半導体レーザによるヘテロダイン形光位同期ループの実現のためのシミュレーション

正員 申 哲 浩 (東京工業大)

非会員 久保木 勝 彦 (東京工業大)

正員 大 津 元 一 (東京工業大)

1. ま え が き

光位同期ループ (Optical Phase Locked Loop, OPLL)^{(1)~(5)} は光周波数制御, コヒーレント光計測および周波数基準分野への応用上重要である。半導体レーザによる OPLL は小形で高い変調効率, 大きい制御利得, 注入電流による出力光の直接変調可能などの半導体レーザのもつ利点が十分活かされるし, 更に, 光通信にも応用される。特に, 半導体レーザによるヘテロダイン形 OPLL は広帯域・精密周波数掃引の可能な光周波数シンセサイザ/光トラッキングジェネレータとして有望である。

そこで, 筆者らはヘテロダイン形 OPLL の予備実験として半導体レーザを用いた周波数オフセット・ロックの方法を開発し, 積分時間 1 秒で主, 従レーザの間のビート周波数揺らぎを約 200 Hz まで抑圧した^{(6)~(8)}。これを更に改良し, 二つのレーザの間の同期誤差が ± 1 ラジアン以内であるヘテロダイン形光位同期ループを実現するためには半導体レーザの固有の位相雑音や制御系各部の性能および同期誤差との相互関係を明らかにする必要があるが, これについては従来, 詳細な報告がない。

そこで, 本研究ではフォッカ・プランク法⁽⁹⁾による理論解析, および OPLL の光学部を電子回路で置き換えたモデルによるシミュレーションを行った。2 節

ではフォッカ・プランク法による理論解析とその結果, 3 節ではシミュレーション系の構成およびシミュレーションとその結果をそれぞれ示した。4 節では半導体レーザを用いた実際の実験データをシミュレーションの結果と比較し, 本シミュレーションの妥当性を明らかにした。そして, 5 節には本研究の結果をまとめてヘテロダイン形 OPLL の実現のための条件を提示した。

2. フォッカ・プランク法による理論解析

不規則雑音の存在下においての位相同期ループの動特性の解析にフォッカ・プランク法を利用するのが一般的である⁽⁹⁾。この方法を用いてヘテロダイン形 OPLL において主レーザの線幅と位相誤差分散との関係を求めた。更に, 線形化ループ・モデルを用い, 従レーザの影響も明らかにした。

半導体レーザを用いたヘテロダイン形 OPLL の構成を図 1 (a) に示す。主レーザと従レーザの光ビート信号を光検出器 (Photo Detector; PD) で検出して分周器で位相比較器の応答速度に合わせ適当に分周する。分周率 M で分周されたビート信号と安定な基準マイクロ波発振器からの信号を位相比較器に入力して位相誤差信号を得る。位相誤差信号は能動ループ・フィルタを通して従レーザの注入電流を制御する。この一連の動作によってビート信号が基準発振器からの基準信号に位相同期されれば主レーザと従レーザの間も位相同期される。すなわち, 二つのレーザの間の位相差の揺らぎの抑圧限界は基準マイクロ波発振器の位相安定度に左右される。

図 1 (a) のヘテロダイン形 OPLL は図 1 (b) の等価解析モデルで表せる。ここで, ω_M , ω_R , ω_S はそれぞれ主レーザ, 基準マイクロ波発振器, 従レーザの角

Simulation for the Heterodyne Type Optical Phase-Locked Loop by Semiconductor Lasers. By Chul-Ho Shin, Member, Katsuhiko Kuboki, Non-member & Motoichi Ohtsu, Member (The Graduate School at Nagatsuta, Tokyo Institute of Technology).

申 哲 浩: 正員, 東京工業大学総合理工学研究所物理情報工学専攻

久保木勝彦: 非会員, 東京工業大学総合理工学研究所物理情報工学専攻

大津 元一: 正員, 東京工業大学総合理工学研究所物理情報工学専攻

(a) ヘテロダイナ形位同期ループ

(b) 主レーザの位相雑音を考慮した(a)の等価解析モデル (c) 従レーザの位相雑音を考慮した(a)の等価解析モデル

図1 ヘテロダイナ形光位同期ループのブロック図と理論解析モデル

Fig. 1. Block diagram and analytical models of heterodyne optical phase-locked loop.

