niveau optique. Et de ce fait, nous pouvons remplacer les composants optiques dans la figure 2.3.1 par un comparateur de phase équivalent. Le remplacement des composants optiques par un comparateur de phase est illustré dans la figure 2.3.2. De cette façon, les deux boucles à verrouillage de phases soumises à cette analyse ont été réduites aux circuits tout-électriques et peuvent maintenant être étudiées selon la section 1.2.

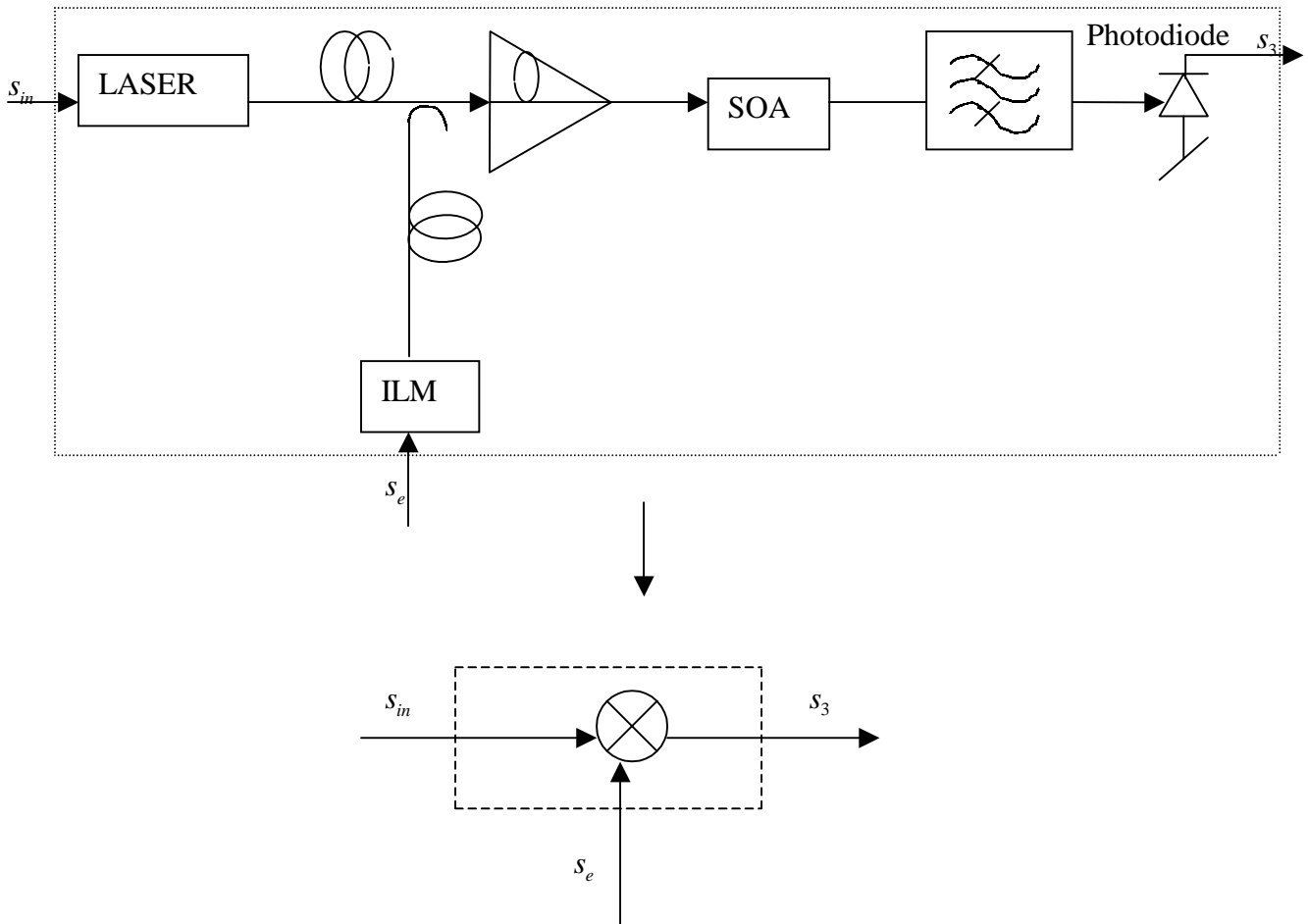


Figure 2.3.2 : Composant équivalent remplaçant la partie optique de la boucle.

### III.1. La boucle à verrouillage de phase sans comparateur de phase

En présentant un détecteur de phase équivalent au circuit original de la boucle à verrouillage de phase, nous obtenons le circuit montré dans la figure 2.3.3. Ce circuit correspond essentiellement à la boucle à verrouillage de phase à trois composants de base comme présenté dans la section I.2, avec deux composants complémentaires : le multiplicateur et l'amplificateur après le VCO.

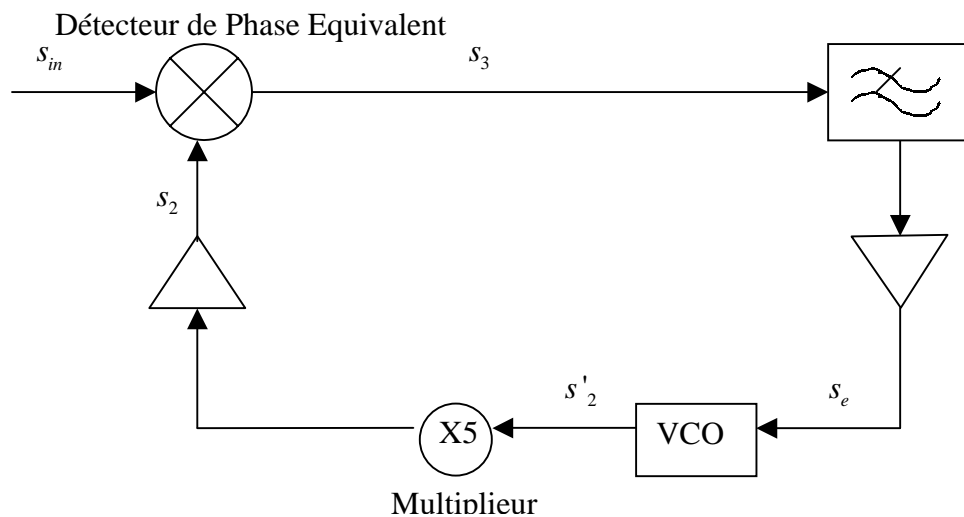


Figure 2.3.3 : Boucle à verrouillage de phase toute électrique sans comparateur de phase.

L'amplificateur après le VCO amplifie le niveau du signal à la sortie du VCO, idéalement sans déformer le signal. Son influence sur le comportement de boucle se limite ainsi à la modification du niveau de signal d'entrée pour qu'il soit équivalent à l'entrée du comparateur de phase. Il n'a aucun effet direct au processus de synchronisation.

#### III.1.1. effet du multiplicateur de fréquence

Si nous notons le signal de sortie du VCO par  $s'_2$ , et le signal d'entrée du comparateur de phase comme  $s_2$ , comme indiqué dans la figure 2.3.3, les phases



respectives des signaux  $\phi_2(t)$  et  $\phi'_2(t)$  sont liées par  $\phi_2(t) = 5 \cdot \phi'_2(t)$ , conformément à la supposition que le multiplicateur de fréquence par 5 est idéal. De cela il s'ensuit que

$$\frac{d\phi_2}{dt} = \frac{d(5\phi'_2)}{dt} = 5 \cdot \frac{d\phi'_2}{dt} \quad (2.5)$$

Si nous écrivons le signal d'entrée comme

$$s_{in}(t) = A \sin \phi_{in}(t)$$

Et le signal de sortie comme  $s_2(t) = B \sin \phi_2(t)$ , le signal d'erreur  $s_3$  peut être écrit comme

$$s_3 = k_1 \sin[\phi_{in}(t) - \phi_2(t)]$$

Pour un comparateur de phase sinusoïdal avec  $k_1$  comme la sensibilité équivalente du comparateur de phase. Le signal  $s_e$  de commande de VCO est alors obtenu par le filtrage avec  $f(t)$  et l'amplification par  $k_2$ , tel que

$$s_e = k_1 k_2 \sin[\phi_{in}(t) - \phi_2(t)] * f(t)$$

La phase de sortie du VCO peut être alors écrite en fonction du signal de commande comme

$$\frac{d\phi'_2}{dt} = k_1 k_2 k_3 \sin[\phi_{in}(t) - \phi_2(t)] * f(t)$$

$k_3$  est la sensibilité de modulation du VCO. En exprimant  $\frac{d\phi'_2}{dt}$  comme une fonction de  $\phi_2$  en employant l'équation (5), nous obtenons

$$\frac{d\phi_2}{dt} = 5 \cdot k \sin[\phi_{in}(t) - \phi_2(t)] * f(t)$$

Où  $k = k_1 k_2 k_3$  est le gain total de la boucle. Comme nous pouvons le remarquer depuis l'équation précédente, le gain de la boucle, ou plus précisément la sensibilité du VCO est multiplié par 5. En outre, la phase de sortie du VCO est multipliée par 5.

Nous pouvons donc résumer l'effet d'un multiplicateur de fréquence sur le fonctionnement de la boucle par la modification des paramètres du VCO.

$$k_3 \propto 5 \cdot k_3$$

$$f_{vco} \propto 5 \cdot f_{vco}$$

La fréquence centrale angulaire du VCO et sa sensibilité sont multipliés par 5, qui peut être modélisé par la modification des paramètres attribués au VCO. Le VCO peut être remplacé par un VCO équivalent comme indiqué dans la figure 2.3.4.

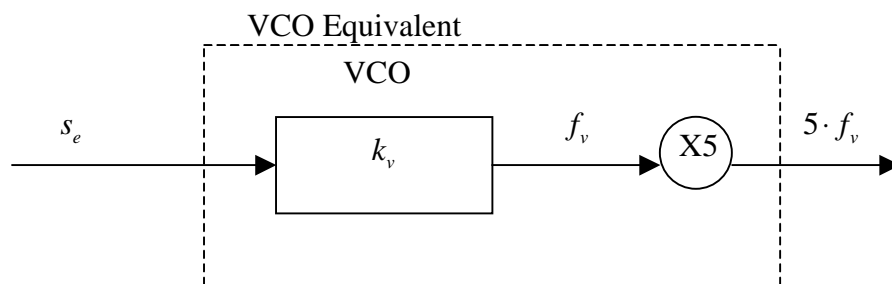


Figure 2.3.4 : Équivalent VCO suivi par un multiplicateur de fréquence par 5.

### III.2. Boucle à verrouillage de phase avec comparateur de phase

Le circuit de la boucle à verrouillage de phase avec comparateur de phase est présenté dans la figure 2.3.5.

