



## フィードバック型半導体レーザー干渉計の動作解析

鈴木 孝昌・佐々木修己・丸山 武男

新潟大学工学部電子工学科 〒950-21 新潟市五十嵐 2

(1988年8月1日受理)

### Analysis of a Laser Diode Interferometer with Feedback Control

Takamasa SUZUKI, Osami SASAKI and Takeo MARUYAMA

Department of Electronics, Faculty of Engineering, Niigata University,  
2, Ikarashi, Niigata 950-21

Recently, new-type interferometers using direct modulation of laser diode are proposed. In a laser diode interferometer with feedback control, there are some possibilities of adding new functions which can not be obtained by the conventional interferometers. But there are no reports about stability and response characteristics of feedback control system. In this paper, we analyze the stability and response characteristics of feedback control system. In the analysis, we linearize the nonlinear transfer function of optical system. The feedback current has phase lag, and the interference signal has phase lead against the phase of object's displacement. More accurate measurements can be made by measuring the feedback current rather than the interference signal.

#### 1. はじめに

半導体レーザー(LD)は、小型、軽量、安価であり、注入電流による直接変調が可能、かつ変調効率が高いといった特徴を有しており、光通信、光計測の分野において重要な位置を占めるに至っている。とくに近年LDの直接変調を用いた新しい干渉計が提案されており、干渉計測におけるLDの応用範囲が、より拡大しつつある。

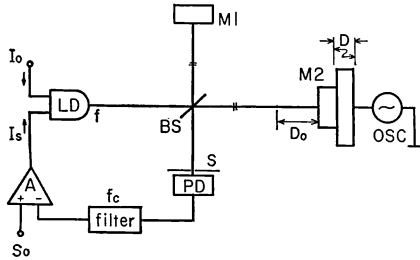
直接変調の方式はLDの注入電流に三角波、正弦波等既知の信号を加えて希望の変調波を得る開ループ方式<sup>1-4)</sup>と干渉信号を信号処理してLDにフィードバックする閉ループ方式<sup>5)</sup>とに大別できる。後者の閉ループ方式においては、制御系の安定性、応答特性等が問題となるが、それらについての詳しい検討はほとんどなされていない。本論文では、フィードバックを用いた半導体レーザー干渉計に関して、安定性、応答特性を中心に動作解析を行なう。本干渉計は、内部に非線形要素を含むものの線形近似をすることにより容易な解析が行なえる。安定性、応答特性を考慮し、制御系のパラメータを調整することにより、1/2波長を越える大きな変位を実

時間で測定することが可能であること、そして、測定可能な変位量は物体の振動周波数および制御系のパラメータに依存することを示す。

#### 2. 干渉計の構成

**Fig. 1**にフィードバック型半導体レーザー干渉計の構成を示す。半導体レーザーLD、ミラーM1、M2、ビームスプリッターBS、光検出器PDよりなるトワイマン・グリーン型干渉計を用いる。物体光と参照光は、それぞれM1、M2で垂直反射され、物体光と参照光の間の光路差は $2D_0$ である。さらに、スピーカーあるいは圧電素子(PZT)により、M2には変位 $D$ を与えることができる。LDの直流的な注入電流は $I_0$ であり、変位 $D=0$ のときLDは周波数 $f_0$ で発振している。

干渉信号 $S$ はPDで検出され、遮断周波数 $f_c$ のローパスフィルタに入力される。ローパスフィルタの出力信号は、差動増幅器Aに与えられた直流オフセット電圧 $S_0$ により直流バイアスが加えられ、誤差信号 $e$ となる。さらに $e$ は $K_p$ 倍に増幅され、半導体レーザーへの帰還電流 $I_s$ となる。**Fig. 2**に示すブロック線図は、**Fig. 1**における制御系の信号伝達の様子を書き表わしたもので



**Fig. 1** Schematic setup of a laser diode interferometer with feedback control. LD, laser diode; PD, photo detector; A, differential amplifier; BS, beam splitter.