周波数である。\$K_1\$、\$K_2\$、\$K_d\$ は従レーザの電流/周波数変換利得、能動ループ・フィルタの利得、PFC の位相差/電圧変換利得をそれぞれ表す。\$F(s)\$ は能動ループ・フィルタの伝達特性を、\$\phi(t)\$ は位相差をそれぞれ表す。主レーザの位相揺らぎを表す \$n\$ は白色雑音とみなすことができるので図1(b)のモデルによりループの動作方程式は

$$\phi(t) + \frac{K_1 K_2 K_d F(s) \phi(t)}{s} = \{\omega_S - (\omega_L + n)\} t + \theta \dots (1)$$

と書ける⁽⁹⁾。ここで、\$\theta\$ は \$\omega_L = (\omega_M - \omega_R)\$ がもつ初期位相である。\$\phi(t)\$ も \$n\$ と同様の不規則過程に従うとし、更に \$F(s)=1\$ の1次ループ近似を用いると(1)式から次の微分方程式が得られる。

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = (\omega_S - \omega_L) - K \left\{ \phi(t) + \frac{n}{K} \right\} \dots (2)$$

ここで、\$K=K_1 K_2 K_d\$ である。\$n\$ が完全な白色雑音と仮定すると \$n\$ の両側パワー・スペクトル密度は

$$S_n = 2\pi \Delta\nu_M \text{ [rad}^2 \cdot \text{Hz]} \quad (-\infty \leq f \leq \infty) \dots (3)$$

と表せる⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。ここで、\$\Delta\nu_M\$ は主レーザの発振スペクトル線幅である。\$\phi(t)\$ と \$d\phi(t)/dt\$ がマルコフ過程に従うと考えると、(2)、(3)式を用いて位相誤差の確率密度関数 \$p(\phi, t)\$ は

$$\frac{\partial p(\phi, t)}{\partial t} = \{\omega_S - \omega_L + K\phi(t)\} p(\phi, t) + \frac{1}{2} (2\pi \Delta\nu_M) \frac{\partial^2 p(\phi, t)}{\partial \phi^2} \dots (4)$$

のフォック・プランク方程式で記述できる。

定常解を求めるため、\$dp/dt=0\$ と置くと(4)式は

$$\frac{d}{d\phi} \left\{ (\alpha\phi - \beta) p(\phi) + \frac{d p(\phi)}{d\phi} \right\} = 0 \dots (5)$$

となる。ただし、

$$\alpha = \frac{K}{\pi \Delta\nu_M}, \quad \beta = \frac{\omega_L - \omega_S}{\pi \Delta\nu_M} \dots (6)$$

である。境界条件および規格化条件

$$p(\pi) = p(-\pi) \dots (7a)$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} p(\phi) d\phi = 1 \dots (7b)$$

を用い、更に、\$\omega_S = \omega_L\$、すなわち、あらかじめ二つのレーザの周波数がロックされていると仮定して解くと

$$p(\phi) = \frac{e^{-\alpha\phi^2/2}}{2\sqrt{(2\pi/\alpha)} \cdot \{G(\pi\sqrt{\alpha}) - 1/2\}} \quad (0 \leq \phi \leq \pi) \dots (8)$$

の確率密度関数が得られる。ここで、

$$G(x) \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt \dots (9)$$

である。一方、\$\Delta\nu_M\$ による \$\phi\$ の揺らぎの分散は

$$\begin{aligned} \sigma_{\phi M}^2 &= \int_{-\pi}^{\pi} \phi^2 p(\phi) d\phi \\ &= \frac{1}{\sqrt{(2\pi/\alpha)} \cdot \{G(\pi\sqrt{\alpha}) - 1/2\}} \\ &\quad \times \int_0^{\pi} \phi^2 e^{-\alpha\phi^2/2} d\phi \dots (10) \end{aligned}$$

となる。

ここで、\$F(s)=1\$ の1次ループ近似を導入したので、それに対応する1次ループにおけるループ帯域 \$B_L\$ は

図2 位相誤差の分散 \$\sigma_{\phi}^2\$ とループ帯域幅で規格化したレーザの線幅 \$\Delta\nu_S/B_L\$、\$\Delta\nu_M/B_L\$ との関係