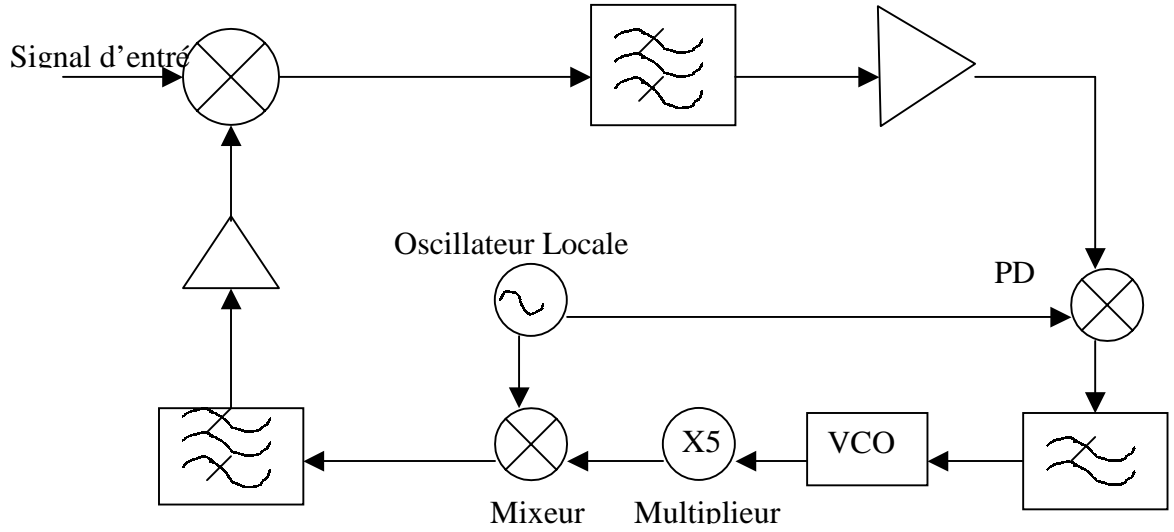


Figure 2.3.5 : Boucle à verrouillage de phase tout-électronique avec comparateur de phase.

Comme nous avons déduit dans la section précédente, le multiplicateur après le VCO change la sensibilité du VCO et la fréquence centrale angulaire. Donc, l'influence du multiplicateur sur le fonctionnement de la boucle est déjà spécifiée. Nous regarderons donc l'effet du mélange de fréquence après le VCO (dans ce cas l'équivalent VCO).

### III.2.1. Mélange de fréquence après le VCO

Un VCO relie le signal d'entrée  $s_e$  à la fréquence de sortie  $f_v$  selon

$$f_v = f_{vco} + k_{vco}s_e$$

Un VCO succéder par un mélangeur peut être modelé par un VCO équivalent comme indiqué dans la figure 2.3.6, avec la variable de sortie  $f_{out}$  au lieu de  $f_v$ . les deux fréquences  $f_v$  et  $f_{out}$  sont alors liées par

$$f_{out} = f_v \pm f_{mix} = f_{vco} \pm f_{mix} + k_{vco}s_e$$

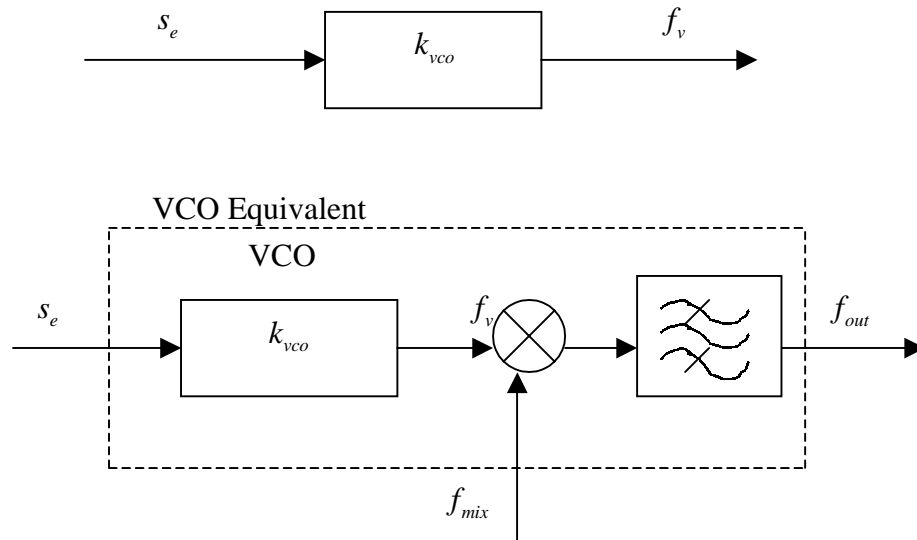


Figure 2.3.6 : Modèle équivalent pour un VCO succéder par un mélangeur.

Le filtre est nécessaire pour extraire la composante désirable à  $f_v + f_{mix}$  produit par le mélangeur. Donc c'est un filtre passe bande plutôt qu'un filtre passe bas.

La présence d'un mélangeur de fréquence après le VCO peut ainsi être modélisée par un VCO équivalent qui fonctionne à  $f'_{vco} = f_{vco} + f_{mix}$ . Le changement de la phase du signal de sortie  $\phi_2(t)$  est lié au signal de commande du VCO tandis qu'elle est indépendante de l'entrée de l'oscillateur locale au mélangeur de fréquence. La figure 2.3.7 montre les fréquences du signal désirables pour la boucle verrouillée. La fréquence du signal d'erreur  $f_{s_e} = \Delta\varepsilon$  égale à zéro si la boucle est vraiment verrouillée, autrement c'est une fonction de la déviation de  $f_0$  de 10.01 GHz (étant donné que la fréquence d'entrée est constante).

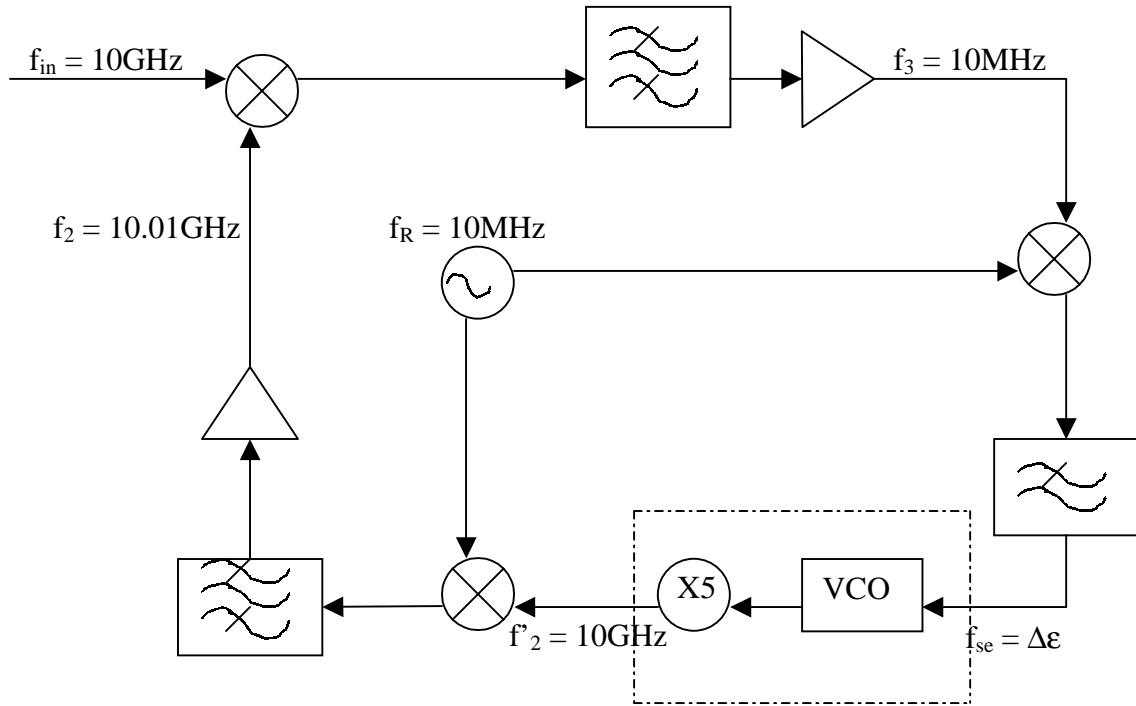


Figure 2.3.7 : Niveaux des fréquences de signal pour la boucle verrouillée.

### III.2.2. Fonctionnement de la boucle Hétérodyne

Si nous réunissons tous les résultats obtenus jusqu'ici, nous pouvons refaire le modèle de la boucle montré dans la figure 2.3.5 et remplacer le VCO par un modèle équivalent qui comprend le multiplicateur de fréquence et le mélangeur. Le circuit de boucle que nous obtenons est présenté dans la figure 2.3.8.

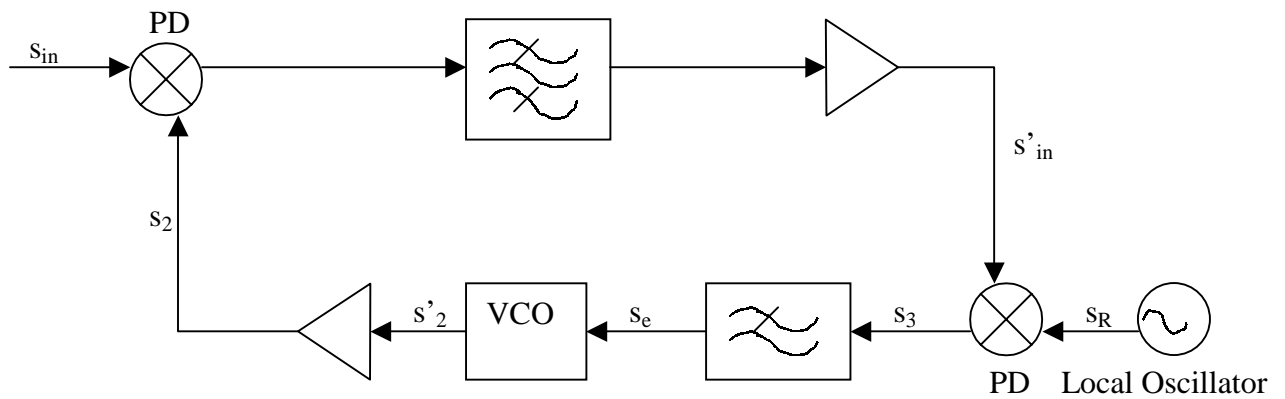


Figure 2.3.8 : La boucle simplifier avec comparateur de phase.

Nous tirerons maintenant les équations qui régit cette boucle. Avec des signaux d'entrée  $s_{in}(t) = A \sin(\phi_{in}(t))$  et  $s_2(t) = B \sin(\phi_2(t))$  à l'entrée du comparateur de phase équivalent, le signal  $s'_{in}$  devient

$$s'_{in}(t) = k_1 k_2 \sin[\phi_{in}(t) - \phi_2(t)]$$

Avec  $k_1$  la sensibilité du comparateur de phase et  $k_2$  le gain de l'amplificateur. Pour la simplicité, nous n'employons pas la fonction de transfert du filtre passe, mais supposons que le filtre choisit le composant de fréquence désirable sans la déformation du signal. Supposons que le signal de l'oscillateur local  $s_r$  s'écrit sous la forme

$$s_r(t) = C \sin \phi_r(t)$$

Le signal d'erreur  $s_3$  à la sortie du deuxième comparateur de phase devient

$$s_3(t) = k_3 \sin[\phi_{in}(t) - \phi_2(t) - \phi_r(t)],$$

Où  $k_3$  est la sensibilité du second comparateur de phase. Notez que  $k_3$  est une fonction des niveaux d'entrée  $C$  et  $k_1 k_2$ . Le signal d'erreur  $s_3$  est alors filtré par un filtre passe bas avec la fonction de transfert  $f(t)$  pour produire le signal de commande  $s_e$  qui est

$$\begin{aligned} s_e(t) &= s_3(t) * f(t) \\ &= k_3 \sin[\phi_{in}(t) - \phi_2(t) - \phi_r(t)] * f(t) \end{aligned}$$

Puisque la phase de sortie du VCO est indépendante de l'amplification qui le succède, la phase du signal de sortie est reliée au signal de commande par

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_2(t)}{dt} &= k_{vco} s_e(t) \\ &= k_{vco} k_3 \sin[\phi_{in}(t) - \phi_2(t) - \phi_r(t)] \\ &= K \sin[\phi_{in}(t) - \phi_2(t) - \phi_r(t)] \end{aligned}$$

Avec le gain totale de la boucle  $K$ . Par une bonne approximation linéaire nous obtenons

$$\frac{d\phi_2(t)}{dt} = K[\phi_{in}(t) - \phi_2(t) - \phi_r(t)]$$

En transformant l'équation précédente dans le domaine des fréquences, nous pouvons tirer une fonction de transfert pour la boucle hétérodyne. La fonction de transfert est exprimée comme suit

$$H(j\omega) = \frac{\Phi_2(j\omega)}{\Phi_{in}(j\omega) - \Phi_R(j\omega)} = \frac{KF(j\omega)}{j\omega + KF(j\omega)}$$

si on pose  $s = j\omega$  on aura

$$H(s) = \frac{KF(s)}{s + KF(s)}$$

La fonction de transfert de la boucle hétérodyne fermée correspond ainsi à la fonction de transfert de boucle à verrouillage de phase de base avec la phase de signal d'entrée  $\phi'_{in}(t) = \phi_{in}(t) - \phi_R(t)$ .