ある。本制御系は  $S_0$  一定の定値制御系として表わせる。 $G_c(s) = K_p$  は差動増幅器の伝達関数、 $G_m(s) = \psi$  は LD の変調特性を表わす伝達関数である。帰還電流  $I_s$  の増加により、レーザー光の発振周波数  $f$  は減少するので  $\psi$  は負の値をとる。 $G_a(s)$  は光路差  $2D_0$  により決まるゲインで、 $c$  を光速として  $G_a(s) = 4\pi D_0/c$  となる。 $G_d(s)$  は M2 に与えられる変位量  $D$  から位相変化量  $\delta_d$  までの伝達関数、 $G_s(s)$  は物体光と参照光の位相差  $\delta$  から干渉信号  $S$  までの伝達関数である。また  $G_f(s)$  はローパスフィルタの伝達関数である。ただし、**Fig. 2** において、以上の伝達関数以外の変数は時間領域における表示である。

### 3. 直結フィードバック制御系

#### 3.1 動作原理と安定性

**Fig. 2** において  $G_f(s) = 1$ 、すなわち直結フィードバック系とした場合について以下に動作原理を説明する。

変位  $D$  がゼロの場合、干渉信号  $S$  は変化しないため帰還電流  $I_s$  は一定である。したがって LD の発振周波数  $f$  は  $f_0$  のまま変化せず参照光と物体光の位相差  $\delta$  は  $\delta_0$  に保たれる。一方、ミラー M2 が動いて干渉計に変位  $D$  が加わると  $\delta$  は  $\delta_d$  だけ増加し、干渉信号  $S$  が変化する。これにより、 $I_s$  が変動し、LD の発振周波数  $f$  が  $f_0$  だけ増加する。したがって  $\delta_0$  が変動し変位  $D$  に

よる位相変化が小さく抑えられる。

これら一連の動作による  $\delta$  の変化は (1) 式で与えられる。

$$\begin{aligned} \delta &= \delta_0 + \delta_d \\ &= (4\pi/c) \{f_0 + \phi K_p (S_0 - S)\} (D_0 + D) \end{aligned} \quad (1)$$

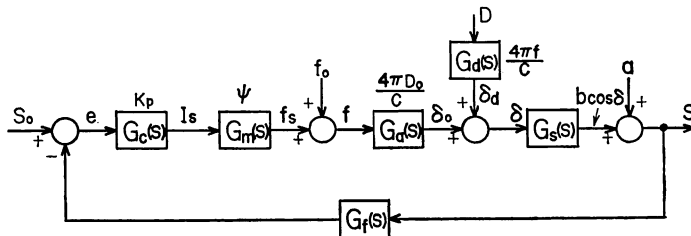
ただし、 $S_0$  は  $D=0$  のときの  $S$  の値である。

また、本干渉計における干渉信号  $S$  は一般に

$$S = a + b \cos \delta \quad (2)$$

と表わすことができるが、直流分  $a$  は差動増幅器によって除去されるので、 $\delta$  と  $S$  の関係は **Fig. 3** のように表現できる。ここで本干渉計の動作点を  $P$  とすると、 $P$  は  $D$  の増加すなわち  $\delta$  の増加に伴って、 $b \cos \delta$  上を移動する。動作点における  $b \cos \delta$  の傾きが本干渉計の光学系部分で生じるゲインであり、 $\delta = \pi/2$  で最大値をとる。したがって、本制御系は動作点の位置によりゲインが変化する非線形制御系であるといえる。 $P$  が  $0 \sim \pi$  の範囲 ① にあるときは  $D$  の増加  $dD/dt > 0$  に対し、 $dS/dt < 0$  であるから (1) 式により負のフィードバックがかかり、 $D$  の増加に対する  $\delta$  の変位は小さく抑えられる。この状態が本干渉計における定常状態である。しかし、 $P$  が  $\pi \sim 2\pi$  の範囲 ② にあるときは  $dS/dt > 0$  であるから、逆に正のフィードバックがかかり、 $D$  の増加に対して  $\delta$  は急激に増大する。この状態は過渡的な状態で、この後  $P$  は  $2\pi \sim 3\pi$  の範囲 ③ に入り、次の定常状態に落ち着く。また、 $D$  が減少する場合も、負のフィードバックがかかるのは  $P$  が  $dS/dt < 0$  の範囲にあるときである。