Fig. 2. Phase error variance \$\sigma_{\phi}^2\$ vs. \$\Delta\nu_M/B_L\$, \$\Delta\nu_S/B_L\$ which are linewidths of the master and the slave laser normalized by loop bandwidths, respectively. A solid curve and a dashed one were obtained by the Fokker-Planck method and by using the Parseval theorem, respectively, for the 1st order loop.

$$B_L = K/(2\pi) \text{ (Hz)} \dots\dots\dots (11)$$

と表せる⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。図2の実線は(10)式の数値計算の結果であり、 B_L で規格化した $\Delta\nu_M$ によるループの位相誤差分散 σ_{ϕ}^2 を示す。(7b)式の規格化条件と $\omega_L = \omega_s$ の初期条件のため、 $\Delta\nu_M/B_L$ が大きくなると σ_{ϕ}^2 は $-\pi$ から π にわたって均一に分布された確率変数の分散である $\pi^2/3$ の一定値になる⁽⁹⁾。

一方、線幅 $\Delta\nu_s$ の従レーザのもつ位相雑音による位相誤差の解析は図1(c)の線形化モデルを使用した。図のモデルによって位相誤差 ϕ は次の動作方程式で記述できる。

$$\dot{\phi} = (K\phi + n')/s \dots\dots\dots (12)$$

ここで、 n' は従レーザの位相雑音でその両側パワースペクトル密度 $S_{n'}$ は(3)式と同様に $2\pi\Delta\nu_s$ [rad²・Hz] ($-\infty \leq f \leq \infty$)である。この関係とパセバル(Parseval)定理⁽⁹⁾を利用すると(12)式から従レーザの位相雑音による位相誤差の分散 σ_{ϕ}^2 は

$$\sigma_{\phi}^2 = (2\pi\Delta\nu_s) \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\omega^2 + K^2} d\omega = \pi\Delta\nu_s/K \text{ [rad}^2\text{]} \dots\dots\dots (13)$$

になる。(11)式の関係を用いると(13)式は

$$\sigma_{\phi}^2 = \Delta\nu_s/(2B_L) \dots\dots\dots (14)$$

となる。図2の破線は(14)式から求めたもので、この図から $\Delta\nu_M$ と $\Delta\nu_s$ がループの位相誤差に及ぼす影響は $\sigma_{\phi}^2 < 1 \text{ rad}^2$ のとき同じであることがわかる。したがって、主、従レーザの位相雑音によるOPLLの位相誤差の分散は

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{\Delta\nu_M + \Delta\nu_s}{2B_L} \text{ [rad}^2\text{]} \dots\dots\dots (15)$$

と近似できる。これは文献(11)の結果と一致する。 $K_1K_2 \gg K_2$ の場合、能動ループ・フィルタを使った2次PLLの雑音帯域が1次ループのそれに近似できる⁽⁹⁾⁽¹⁹⁾から(15)式はヘテロダイン形OPLLにおいて近似式として十分使える。

結局、位相誤差の分散を1ラジアン以下にするためには図2からわかるように $B_L \geq (\Delta\nu_M + \Delta\nu_s)/2$ 以上の条件が必要である。この結果は小節3.5の図10で電子回路モデルによるシミュレーション結果と比較する。

3. シミュレーション

この節では電子回路モデルによるシミュレーション系の構成についてまず記し、これを用いて能動ループ・フィルタの帯域幅と従レーザの主レーザへの線幅追従性との関係、能動ループフィルタの制御帯域と利得との関係、ビート信号の分周率と位相誤差との関

図3 ヘテロダイン形光位相同期ループの電子回路によるシミュレーション系のブロック図

Fig. 3. Block diagram of the simulation loop by electronic circuits corresponding to the heterodyne OPLL of fig. 1 (a).