Les équations ci-dessus sont déduites en supposant que, la caractéristique du détecteur de phase sinusoïdale puisse être linéaire. De plus, le filtrage avec le filtre passe bande a été négligé. Dans ces conditions, la boucle hétérodyne est ainsi égale à la boucle à verrouillage de phase de base. Les deux dispositions différentes de la boucle à verrouillage de phase peuvent maintenant être comparées.

### III.3. Comparaison des deux dispositions de la boucle à verrouillage de phase

Après l'étude du fonctionnement des deux boucles, nous examinerons maintenant les différences qui distinguent le fonctionnement de la boucle hétérodyne et de la boucle sans fréquence offset. La figure 2.3.9 montre les deux dispositions de la boucle, avec les boîtes détaillées contenant les composants qui sont modélisés au moyen d'un VCO équivalent.

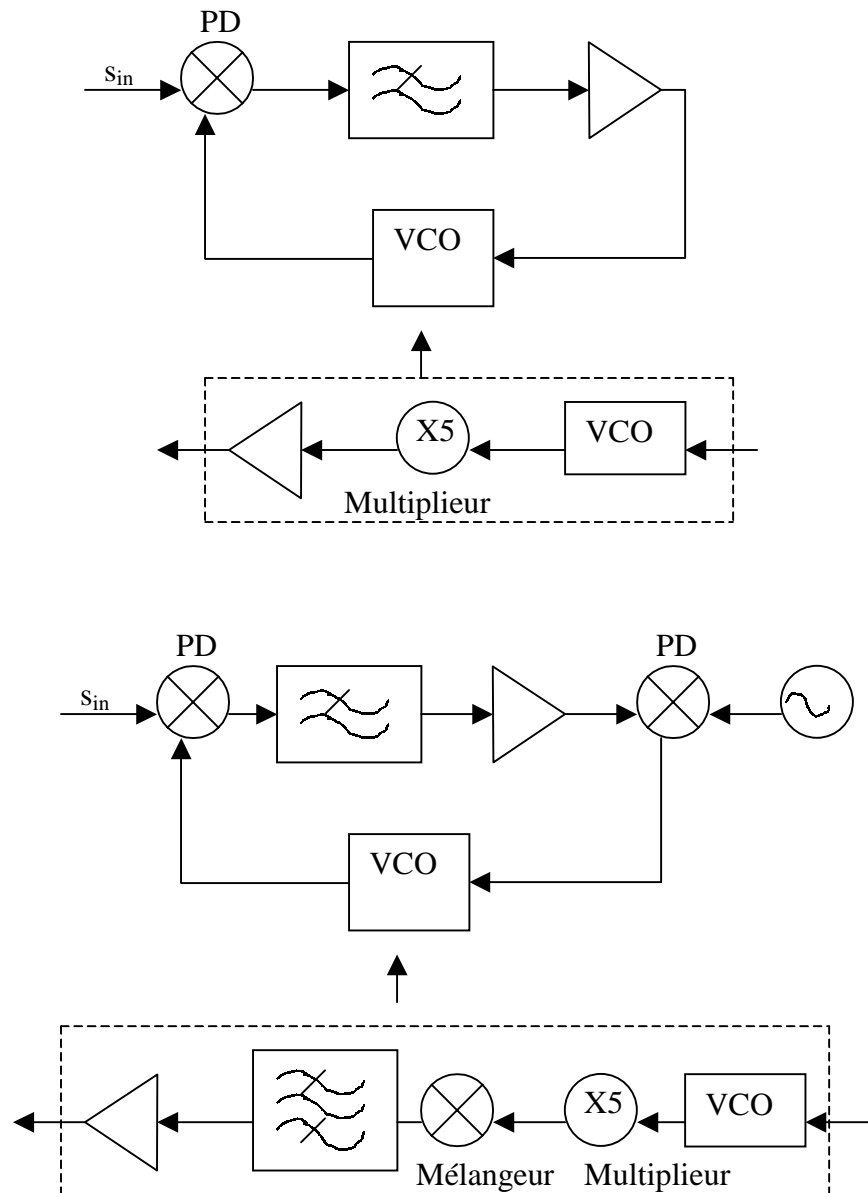


Figure 2.3.9 : La comparaison des deux boucles.

Les deux VCO équivalents sont distingués par la présence du mélangeur de fréquence dans la boucle hétérodyne. Puisque le mélangeage de fréquence après le VCO change la fréquence angulaire centrale de celui-ci sans modifier la fréquence de sortie du VCO qui dépend du signal de commande de VCO, le principe de fonctionnement de la boucle des deux dispositifs est identique en ce qui concerne le VCO équivalent [5].



La différence se trouve ainsi dans l'acquisition du signal de commande du VCO. Pour n'importe quelle boucle à verrouillage de phase, l'acquisition de la fonction d'erreur et le signal de commande pour le VCO détermine essentiellement son comportement opérationnel. Pour la boucle au-dessus dans la figure 2.3.9, le signal de commande est obtenu par un processus de détection de phase non-linéaire suivi d'un filtrage. Pour la boucle hétérodyne (au-dessous dans la figure 2.3.9), deux détecteurs de phase et deux niveaux de filtrage sont présentés, fournissant un signal de commande différent. On a montré dans la section précédente, que conformément à l'hypothèse que le processus de détection de phase peut être linéaire, les composants de boucle sont idéal et le filtre passe bande peut être négligé, les deux boucles sont équivalentes. Mais on va remarquer une différence entre ces deux boucles à un niveau pratique, qui sera présenté au chapitre suivant.

# Chapitre III

## Chapitre III :

# Résultats expérimentaux de la boucle à verrouillage de phase pour la récupération d'horloge à 10 GHz

Pendant la période du stage j'ai effectué un nombre de mesures qui m'a permis de mieux comprendre le fonctionnement de la boucle et d'identifier les différents paramètres qui interviennent dans l'accrochage. Au cours de ce projet on a rencontré des problèmes pratiques divers comme les problèmes de stabilité de température du SOA, la défaillance du détecteur de phase et la dérive du VCO qui rend le temps d'accrochage très limité, tout ça a retardé l'avancement du travail expérimental, malgré ça on a pu mener des campagnes de mesures qui permettraient de mettre fin à certaines ambiguïtés la concernant. Ces résultats sont présentés, commentés puis interprétés. On a également pris soin d'exposer les problèmes les plus importants qui sont intervenus au cours des expériences.

Dans un premier temps, je présente les résultats de mesure du mélange à quatre ondes dans le SOA, c'est la partie optique commune pour les deux types de boucles. En second lieu, je présente les résultats concernant la boucle avec comparateur de phase et celles concernant la boucle sans comparateur de phase électronique, puis j'expose les difficultés rencontrées.

## I. Mesure du mélange à quatre ondes dans le AOS

Le mélange à quatre ondes est essentiel pour fournir un signal d'auto corrélation fiable utilisé pour produire un signal de commande approprié au VCO. La qualité du

mélange à quatre ondes dépend des signaux d'entrée et du post-traitement suivant. Nous avons donc mesuré le spectre des signaux d'entrée, pompe et sonde, à l'AOS, le signal de sortie de l'AOS sans filtrage et avec filtrage. La figure 3 montre le montage expérimental utilisé pour extraire le signal conjugué.

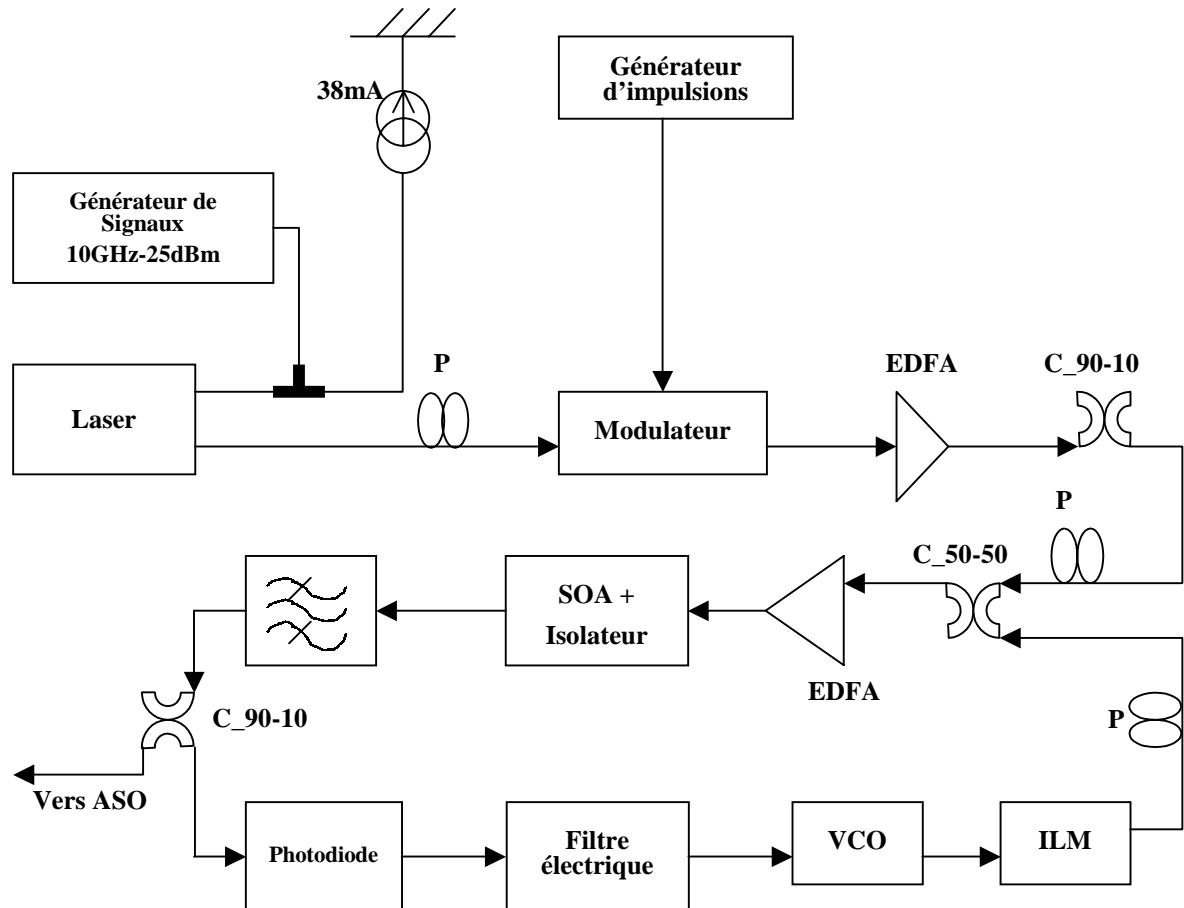


Figure 3 : Montage expérimental pour générer le signal conjugué.