本干渉計では一般に  $n$  を整数として、動作点が  $\delta = 2n\pi \sim (2n+1)\pi$  の範囲を抜け出し、つぎの定常状態に移るごとに  $n$  が 1 ずつ増加あるいは減少する。定常状態を維持するためにおこる位相変化を以下「位相シフト」と呼ぶことにする。変位  $D$  に対して比例ゲイン  $K_p$  が小さいと、 $\delta$  の変化を  $2n\pi \sim (2n+1)\pi$  の範囲に抑えることができず、位相シフトのおきる場合が出てくる。このとき干渉信号  $S$  は不連続に変化する。位相シフトを防ぐためには、**Fig. 2** において  $D$  の加わる位置より前にあ



**Fig. 2** Block diagram of the feedback system of the laser diode interferometer.

る伝達関数のゲイン  $K_p$  を大きくし、変位  $D$  の影響を抑えればよい。しかし  $K_p$  が大きすぎると(1)式より、 $D$  の増加に対し LD の発振周波数  $f$  が大きく減少し、 $\delta$  が減少する場合がでてくる。このときは  $dS/dt > 0$  であるから動作点が  $2n\pi \sim (2n+1)\pi$  の範囲にあるにもかかわらず正のフィードバックがかかり、系は発振する。以上のように、本干渉計には位相シフト、あるいは発振といった不安定性がある。次項では、直結フィードバック系において発振が生じない  $K_p$  の条件と、その  $K_p$  において位相シフトがおこらない変位  $D$  の最大値  $D_{max}$  を求める。

3.2 ゲインと最大変位量

系が発振しないためには、Fig. 3 の範囲①において、

$$\frac{dD}{dt} > 0 \tag{3}$$

のとき、

$$\frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dD} \cdot \frac{dD}{dt} < 0 \tag{4}$$

を満足しなければならない。したがって(1)、(2)式を用い、(3)、(4)式の条件より

$$\begin{aligned} \frac{dS}{dD} &= \frac{dS}{d\delta} \cdot \frac{d\delta}{dD} < 0 \\ &= -\frac{(4\pi/c)b \sin \delta \{f_0 + \phi K_p (S_0 - S)\}}{1 + (4\pi/c)\phi K_p b (D_0 + D) \sin \delta} < 0 \end{aligned} \tag{5}$$

であることが必要である。(5)式の分子は常に正であるから、

$$1 + (4\pi/c)\phi K_p b (D_0 + D) \sin \delta > 0 \tag{6}$$

したがって、

$$K_p < \frac{c}{4\pi(-\phi)b(D_0 + D) \sin \delta} \tag{7}$$

が得られる。(7)式が直結フィードバック系において発振が生じないための  $K_p$  の条件である。

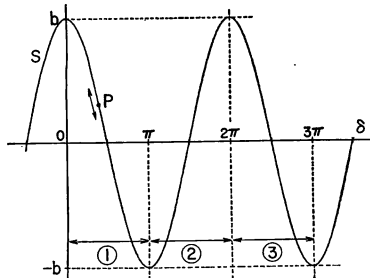


Fig. 3 Dynamic range of the interference signal. Steady state is in the ranges ① and ③, and transient state is in the range ②.