係、レーザの線幅で規格化した能動ループ・フィルタの帯域幅とビート信号の揺らぎとの関係などを明らかにする。

〈3.1〉 シミュレーション系の構成 シミュレーション系は図1(a)の破線で囲まれた部分、すなわち、実際の系で広い範囲にわたって実験条件を変えるのが必ずしも容易ではない半導体レーザと光検出器(Photo Detector: PD)とからなる光学部を図3の破線で囲まれた部分のように電圧制御発振器(Voltage Controlled Oscillator: VCO)、雑音発生器、DBM(Double Balanced Mixer)により置換えて構成した。電流制御発振器(Current Controlled Oscillator: CCO)である半導体レーザはVCOとそれに位相雑音を与える雑音発生器で、PDはDBMと低域通過フィルタ(Low Pass Filter: LPF)で置換えた。

VCOの中心周波数は数MHzの値に設定した。雑音発生器より発生させたpeak-to-peak値0~1Vの出力の白色ガウス雑音(雑音帯域50kHz)によって、VCOの発振スペクトル線幅の半値全幅(FWHM)は数100Hz~約300kHzの範囲で任意に設定した。

図3中の能動ループ・フィルタは図1(a)のそれと同型であり、利得可変できるものを3台用意して帯域幅と利得に関係するシミュレーションに使用した。これらの能動ループ・フィルタの制御帯域幅 B_n はそれぞれ0.47kHz、7kHz、25kHzであり、その伝達特性は $H(s) = K_2 / \{1 + s/(2\pi B_n)\}$ である。位相比較器は筆者らが考案し、半導体レーザを用いた実験に使用したもの、すなわち、 $\pm 2\pi \times 2^{11}$ ラジアンにわたって直線比較特性をもつデジタル形位相周波数比較器(Phase/Frequency Comparator: PFC)を使用した。この動作原理は文献(7)に説明されている。

VCOの発振スペクトルの線幅はRFスペクトラム・アナライザで、ビート信号の揺らぎは著者らにより開発されたアラン分散実時間測定装置(Allan variance Real time Processing System: ARPS)⁽¹³⁾で測定した。

図4 主レーザを基準として制御された従レーザのスペクトル。ここで、能動ループ・フィルタの帯域幅で規格化したフリー・ランニング時の従レーザの線幅 $\Delta\nu_s/B_n$ はそれぞれ (a) 3.2, (b) 2.2, (c) 1.2, (d) 0.06 である。矢印で表したスケールはそれぞれフリー・ランニング時の従レーザの線幅を示す。

Fig. 4. Controlled spectra of the slave laser referring to that of the master laser. Normalized linewidths $\Delta\nu_s/B_n$ of the slave laser by the bandwidth of the active loop filter employed in this simulation loop were selected (a) 3.2, (b) 2.2, (c) 1.2, and (d) 0.06 respectively. A scale indicated by an arrow in every figures is the linewidth of a free-run slave laser.

〈3・2〉 従レーザとビート信号のスペクトル線幅制御 高安定な主レーザの位相に従レーザの位相を追従させるのはヘテロダイナ形 OPLL の主な目的の一つである。半導体レーザの中心周波数の安定化⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾および線幅狭窄化^{(16)~(18)}は現在も更に改善されつつあるので安定な主レーザとして使用できる。しかし、従レーザとして現在入手しうるフリー・ランニング時の半導体レーザの線幅は数 MHz~数 10 MHz の大きな値をもっているのが現状である。したがってヘテロダイナ形 OPLL によって主レーザの全スペクトル特性を従レーザに伝達するためには広い能動ループ・フィルタの帯域が必要になる。

図4は主レーザを基準として狭窄化された従レーザのスペクトル形状と B_n との関係のシミュレーション結果を示す。 $\Delta\nu_s/B_n > 3$ のときは図4(a)のように

図5 ロックされた従レーザの線幅と主レーザの線幅との比 $\Delta\nu_{s,L}/\Delta\nu_M$ と従レーザの規格化線幅 $\Delta\nu_s/B_n$ との関係

Fig. 5. Ratio $\Delta\nu_{s,L}/\Delta\nu_M$ of linewidth of the slave laser locked and linewidth of the master laser vs. normalized linewidth $\Delta\nu_s/B_n$ of the slave laser in free-run.