La figure 3.1 montre le spectre des deux signaux à l'entrée de l'AOS visualisé avec un analyseur de spectre optique.

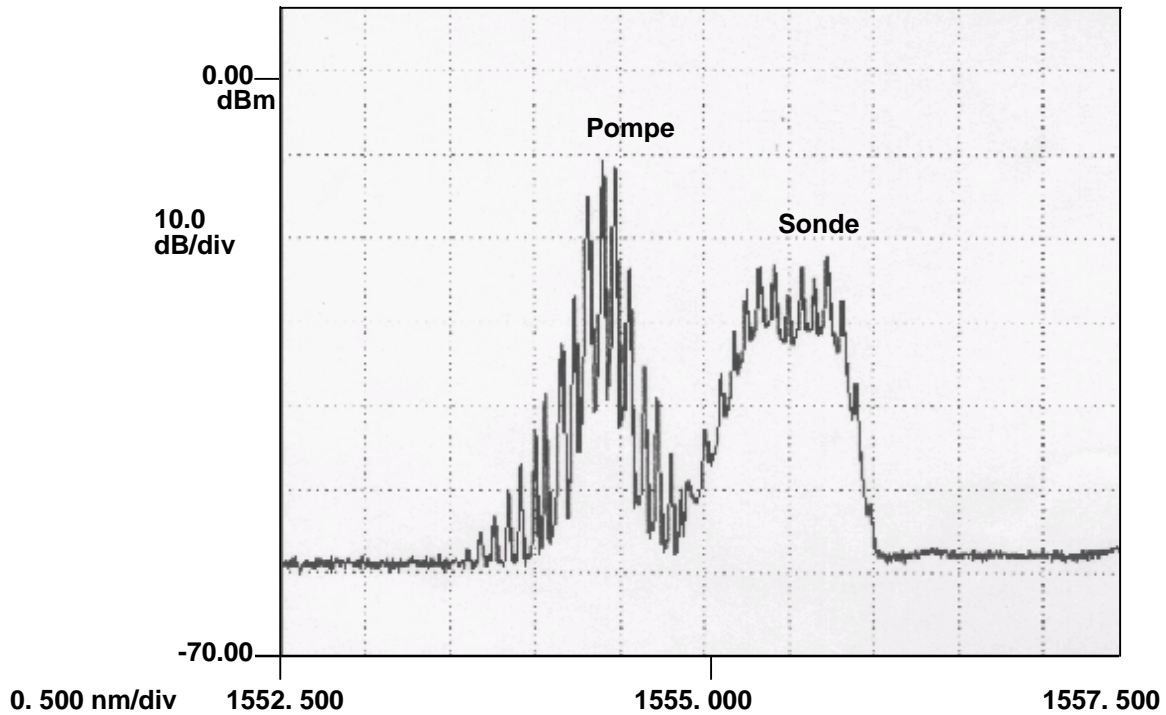


Figure 3.1 : Spectre des signaux pompe et sonde à l'entrée de l'AOS.

Le signal à gauche dans la figure 3.1 correspond au signal pompe, tandis que le signal à droite est le RZ-PRBS, sonde. Le réglage du laser accordable en température permet de contrôler le décalage (detuning) qui sépare les deux longueurs d'ondes des deux signaux d'entrée.

Le signal d'entrée montré dans la figure 3.1 est envoyé à l'AOS, produisant le mélange à quatre ondes non filtré comme le montre dans la figure 3.2.

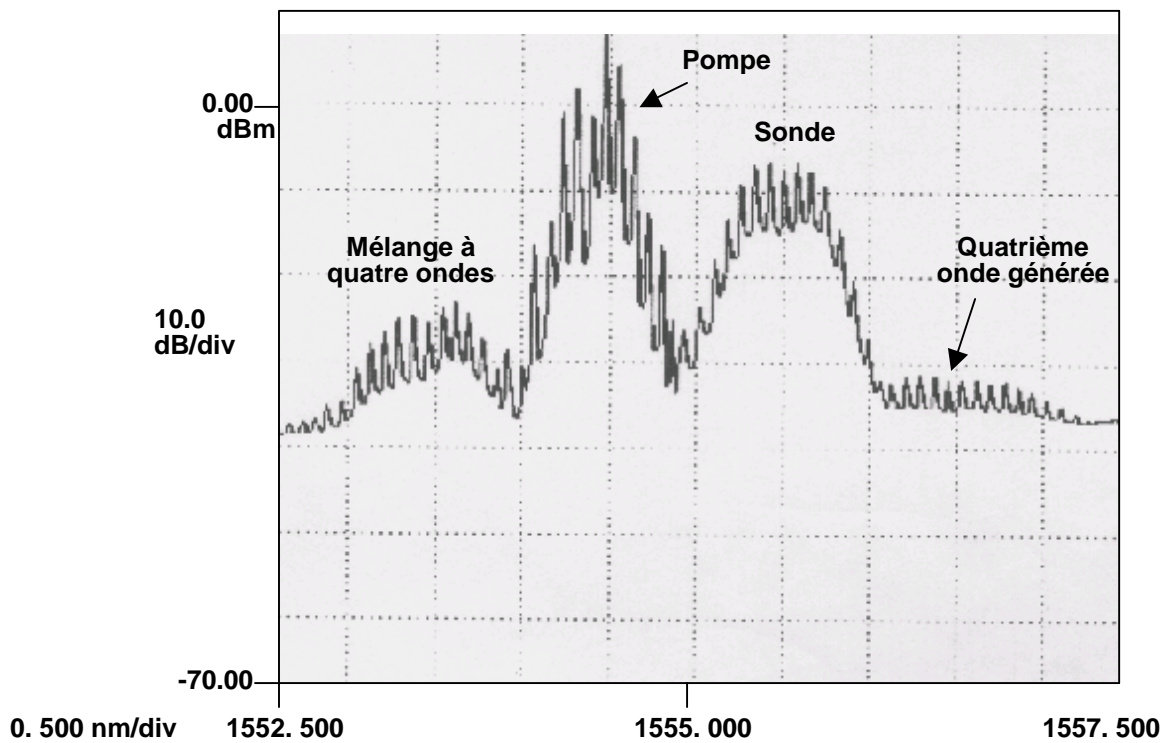
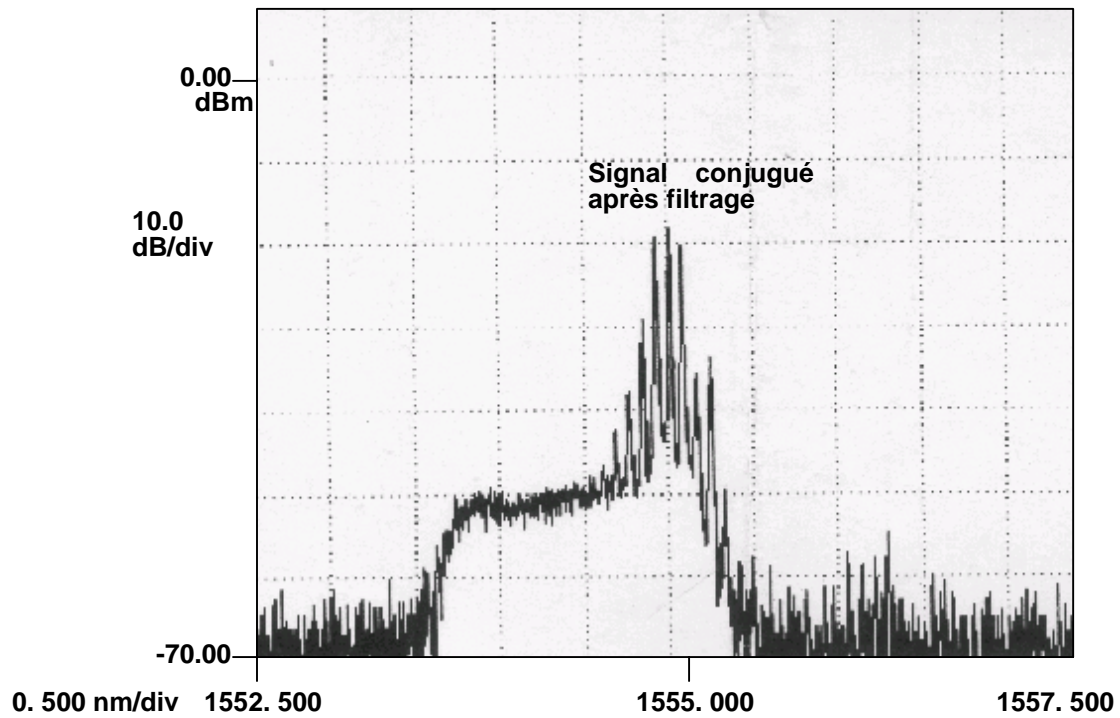


Figure 3.2 : Spectre du signal à la sortie du AOS.

On peut voir clairement que le niveau du signal conjugué est très faible par rapport au niveau des signaux pompe et sonde d'où l'intérêt d'utiliser un filtre optique pour séparer le signal conjugué des autres signaux. La sortie de l'AOS est donc filtrée par un filtre optique passe bande réglable de bande passante 2 nm pour extraire la composante du mélange à quatre ondes désiré.

La figure 3.3 nous montre le signal du mélange à quatre ondes filtré.



*Figure 3.3 : Spectre du signal conjugué après filtrage.*

Puisque les niveaux de puissance du signal ont diminué par le filtrage, on peut voir le bruit du dispositif de mesure. Ce signal de mélange à quatre ondes a été employé pour mettre en oeuvre la boucle sans fréquence offset avec un signal d'entrée modulé en RZ.

## II. Expériences et résultats des deux boucles

### II.1. Résultats de La boucle hétérodyne

Le montage de la boucle avec comparateur de phase est présenté dans la figure 3.4.