一方、位相シフトがおこらないという条件のもとでは、Fig. 3 において、変位  $D=0$  のとき、 $S=b$  であり、 $D=D_{max}$  のとき  $S=-b$  となる。この間の位相変化量は  $\pi$  であるから、(1)式より、

$$\begin{aligned} (4\pi/c)\{f_0 + \phi K_p(2b)\}(D_0 + D_{max}) - (4\pi/c)f_0 D_0 \\ = \pi \end{aligned} \tag{8}$$

が成り立つ。(8)式を満たす  $D_{max}$  が、位相シフトが起こらないとしたときの変位  $D$  の最大値であり、

$$D_{max} = (c - 8b\phi K_p D_0) / \{4(f_0 + 2b\phi K_p)\} \tag{9}$$

で与えられる。

本制御系は動作点の位置によりゲインが変化する。動作点がどこにあっても系が発振を生じないという条件を満たす  $K_p$  は、光学系のゲインが最大となる位相差  $\delta = \pi/2$  を(7)式に代入して得られる。以下の計算では、 $f_0 = 3.846 \times 10^{14}$  Hz,  $\phi = -4 \times 10^9$  Hz/mA,  $D_0 = 7.5 \times 10^{-2}$  m,  $b=1$ ,  $S_0=1$  の値を用いる。 $D + D_0 \approx D_0$  を考慮すれば、(7)式より

$$K_p < 0.08 \tag{10}$$

また、 $D_{max}$  の値は  $K_p = 0.08$  とすれば(9)式より

$$D_{max} = 0.32 \mu\text{m} \tag{11}$$

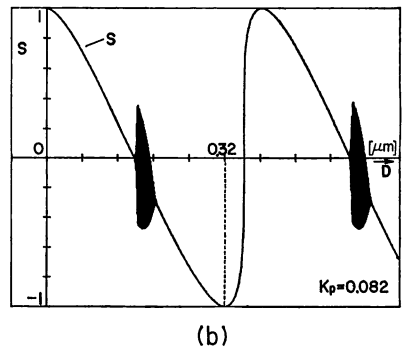
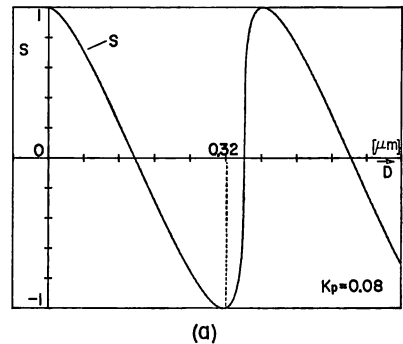


Fig. 4 Interference signals when the object is moved at a constant speed. (a) The interferometer is stable at  $K_p = 0.08$ . (b) The interferometer is not stable at  $K_p = 0.082$ .

となる。

次にシミュレーション結果を示す。Dを直線的に増加させたときの干渉信号Sの変化を  $K_p=0.08$  と  $K_p=0.082$  の場合について計算した。結果をそれぞれ Fig. 4 (a), (b)に示す。  $K_p=0.08$  のときは発振が生じないが、  $K_p=0.082$  では  $\delta=\pi/2$ , すなわちSの傾き最大のところで発振が生じている。また  $K_p=0.08$  のとき、Sが連続に変化するDの最大変位量は  $0.32 \mu\text{m}$  で、それを越えると位相シフトが生じている。これらのシミュレーション結果は、(10), (11)式で与えられた理論値とよく一致している。

#### 4. 位相補償による制御特性の改善

Dの最大変位量をさらに大きくするには、位相シフトが発生しないように  $K_p$  を大きくしなければならない。しかし、直結フィードバック系では、単に  $K_p$  を大きくすると(7)式の条件を満たすことができず発振が生ずる。発振が生ずる  $\delta=\pi/2$  付近では、Sの変化率が  $\delta=0$  付近よりも大きいため、Sはより高い周波数成分を含む。そこで、フィードバック信号の高調波域のゲインを低下させる位相遅れ補償を検出系に施し、発振を防止した。これにより、低周波域における開ループゲインは変化せず、高周波域における開ループゲインは小さくなる。その結果、  $K_p$  を大きくすることができる。ここで用いた位相遅れ補償要素が、Fig. 2の検出系に入っているローパスフィルタ  $G_i(s)$  である。