スペクトルの中心付近少ししか制御が掛からない。すなわち、中心周波数がロックされているにもかかわらず線幅は狭くならない。しかし、図4(b), (c), (d)のように能動ループ・フィルタの制御帯域を広くすることによって主レーザの線幅 $\Delta\nu_M$ と同等の値まで狭くなるのがわかる。結局、電気的負帰還による線幅狭窄化のとき⁽¹⁶⁾と同様に $B_n > \Delta\nu_s$ である十分広い制御帯域を必要とする。かつ、図4(b), (c)に残っているスペクトルの裾の部分の雑音を抑制するためには、もっと広く例えば図4(d)の場合のように B_n を $\Delta\nu_s$ の 10 倍以上取らなければならない。図5は帯域幅の異なる三つの能動ループ・フィルタを使用して、それぞれの $\Delta\nu_s/B_n$ と $\Delta\nu_{s,L}/\Delta\nu_M$ との関係を示す。ここで、 $\Delta\nu_s$ と $\Delta\nu_{s,L}$ はそれぞれフリー・ランニングとロックされたときの従レーザの線幅である。図4(a)と(b)の境界は図5からわかるように $\Delta\nu_s/B_n$ が 1.2 ~ 3 程度である。すなわち、 $B_n \geq \Delta\nu_s/(1.2 \sim 3)$ であれば図4(b)-(d)のように $\Delta\nu_M$ 値まで小さくなる。

図6は $\Delta\nu_B/\Delta\nu_R$ と $\Delta\nu_s/B_n$ の関係を示す。 $\Delta\nu_B$ と $\Delta\nu_R$ はそれぞれビート信号と基準マイクロ波発振器の線幅である。ここでは $\Delta\nu_M$ を固定し、 $\Delta\nu_s$ を変化したときであるが、 $\Delta\nu_s$ を固定し、 $\Delta\nu_M$ を変化し

図 6 基準マイクロ波発振器の線幅とレーザのビート・スペクトルの線幅との比 $\Delta\nu_B/\Delta\nu_R$ と従レーザの規格化線幅 $\Delta\nu_S/B_n$ との関係

Fig. 6. Ratio $\Delta\nu_B/\Delta\nu_R$ of spectral linewidth of the laser beat between the slave and the master lasers and linewidth of the reference microwave synthesizer vs. normalized linewidth $\Delta\nu_S/B_n$ of the slave laser.

図 7 ループの位相誤差分散の平方根 σ_ϕ と能動ループ・フィルタの利得値 K_2 との関係

Fig. 7. Square root of phase error variance σ_ϕ of the loop vs. gain K_2 of the active loop filter.

たときも図 6 の結果と同じであった。これは 2 節の理論解析の結果と同様に $\Delta\nu_S$ と $\Delta\nu_M$ のループ制御に及ぼす影響は同じであることを示す。この図からわかるように $\Delta\nu_S/B_n \leq 2$, $\Delta\nu_M/B_n \leq 2$ であれば $\Delta\nu_B$ は $\Delta\nu_R$ と一致するまで小さくなる。したがって、この条件下ではビート信号は基準マイクロ波信号と同程度まで高安定になり、結局 ν_S が ν_M に高精度で追従することになる。

〈3.3〉 能動ループ・フィルタの利得と帯域幅

唯一の最適系または最適化手順はあり得なく、最適値の範囲は相当広いのが一般的であるので⁽¹⁹⁾、我々の実験系で使用している利得可変可能な能動ループ・フィルタの制御帯域において位相誤差を最小にする最適

図 8 最適利得値 K_2 と能動ループ・フィルタの帯域幅 B_n との関係

Fig. 8. Gain K_2 vs. bandwidth B_n of the active loop filter. Optimal gains are indicated by a hatched area.

利得をシミュレーションで求めた。その結果を図 7 に示す。この図からもわかるようにやはり最適利得値は 30~40 dB の範囲にある。すなわち、その範囲の幅は 10 dB であり相当広い。利得が足りないと位相誤差が増加し、結局、ビート信号の揺らぎが抑えられなくなり、ロックが外れる。利得の過多はループの伝播時間遅延または外部要因による移相による発振を引起こし⁽²³⁾、ビートのスペクトルに鋭いサイド・バンドを形成して、ついにはロックが外れる。

以上のような方法で求めた能動ループ・フィルタの帯域 B_n と利得 K_2 の最適値との関係を図 8 の斜線部に示す。この図からわかるように B_n を広くすることによって高利得が必要であり、更に、最適値の範囲も広がる。レーザの線幅が広がるとその分広帯域で、高利得の能動ループ・フィルタが要る。