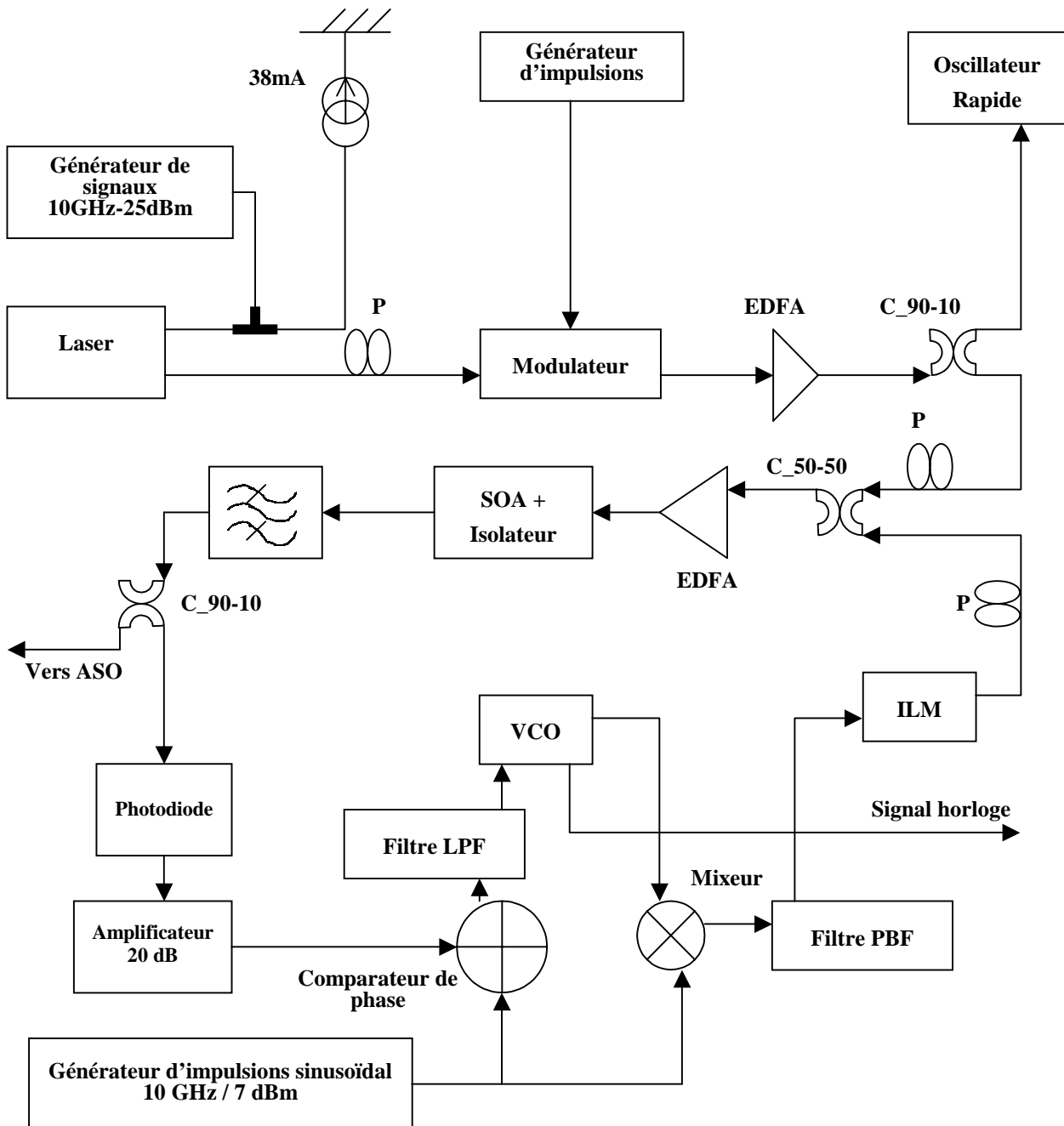


Figure 3.4 : Montage expérimental de la boucle avec comparateur de phase.



Le laser subit une modulation à la fréquence 10 GHz. Sa réponse optique, est modulé par un signal du générateur de séquences pseudo-aléatoires. Les impulsions optiques à  $\lambda = 1555$  nm sont ensuite couplés avec le signal de retour de l'ILM via le coupleur 50 : 50 puis le signal est injecté dans le AOS après qu'il est amplifié par un EDFA de gain 10 dB, le signal de sorti du AOS est ensuite envoyé sur l'entrée d'un filtre accordable passe-bande de largeur spectrale de 3 nm centré autour de 1553 nm pour être détecté par une photodiode. La photodiode permet de transformer le signal optique en signal électrique. Ce signal contient la composante à  $10.01 + \varepsilon$  GHz, la composante à 10 MHz +  $\varepsilon$  qui nous intéresse ainsi qu'une composante à 10 GHz mais de puissance bien plus basse que si nous avons laissé directement passer les quatre ondes du mélange. Cette photodiode ne laisse passer que l'alternatif. Le signal sortant de la photodiode est trop faible aussi il subit une amplification d'environ 20 dB grâce à un amplificateur dont la bande passante va de 1 à 100 MHz ce qui permet de ne pas amplifier de trop l'indésirable 10 GHz. Vient maintenant la seconde étape de la comparaison où l'on compare la composante à 10 MHz +  $\varepsilon$  à celle à 10 MHz. Le comparateur possède deux sorties, nous avons étudié la boucle avec chacune des sorties. Lorsque le VCO donne la fréquence d'horloge, la tension de sortie du comparateur est quasi constante, elle ne varie que pour s'adapter aux variations de la fréquence d'émission du signal information. Lorsque le VCO n'est pas verrouillé, le signal est périodique de période  $\varepsilon$ . Le signal de sortie du comparateur est ensuite injecté dans un filtre passe bas à 50 MHz qui abaisse encore la composante à 10 GHz tout en laissant passer celle à 10 MHz +  $\varepsilon$ . Le VCO (+ le multiplicateur par 5 de fréquence) permet de fournir une fréquence approximative de 10 GHz que nous noterons 10 GHz +  $\varepsilon$ . En suite le signal issu du VCO est mélangé à un signal sinusoïdal de 10 MHz. En sortie, on a donc un signal de fréquence 10.01 GHz +  $\varepsilon$ .

### II.1.1. Mesure de la composante à $10 \text{ MHz} + \epsilon$

#### a) Montage expérimental

Le montage est constitué des deux lasers modulés et contrôlés en polarisation, couplés grâce au coupleur 50/50 et injectés dans le SOA. Pour cette mesure, on utilise un analyseur de spectre à entrée optique.

La mesure est prise après le filtre optique de façon à filtrer la composante à  $10 \text{ GHz}$  et à  $10.01 \text{ GHz}$  des faisceaux pompe et sonde. Les résultats ont tout de même comporté des composantes à ces fréquences, mais elles correspondaient à celles provenant du mélange et non des faisceaux injectés.

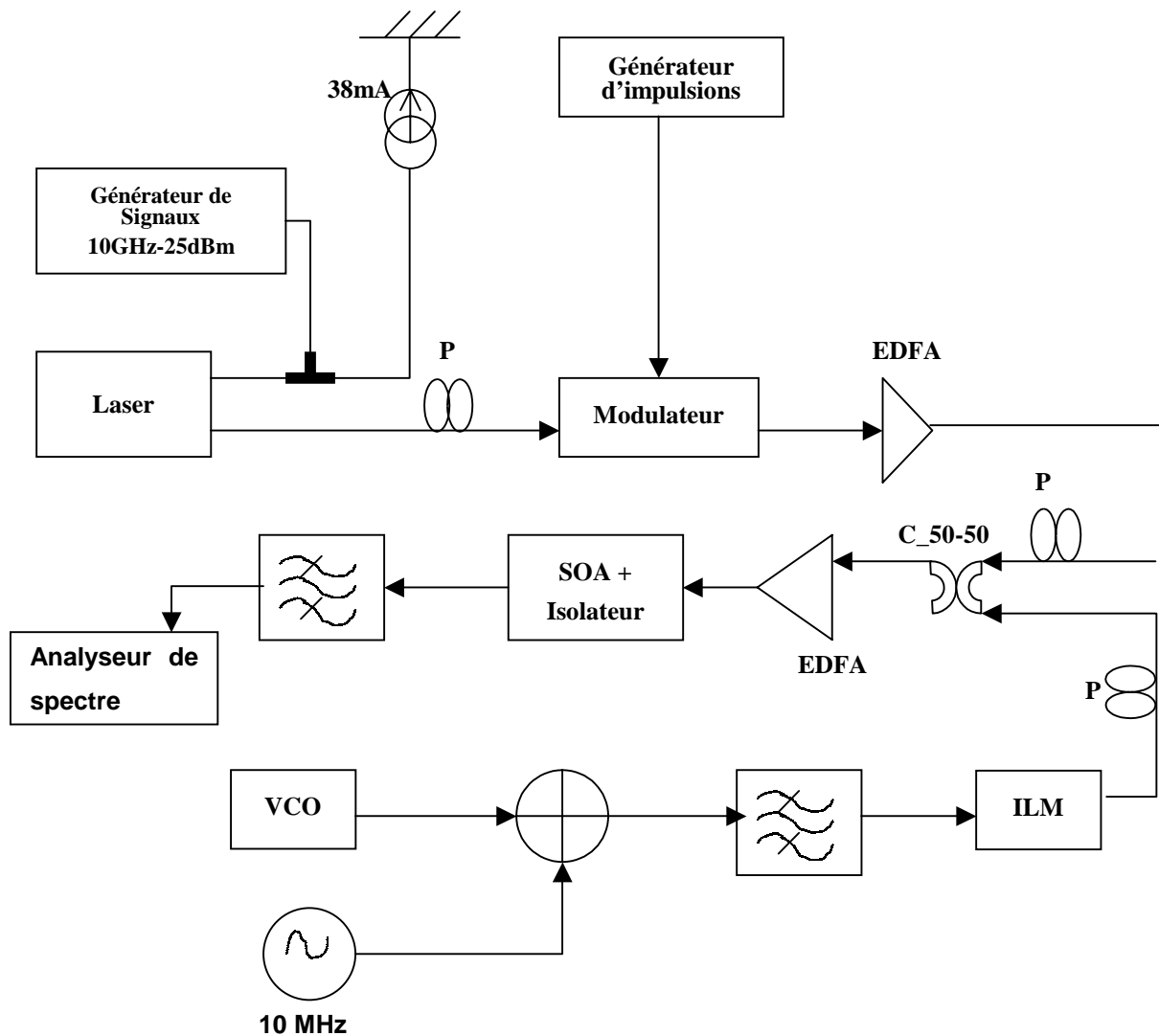


Figure 3.5 : Montage expérimental de la mesure de la composante à  $10 \text{ MHz} + \epsilon$

Les mesures sont effectuées pour un courant de polarisation du SOA de 150 et de 250 mA. Pour chacun de ces deux courants, on fait les relevés pour des puissances de pompe variant de  $-7.3$  à  $0.5$  dBm à diverses puissances de sondes allant de  $-4.3$  à  $0.5$  dBm.

### b) Résultats

Les résultats avec un courant de polarisation du SOA de 150 mA sont les suivants :

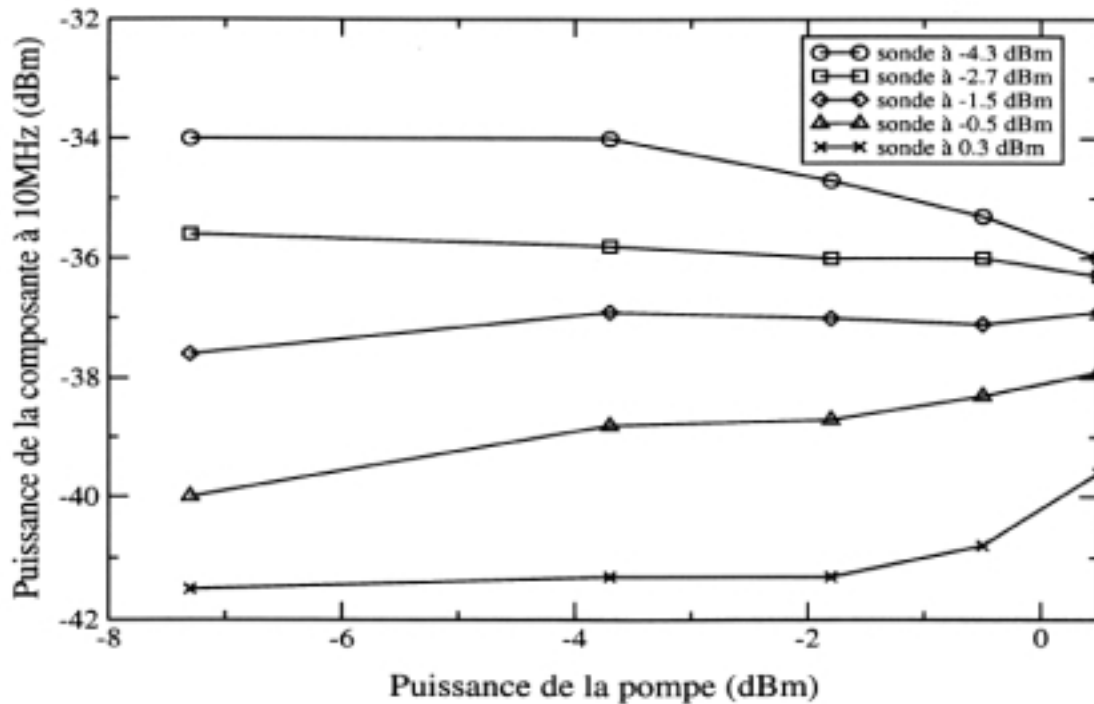


Figure 3.6 : Valeur de la composante à 10 MHz en fonction de la puissance de la pompe pour différentes puissances de sonde avec un courant de polarisation du SOA de 150 mA.

Le premier élément remarquable de cette courbe est le fait que plus la puissance de sonde augmente, plus la composante à 10 MHz diminue. Ceci peut à première vue sembler contradictoire, l'explication est la suivante. Lors de nos expériences, la puissance de modulation de la sonde était fixée et nous augmentions la puissance du laser en faisant croître le courant de polarisation du laser. Nous augmentions donc la composante continue alors que la composante de modulation restait fixe. La conséquence de cette manœuvre est de faire consommer de plus en plus de porteurs par la composante continue, ce qui diminue le nombre de porteurs disponibles pour la composante de modulation qui participe à la formation de la composante à 10 MHz.

La seconde constatation troublante est que l'on obtient des courbes de puissance croissante pour les fortes sondes et décroissante pour les sondes faibles (cf. figure 3.6). Pour expliquer cela, il faut rappeler que le laser jouant le rôle de pompe a un modulateur externe. Lorsque le courant injecté dans le laser augmente, la composante de modulation augmente aussi.

Lorsque la sonde est faible, la composante à 10 MHz est très importante (cf. ci-dessus), en augmentant la puissance de pompe, on crée une compression de gain et la composante à 10 MHz chute car même si les signaux sont plus puissants, ils sont moins amplifiés. Lorsque la sonde est puissante, la composante à 10 MHz est faible, en augmentant la puissance de pompe, on augmente cette composante car il n'y a pas encore compression de gain.

On présente également les résultats avec un courant de polarisation du SOA de 250 mA. L'alimentation étant plus importante, la puissance nécessaire pour atteindre la compression de gain doit être plus grande [10], c'est pour cela que les courbes de la figure 3.7 sont toutes croissantes. Seul la courbe concernant la sonde à -4.3 dBm laisse entrevoir le début de la compression.

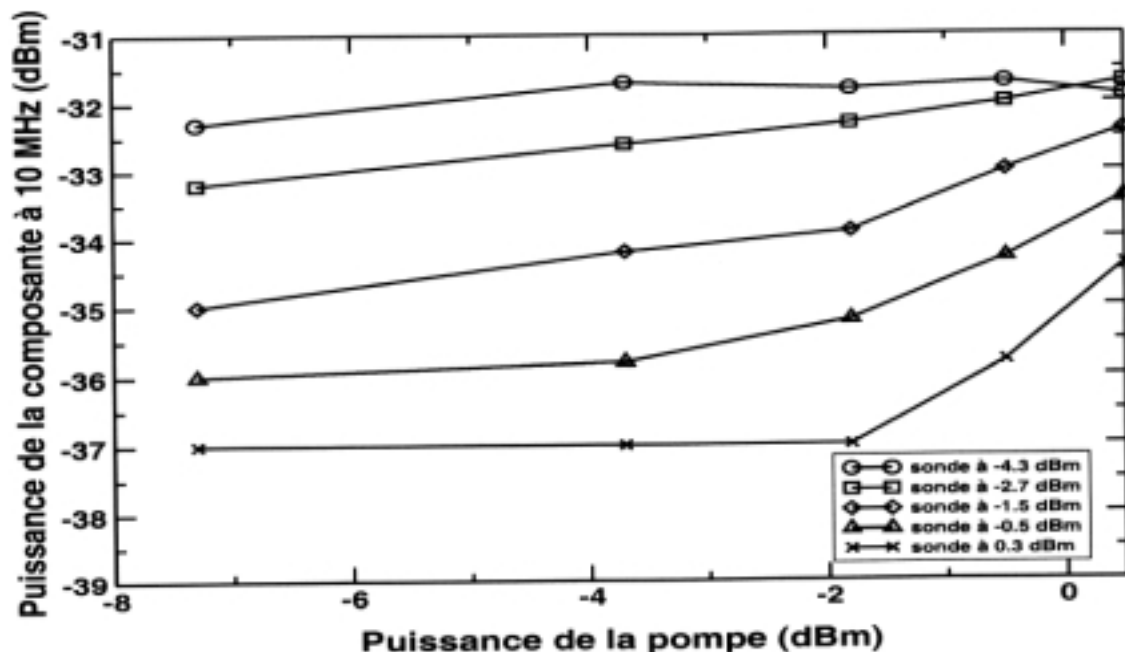


Figure 3.7 : Valeur de la composante à 10 MHz en fonction de la puissance de la pompe pour différentes puissances de sonde avec un courant de polarisation du SOA de 250 mA.

### II.1.2. Bandes d'accrochage en fonction de la composante à 10 MHz

La bande d'accrochage est estimée visuellement en repérant la plus basse fréquence récupérable par le système et la plus haute. Il suffit ensuite de faire la soustraction de ces deux valeurs et de diviser le résultat par deux car nous modulons par un signal RZ.

#### a) Montage expérimental

Il reste le même que précédemment à ceci près que l'on place un coupleur 50/50 en sortie du filtre optique. On analyse ainsi la même intensité que celle injectée dans la boucle.

#### b) Résultats

Ils sont présentés sur la figure 3.8 :

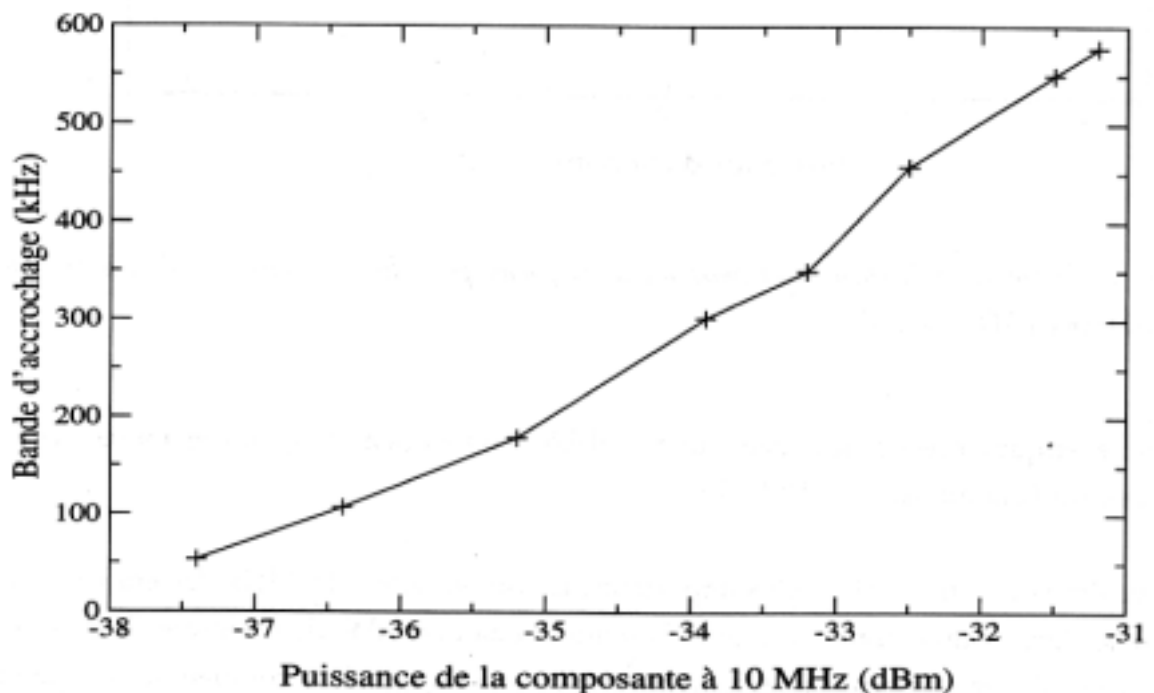


Figure 3.8: Bande d'accrochage en fonction de la puissance de la composante à 10 MHz en sortie du SOA.

Cette courbe semble s'approcher d'une droite (abscisse en dBm). Ceci est logique car une telle loi correspond à la caractéristique du comparateur de phase

électronique, hors c'est de lui dont dépend la tension de commande et donc la bande d'accrochage.

### II.1.3. Taux d'erreur

Pour caractériser correctement la boucle, il est nécessaire de savoir s'il ne perd pas trop d'informations lors d'une transmission. C'est dans ce but que l'on a fait une mesure de taux d'erreur.

#### a) Conditions expérimentales

La boucle reste la même, un appareil externe effectue le comptage des erreurs et calcule le taux correspondant.

Nous n'avons effectué qu'une seule mesure de taux d'erreur en raison du temps nécessaire à cette mesure. Pour que ce taux est un sens, il faut en effet laisser la boucle en marche plusieurs heures.

#### b) Résultats

Le taux d'erreurs mesuré a varié de  $6.10^{-11}$  à  $6.10^{-10}$ . Le nombre d'erreurs était alors passé de 400 à 9000. Ces résultats sont corrects. Pour interpréter ce taux d'erreurs, il faut prendre en compte le fait que le VCO dérivait naturellement et s'approchait donc petit à petit des bords de la bande d'accrochage où le bouclage est de moins bonne qualité. Dans un système définitif, le VCO ne devrait pas avoir une telle dérive.

## II.2. Résultats de la boucles sans comparateur de phase

Le montage de la boucle sans comparateur de phase est présenté dans la figure 3.9.

La partie optique de cette boucle n'a pas subi de changement, en effet, après la sélection du signal conjugué la sortie continue (dc) de la photodiode est filtrée par un filtre passe bas de bande passante 5 MHz, commande le VCO est le synchronise sur la fréquence horloge désirée et qui sera visualisé sur un oscilloscope optique.