〈3.4〉 分周率と位相誤差 二つのレーザ間のビート周波数 ν_B を大きくすると、すなわち、従レーザの中心周波数を主レーザのそれからの周波数オフセット値を大きくするとデジタル位相周波数比較器 (PFC) の周波数応答速度を越えることがある。それと、現在市販の半導体レーザの広い線幅と中心周波数の大きい揺らぎのため周波数オフセットは数 10 MHz 以下には設定できないので、これも PFC に直接入力するには高過ぎる。結局、 ν_B を適当に分周しなければならぬ。

ループの位相誤差は分周率 M と共に大きくなる。この様子を表すシミュレーション結果を図 9 に示す。この図からわかるように M を大きくするほど σ_ϕ は大きくなり近似的に

$$\sigma_{\phi D} = M^{0.5} \sigma_{\phi_s} \dots \dots \dots (16)$$

図9 ループの位相誤差分散の平方根 σ_ϕ と分周率 M との関係

Fig. 9. Square root of phase error variance σ_ϕ vs. division ratio M in prescaling laser beats.

図10 ループの位相誤差分散の平方根 σ_ϕ と規格化レーザ線幅の和 $(\Delta\nu_M + \Delta\nu_S)/Bn$ との関係 (シミュレーション結果と理論計算値との比較)

Fig. 10. Square root of phase error variance σ_ϕ vs. the sum of normalized linewidths $(\Delta\nu_M + \Delta\nu_S)/Bn$ of the master and the slave laser by bandwidths of the active loop filter. The calculated results for the 1st loop in Fig. (2) are also indicated for the comparison with those of the simulation.

と書ける。ここで、 $\sigma_{\phi D}$ 、 $\sigma_{\phi 0}$ はそれぞれ分周率 M のときと分周器を使用しないときのループの位相誤差分散の平方根である。したがって、PFC の応答速度が許容する限りできるだけ M を小さくするのが望ましい。更にこの図からわかるように M が大きいほど σ_ϕ の測定値のばらつきが大きくなり、ループのロック状態が不安定になる。この不安定の原因は分周後の周波数がループの帯域に比べ十分高くないため、ループ帯域内に残る信号周波数成分による位相リップルが増加する⁽²⁰⁾からであると思われる。

〈3・5〉 レーザの線幅と位相誤差 半導体レーザの位相雑音が非常に大きいため、ループの位相誤差に

与える影響はループの回路雑音の影響よりずっと大きい。

図10 は能動ループ・フィルタの帯域幅で規格化された二つのレーザのスペクトルの線幅の和 $(\Delta\nu_M + \Delta\nu_S)/Bn$ とループの位相誤差に相当するビート信号の位相揺らぎのアラン分散の平方根 σ_ϕ (積分時間 τ は1秒) との関係を示す。全体的な σ_ϕ の傾向は $(\Delta\nu_M + \Delta\nu_S)/Bn$ に依存しているのが明らかでありフォッカ・プランク法や線形化モデルからの結果とよく一致している。この図からわかるようにシミュレーションの結果から、位相誤差の分散を1ラジアン以下にするためには $(\Delta\nu_M + \Delta\nu_S)/Bn \leq 0.5$ 、すなわち、ループ・フィルタの制御帯域は $(\Delta\nu_M + \Delta\nu_S)$ の2倍以上必要であることがわかる。これは理論解析の要求である0.5倍に比べるともっと厳しい値である。しかし、理論解析は1次ループ近似の結果であるので、シミュレーションの方がより高い信頼性をもつ。図10のシミュレーション結果から位相誤差の分散は

$$\sigma_\phi^2 = \frac{2(\Delta\nu_M + \Delta\nu_S)}{Bn} \text{ [rad}^2\text{]} \dots\dots\dots (17)$$