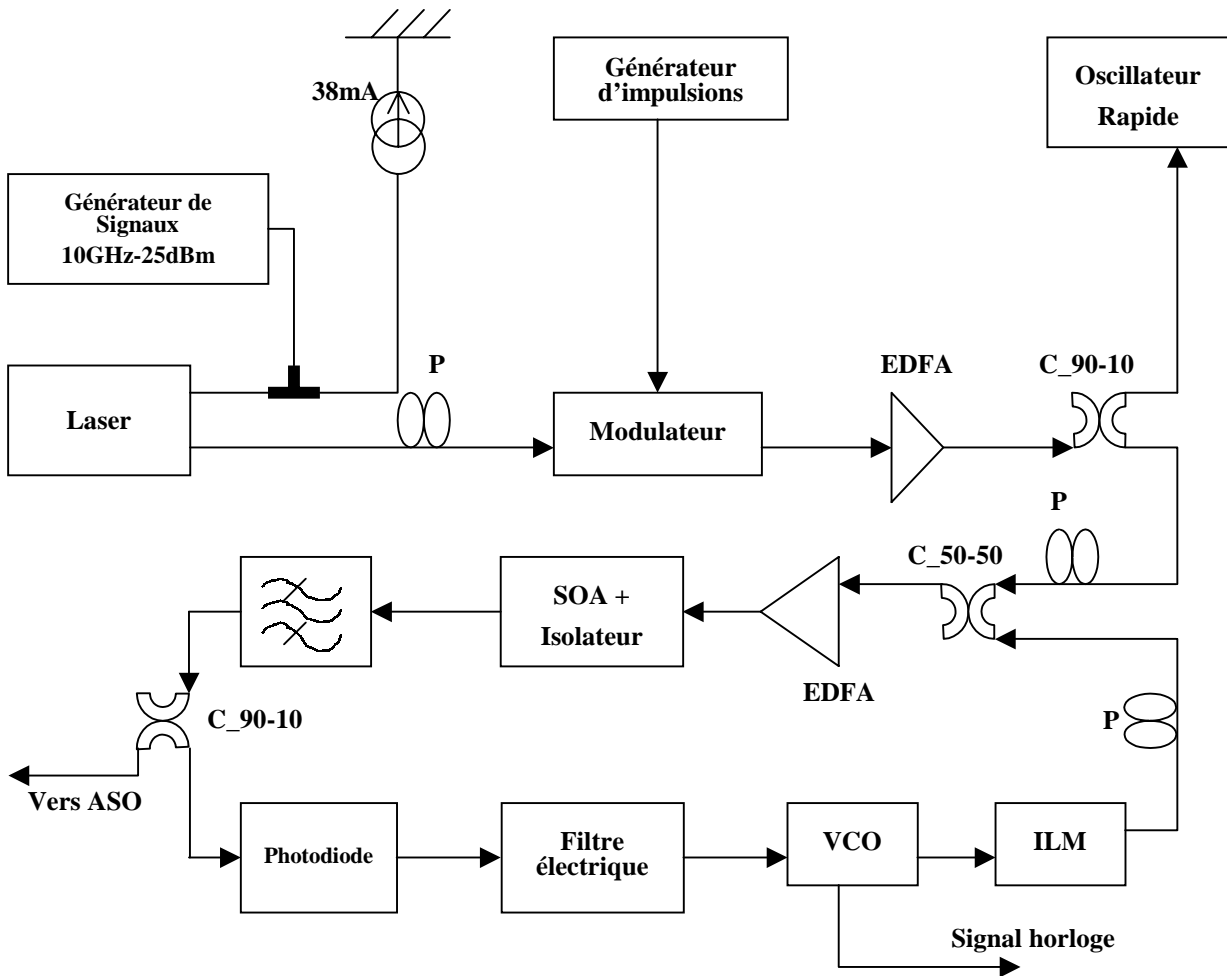


Figure 3.9 : Montage expérimental de la boucle sans comparateur de phase.

Les résultats de la récupération d'horloge sont obtenus pour une fréquence horloge à 10 GHz, et un detuning de 1 nm. J'ai étudié l'effet de la variation du gain de la boucle ainsi que la puissance du signal pompe sur le bruit de phase du signal d'horloge.

La figure 3.10 montre une séquence de schémas prise par un analyseur de spectre radiofréquence centré à 10 GHz et pour un span de 100 KHz, pour cela j'ai utilisé un atténuateur électrique placé après le filtre. Les figures 3.10 a) (sans atténuation) et b) (à 5 dB d'atténuation) présentent le spectre de synchronisation à la fréquence 10 GHz et deux bosses de part et d'autre et qui correspondent au bruit de phase. Les figures 3.10 c), d) et e) qui présentent respectivement 10, 20 et 25 dB d'atténuation montrent le spectre de synchronisation avec une dépression au pied du

pic et qui s'explique par un faible bruit de phase du signal horloge [9]. Enfin sur la figure 3.10f) (30 dB d'atténuation) on remarque que les deux bosses ont tendance à réapparaître de nouveau.

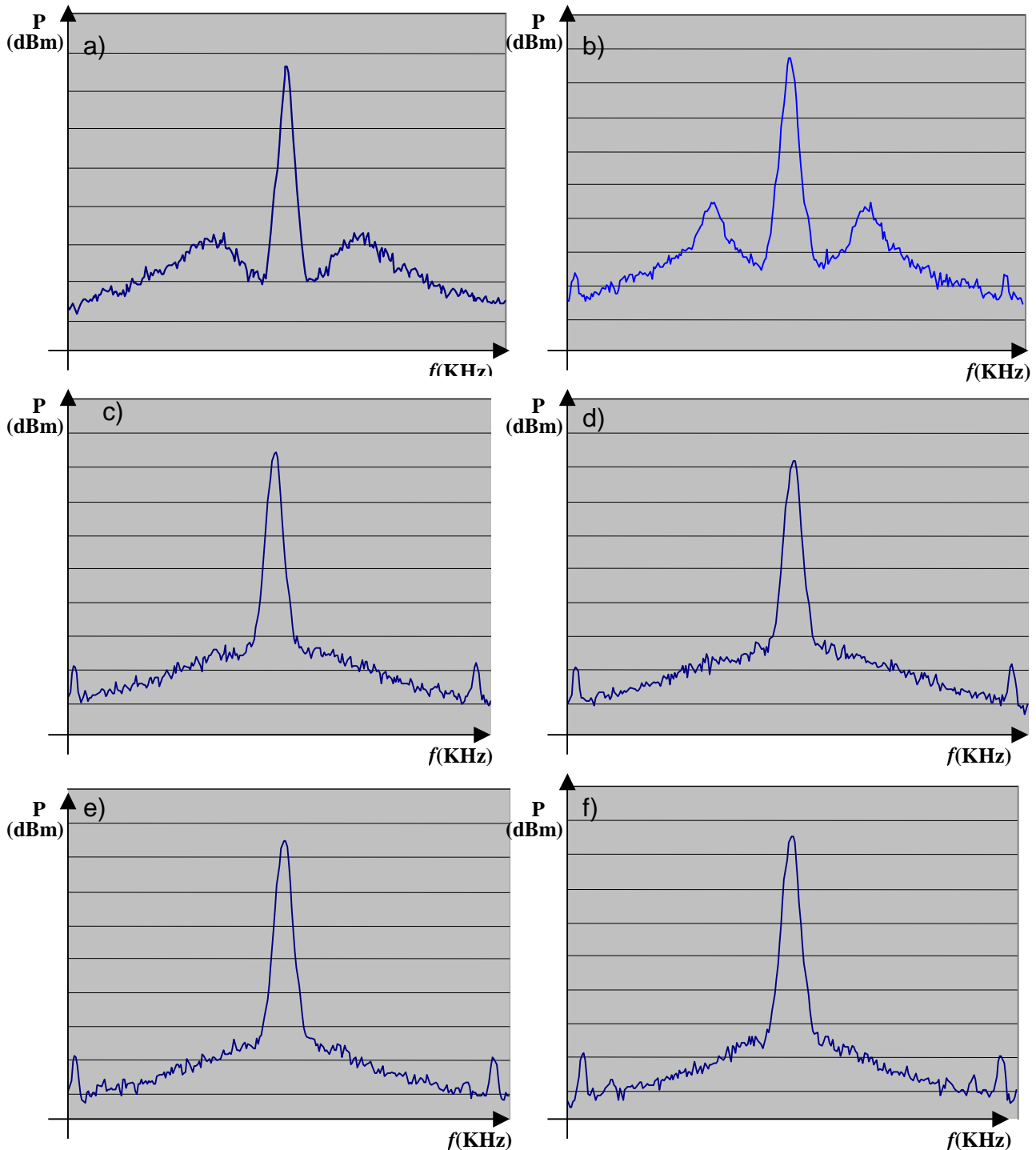


Figure 3.10 : Effet de l'atténuation sur le bruit de phase du signal horloge.

Référence 0 dBm, 5 dB/div, fréquence centrale 10 GHz.

Largeur de fenêtre 100 KHz.



La figure 3.11 montre l'effet de la puissance du signal pompe sur l'accrochage du signal horloge, en effet, lorsque la puissance de la pompe est très élevée la boucle n'arrive pas à accrocher.

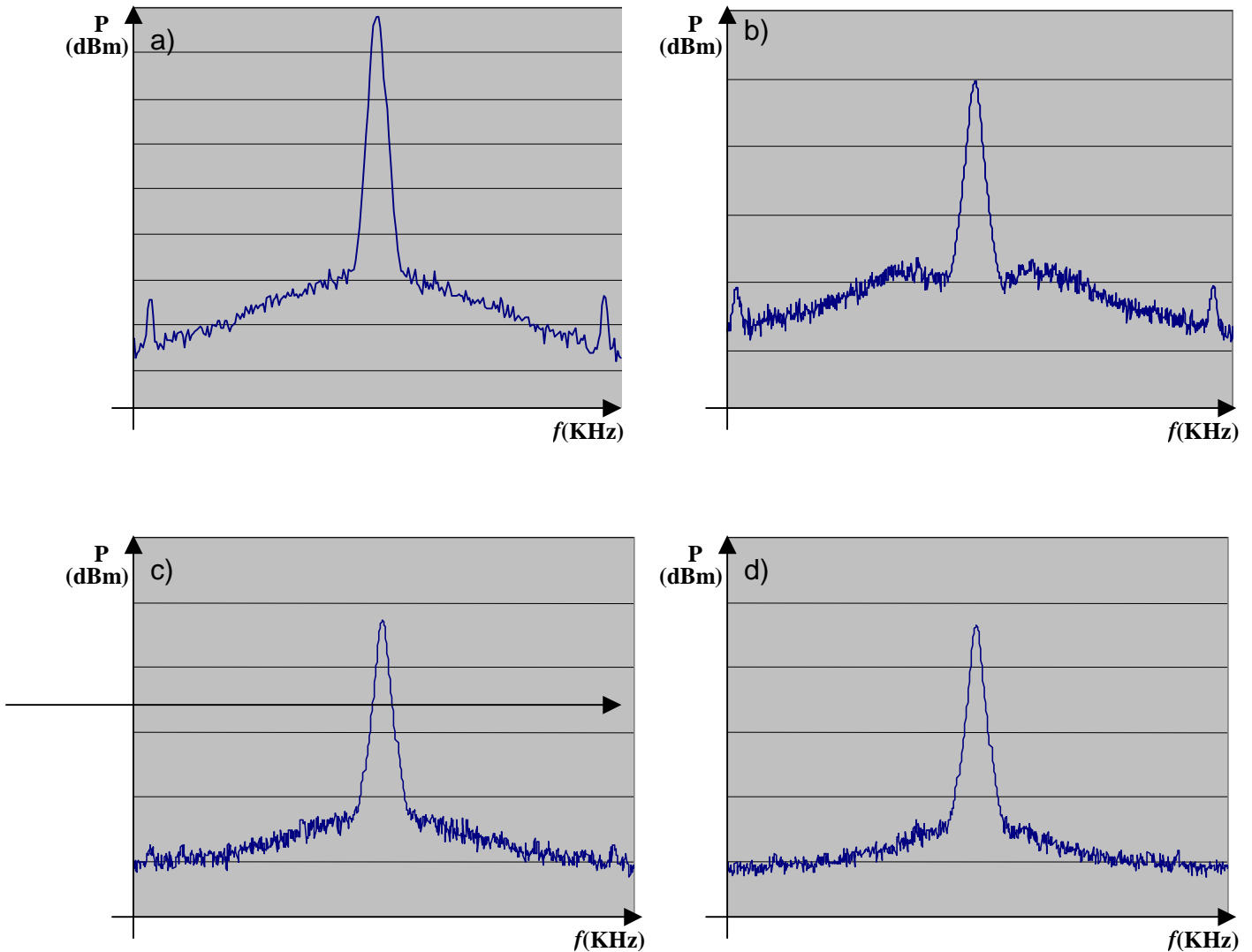


Figure 3.11 : Effet de la puissance de la pompe sur l'accrochage du signal.

Référence 0 dBm, 5 dB/div, fréquence centrale 10 GHz.

Largeur de fenêtre 100 KHz.

### II.2.1. Horloge récupérée

La figure 3.12 Présente une séquence de schémas prise par un oscillateur optique rapide de la forme temporelle du signal d'horloge récupéré au niveau du VCO. Les figures a) et b) montrent la forme temporelle du signal d'horloge non synchronisé.