と近似できる。文献(21)にも類似な理論解析結果が出ている。

レーザの線幅の値が大きくなると能動ループ・フィルタの帯域幅も広くなる必要がある。すると、小節〈3・3〉で示したように K_2 も大きくしなければならぬ。更に、 Bn が広くなると回路雑音を拾込みやすくなるし、PD のショット雑音による位相誤差も増加する。もし、フリー・ランニング時の半導体レーザを従レーザとして採用すると $\Delta\nu_M$ が非常に狭いと仮定しても $\Delta\nu_S$ の2倍である数10 MHz の Bn が要り、それに応じて必要とする K_2 は60~80 dB となる。しかし、このような広帯域、高利得の能動ループ・フィルタの製作は現実上難しいと思われる。したがって、レーザの線幅はできるだけ狭い方がよいが、従レーザ用として狭い線幅を持つ半導体レーザを求めるのも決して簡単ではない。結局、この相反関係を折衷する必要がある。GB 積 (利得×帯域幅) が1 GHz の広帯域で dc 利得の高い OP アンプを用いて能動ループ・フィルタを構成すると Bn が (2~3) MHz で、 K_2 が約50 dB であるものは実現できると考えられる。この場合は $(\Delta\nu_M + \Delta\nu_S)$ が約1 MHz であればよいが、これは市販の半導体レーザと著者らの線幅狭窄化技術より⁽¹⁶⁾ 実現可能である。以上により現在使用しうる技術を組合せて位相誤差の分散が1ラジアン以下であるヘテロダイン形 OPLL が実現できる。

4. 実際系の実験データとの比較

シミュレーションの結果の妥当性を確認するために波長 $0.8\mu\text{m}$ AlGaAs 半導体レーザの周波数オフセットロックシステム(図1(a)に相当)を用いた予備実験の実験結果⁽⁸⁾とシミュレーションの結果を比較した。この予備実験では二つのフリー・ランニング半導体レーザを使用し、 $\Delta\nu_M, \Delta\nu_S$ はそれぞれ約 15MHz であった。一方、 Bn が 25kHz であったので、 $(\Delta\nu_M + \Delta\nu_S)/Bn$ が約 $1,000$ であり、したがって図10から σ_ϕ は $80\sim 100$ ラジアンになると推定される。また、実験ではビート信号を $1/500\sim 1/2,000$ 程度分周して位相比較器に入力した。このとき、ビート周波数の残留揺らぎは図9によると分周しないときの $22\sim 45$ 倍増加する。以上よりこの実験系に対しシミュレーションから予想される σ_ϕ 値は $(1.76\sim 4.5)\times 10^3$ ラジアンである。一方、実験結果は二つのレーザ信号間の同期誤差であるビート信号の残留位相揺らぎのアラン分散の平方根が $1\sim 2\times 10^3$ ラジアン(積分時間1秒)であったので⁽⁸⁾、シミュレーションからの予想と符合する。

5. あとがき

1次能動ループ・フィルタを用いた半導体レーザによるヘテロダイン形 OPLL において位相誤差が1ラジアン以下になるために必要な条件を求めることを目的として、フォッカ・プランク法による理論解析、および光学部を電子回路で置換えたモデルによるシミュレーションを行った。

ビート信号の位相を基準マイクロ波発振器の位相に同期させ、主レーザの周波数安定性を従レーザのに移乗するためには少なくとも能動ループ・フィルタの帯域幅は $Bn \geq \Delta\nu_S/(1.2\sim 3)$ である必要がある。特に、ループの同期誤差であるビート周波数の揺らぎを1ラジアン以下にするためには Bn を $(\Delta\nu_S + \Delta\nu_M)$ の2倍以上にすること、更に能動ループ・フィルタの設計上の制約(すなわち、利得と帯域においての制約)を考慮すると $(\Delta\nu_S + \Delta\nu_M)$ を約 1MHz 以下にすることが要求される。

位相比較器の応答速度の制限より分周器を使用するときは、位相誤差は分周率 M の0.5乗に比例して増加するので、できるだけ M を小さくするのが望ましい。一方、能動ループ・フィルタの利得は Bn が広いほど大きく取らなければならないことも注目する必要がある。

上記の条件を満たすことによって、半導体レーザを用いたヘテロダイン形光位相同期ループの実現が期待でき、精密な光トラッキングジェネレータ/光シンセ

サイザとして応用できると考えられる。

(昭和63年2月22日受付)

文 献

- (1) L.H. Enloe & J.L. Rodda: "Laser Phase Locked-Loop", *Proceedings of IEEE*, 165-166 (1965)
- (2) W.R. Leeb, H.K. Philipp, A.L. Scholtz & E. Bonek: "Frequency Synchronization and Phase Locking of CO₂ Lasers", *Appl. Phys. Lett.*, 41(7), 592-594 (1982)
- (3) J.L. Hall, L.S. Ma & G. Kramer: "Principles of Optical Phase-Locking; Application to Internal Mirror He-Ne Lasers Phase-Locked via Fast Control of the Discharge Current", *IEEE J. of Quantum Electron.*, QE-23, 4, 427-437 (1987)
- (4) R.C. Steele: "Optical Phase-Locked Loop using Semiconductor Laser Diodes", *Electron. Lett.*, 19, 2, 69-71 (1983)
- (5) D.J. Malyon, D.W. Smith & R. Wyatt: "Semiconductor Laser Homodyne Phase Lock Loop", *CLEO '86*, San Francisco, THJ 1, 270-271 (1986)
- (6) 久保木・大津:「半導体レーザの周波数オフセット・ロックに関する研究」, 信学技報, MW 85-29, 99-104 (1985)
- (7) K. Kuboki & M. Ohtsu: "Frequency Offset Locking of AlGaAs Semiconductor Lasers", *IEEE J. of Quantum Electron.*, QE-23, 4, 388-394 (1987)
- (8) 久保木・大藤・中・大津:「半導体レーザの周波数オフセット・ロック」, 応用物理学会量子エレクトロニクス研究会レーザ・原子発振器の周波数制御と応用 第2回シンポジウム予稿集, 67-68 (昭 62)
- (9) A.J. Viterbi: "Phase-Locked Loop Dynamics in the presence of Noise by Fokker-Planck Techniques", *Proceedings of IEEE*, 1737-1753 (1963)
- (10) L.G. Kazovsky: "Impact of Laser Phase Noise on Optical Heterodyne Communication systems", *J. of Opt. Commun.*, 2, 7, 66-78 (1986)
- (11) K. Kikuchi, T. Okoshi, M. Nagamatsu & N. Henmi: "Degradation of Bit-Error Rate in Coherent Optical Communications Due to Spectral Spread of the Transmitter and the Local Oscillator", *IEEE J. of Lightwave Tech.*, LT-2, 6, 1024-1033 (1984)
- (12) A. Blanchard: "Phase-Locked Loops", John Wiley & Sons, New York, 61-62 (1976)
- (13) 大藤・久保木・大津:「周波数オフセットロックシステムの性能評価」, 第48回応用物理学会学術講演会予稿集, 第3分冊, 20p-ZQ-4, 701 (昭 62)
- (14) M. Ohtsu, H. Fukuda, T. Tako & H. Tsuchida: "Estimation of the Ultimate Frequency Stability of Semiconductor Lasers", *Jpn. J. of Appl. Phys.*, 23, 7, 1157-1166 (1983)
- (15) Y.C. Chung & T.M. Shay: "450-Hz frequency stability in a GaAlAs injection laser", *CLEO '86*, San Francisco, WB3, 154 (1986)
- (16) M. Ohtsu & S. Kotajima: "Linewidth Reduction of a Semiconductor Laser by Electrical Feedback", *IEEE J. of Quantum Electron.*, QE-21, 12, 1905-1912 (1985)
- (17) H. Yasaka, Y. Yoshikuni, Y. Nakano & K. Oe: "Optical Frequency Stabilization and Linewidth Reduction of a Multi-electrode DFB Laser with Current Feedback", *Electron. Lett.*, 23, 21, 1161-1162 (1987)
- (18) 大津元一:「周波数可変調可能な狭スペクトル線幅半導体レーザ」, 信学技報, OQE 87-135, 35-40 (昭 62)
- (19) F.M. Gardner: "Phaselock Techniques 2ed.", John Wiley & sons, New York, 31, 143 (1979)
- (20) 畑・古川:「PLL-ICの使い方」, 産業報知センター, 東京, 102 (昭 60)
- (21) L.G. Kazovsky: "Performance Analysis and Laser Linewidth Requirements for Optical PSK Heterodyne Communications Systems", *J. of Lightwave Tech.*, LT-4, 4, 415-425 (1986)