Les figure c) et d) montrent un signal d'horloge synchronisé, on voit bien qu'il y a cinq bits chacun de 100 ps de largeur, soit un débit binaire de 10 GHz, avec une bonne qualité de synchronisation, la gigue temporelle du signal à mi-hauteur est évaluée à 9.3 ps pour la figure 3.12 d).

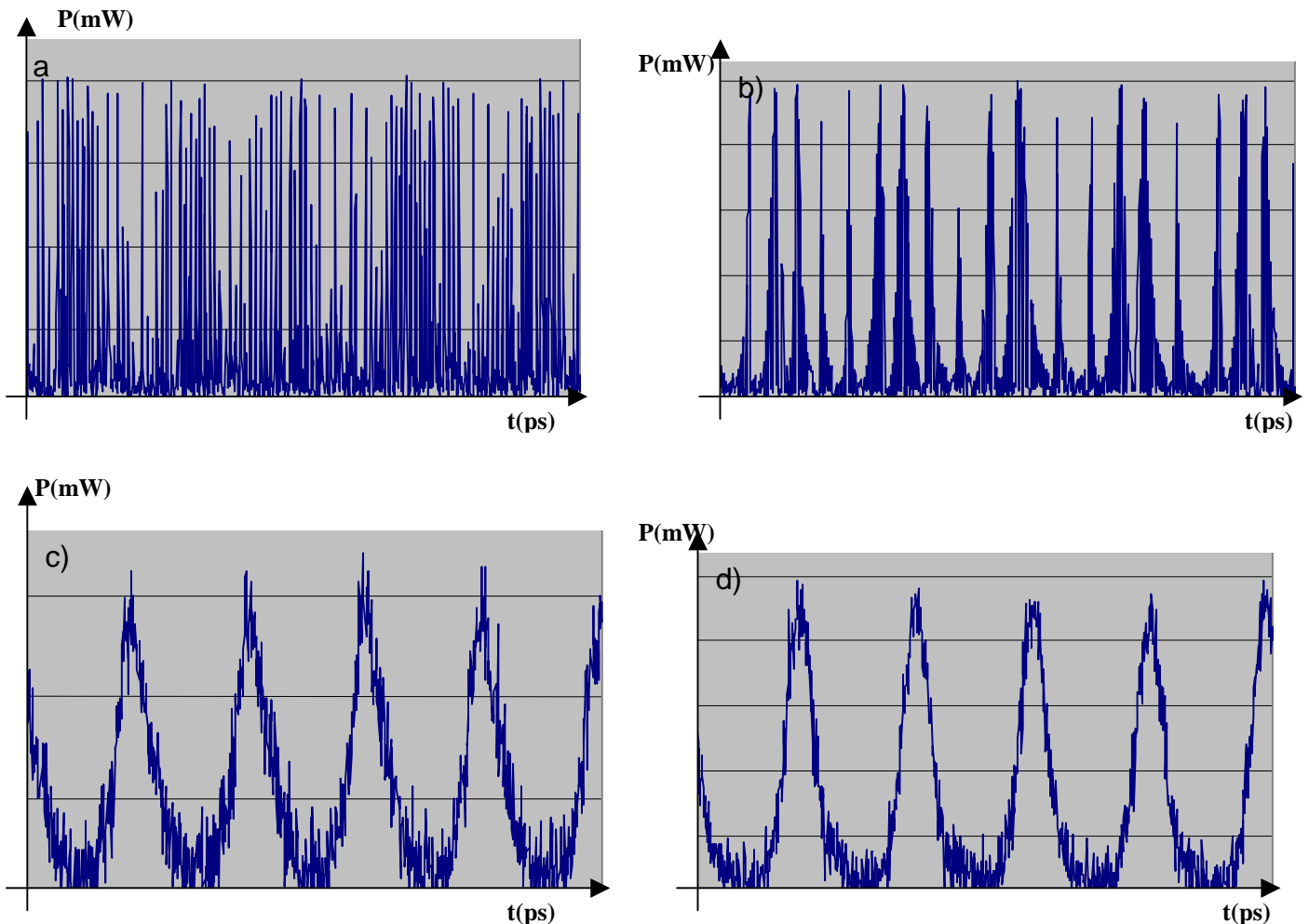


Figure 3.12: Séquence de mesure montrant la forme temporelle le signal horloge récupéré.

### III. Les problèmes rencontrés et leur résolution

Comme dans toute manipulation, nous avons rencontré de nombreux problèmes. Ces problèmes ont eu l'avantage, lorsqu'ils ne duraient pas trop longtemps, de nous faire toucher à d'autres domaines que ceux abordés habituellement sur le montage sans toutefois devenir frustrants.

Les difficultés que nous présentons ici sont celles qui ont eu une grande importance pour l'interprétation des expériences et celles qui se sont montrées récurrentes au point de ne pouvoir les résoudre de façon directe.

#### III.1. Dérive du VCO

Lorsque le VCO était verrouillé et que nous laissions le système sans intervention extérieure, le verrouillage avait tendance à cesser au bout d'un certain temps qui semblait à première vue aléatoire.

Connaissant l'existence de la dérive du VCO, nous l'avons soupçonné d'être la cause de ce phénomène. Pour vérifier cette hypothèse, nous avons observé la dérive de la tension de commande pendant 50 mn ; elle était très régulière et correspondait à 1 mV/10 mn. Nous avons ensuite observé la dérive du VCO à l'analyseur de spectre, elle était de 60 kHz/10 mn environ. Cette valeur correspond bien à la correspondance tension-fréquence de l'appareil qui est de 60 kHz/mV.

#### III.2. L'entrée et la sortie du SOA

L'injection dans le SOA se fait grâce à un injecteur et la récupération du signal grâce à une fibre lentillée. Tous deux sont positionnés grâce à des microcontrôleurs que l'on règle tous les jours. Le problème qui se pose est qu'au cours du temps, l'injecteur et la fibre lentillée ne conservent pas exactement leur place.

La solution à ce problème est de vérifier à la fin d'une série de mesure que l'on peut retrouver les mesures du début de la série. On observe généralement un léger décalage, aussi pour atténuer cet inconvénient on doit effectuer ces séries le plus rapidement possible et en faisant attention à ce que la table de manipulation ne soit pas bousculée.

### III.3. La polarisation

Les lasers sont suivis de deux contrôleurs de polarisation, il est cependant très difficile de s'assurer que ces polarisations sont identiques deux fois de suite étant donné que l'appareil utilisé pour le réglage est lui même sensible à la polarisation, et que pour faire ce réglage on doit manipuler une fibre optique ce qui changera la sensibilité de l'appareil, puisque bouger une fibre a pour conséquence de changer les états de polarisation.

# Conclusion

# Conclusion

Le passage de l'optique comme support de transmissions point à point à celui d'élément fondamental de l'architecture de réseaux tout-optiques requière le développement de fonctionnalités nouvelles. La récupération de rythme, ou récupération de phase d'un signal optique modulé numériquement est une opération déterminante pour le traitement optique "3R" (Regeneration, Reshaping, Retiming) des signaux, nécessitant la génération d'un signal d'horloge ou pour le choix des instants d'échantillonnage des circuits de décision. L'évolution vers le traitement "tout optique" de l'information permet d'éviter le goulet d'étranglement en bande passante des conversions optique/électronique et électronique/optique, leur non-transparence au rythme et au format de modulation, leur coût et leur bruit.

Différentes techniques sont aujourd'hui envisagées pour l'implémentation "tout optique" de la récupération de rythme. Une méthode consiste à utiliser les effets non-linéaires se produisant dans un amplificateur optique à semi-conducteurs comme comparateur de phase rapide.

Une étude théorique faite dans le premier chapitre nous a permis de mettre en œuvre les phénomènes physique et quantique responsables de la génération du mélange à quatre ondes dans l'amplificateur optique à semi-conducteurs, ainsi les paramètres dont il dépend et donc de bien maîtriser ce phénomène lors de la réalisation pratique.

Dans la deuxième partie du rapport, nous avons présenté et modélisé les deux types de boucle à verrouillage de phase implémenté à l'ENST.

Enfin nous avons effectué un certain nombre d'expérience et de série de mesures. Ces mesures ont permis de mieux comprendre le mécanisme de la boucle et de caractériser cette dernière. On a pu identifier quelques paramètres qui interviennent dans l'accrochage de la boucle et qui ont une relation avec la qualité de l'horloge récupérée.

Maintenant que la récupération d'horloge avec une boucle à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes est démontrée pour des fréquences de 10 GHz avec une gigue temporelle de moins que 10 ps, on peut penser à augmenter les débits en se tournant vers des fréquences de l'ordre de 40 GHz. Le système commencera alors à dépasser les capacités des systèmes électroniques hauts débits disponibles avec un prix qui sera nettement très inférieur.

## Bibliographie

- [1] Horatio Soto Ortiz, « Dynamique des amplificateurs optiques à semi-conducteurs massifs ». Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure de Télécommunications, 1996.
- [2] H. SOTO, D. ERASME, and J. ZITLALPOPOCA, "Polarization-Insensitive Wavelength Conversion with a Constant Output Linear Polarization Allowing the Realization of an Active Polarization Controller" Microw. and Optic. Technol. Lett., Vol. 29, No. 5, pp. 344-348, 2001.
- [3] H. SOTO and D. ERASME - "An experimental method for the non-linear phenomena identification intervening in a FWM process developed in a semiconductor optical amplifier", IEEE J. of Quantum Electron., Vol. 34, 5, pp.2211-2216, 1998.
- [4] Michael J. Shaw, "Microscopic Theory of Optical Non linearity in Semiconductor Superlattices". These of the University of Newcastle-upon-Tyne, 1993.
- [5] Maja Ostojic, "Clock Recovery in a PLL Using Four-Wave Mixing in a Semiconductor Optical Amplifier". Rapport de stage à l'ENST, 2001.
- [6] Eric Vauthey, « Applications of Nonlinear Optical Spectroscopies to the Investigation of Photoinduced Processes ». Lectures Notes, EPA Summer school, Noordwijk, 1998.
- [7] Robin Brassac et Benoît Dhien, « Etude expérimentale d'une boucle optique à verrouillage de phase utilisant le mélange à quatre ondes ». Mémoire de fin d'études ENST.
- [8] Charan Langton, "Intuitive Guide to principles of communication". Site internet, [www.complextoreal.com](http://www.complextoreal.com).



[9] Pascal Landais, « Contribution à l'étude sur la conversion en longueur d'onde et la récupération d'horloge par des lasers à semi-conducteurs ». Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure de Télécommunications, 1995.

[10] H. SOTO and D. ERASME, "Investigation of non degenerate Four wave mixing in semiconductor optical amplifier through bias current modulation", Applied Phys. Lett., 68, 26, pp. 3698-3700, June 1996.

## Résumé

La récupération de l'horloge du signal transmis est un élément important de la régénération des signaux en ligne et de la synchronisation de la prise de décision en réception.

Une méthode consiste à utiliser les effets non-linéaires se produisant dans un amplificateur optique à semi-conducteurs comme comparateur de phase rapide dans une boucle à verrouillage de phase. Une boucle de récupération de rythme à 10 Gb/s a été réalisée et testée.

Mots clés : Optique, optoélectronique, amplificateur optique à semi-conducteur (AOS), mélange à quatre ondes, boucle à verrouillage de phase.

## Abstract

Clock recovery of the signal transmitted is an element important of the regeneration of the in line signals and the synchronization of the decision making in receipt.

A method consists in using the non-linear effects occurring in a semiconductors optical amplifier to as fast phase comparator in a phase locked loop. A PLL of rhythm recuperation to 10 Gb/s has been achieved and has been tested.

Key words : Optic, optoelectronic, Semi-conductor Optical Amplifier (SOA), Four Wave Mixing (FWM), Phase Locked Loop (PLL).