##### 4.1 制御パラメータと最大変位量

###### 4.1.1 フィルターの遮断周波数

本干渉計において、  $G_i(s)$  の遮断周波数  $f_c$  が無限大、すなわち直結フィードバックの状態では、位相シフトが生じないように  $K_p$  を大きくしたとき、系が発振する場合がある。ここで  $f_c$  を徐々に下げていくと、ある  $f_c$  で発振が止まる。このときの  $f_c$  を  $f_{ct}$  とする。この後、さらに  $f_c$  を下げていくと、ある  $f_c$  で位相シフトが起こる。このときの  $f_c$  を  $f_{cb}$  とする。

###### 4.1.2 シミュレーションと実験結果

M2の変位量D, 比例ゲイン  $K_p$ , ローパスフィルタの遮断周波数  $f_c$  間の関係を調べるため、Fig. 2の制御系について、計算機シミュレーションを行なった。M2の変位は、周波数  $f_d$  の正弦波状とし、振幅の2倍の値を変位量Dとした。

$f_d=100 \text{ Hz}$  および  $200 \text{ Hz}$  のときの計算結果を Fig. 5 (a)に示す。まず、  $f_c$  の値を発振の起きない付近に選び、このとき干渉信号に位相シフトが生じないという

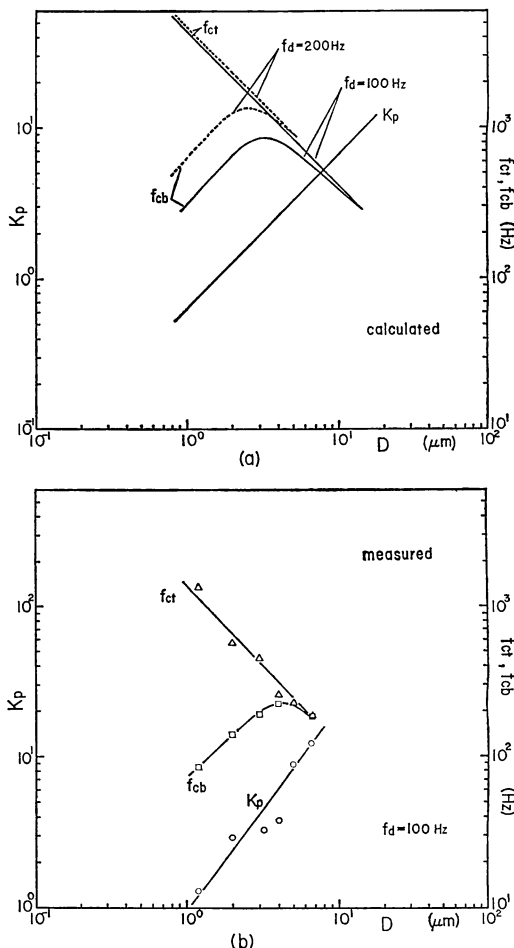


Fig. 5 The  $K_p$ ,  $f_{ct}$  and  $f_{cb}$  as a function of the displacement  $D$ . (a) Results of computer simulation. (b) Experimental results.  $K_p$  is the minimum gain that causes no phase shift for a cutoff frequency between  $f_{ct}$  and  $f_{cb}$ .  $f_{ct}$  is the cutoff frequency under which no oscillation is caused, and  $f_{cb}$  is the cutoff frequency above which no phase shift is caused at the indicated value of  $K_p$ .

条件を満たす  $K_p$  の最小値を求めた。この  $K_p$  の値を Fig. 5(a)に示す。  $K_p$  の値は発振の生じない付近では  $f_c$  の値に依存せず、また、  $f_d$  により変化しなかった。Dの増加に対して、  $K_p$  を大きくすることにより位相シフトを抑制することができる。また、この  $K_p$  の値に対して、  $f_{ct}$ ,  $f_{cb}$  を求めた。 Fig. 5(a)に示すように、  $f_{ct}$ ,  $f_{cb}$  はDの増加に対して、その差が徐々に縮まり、ある点で交差する。この点を  $D_{max}$  とすれば、  $D_{max}$  を越える変位Dについては  $K_p$  を大きくして位相シフトを抑制できても、発振を止めることができない。したがっ

て、この  $D_{\max}$  が本干渉計で測定しうる最大変位である。実線が  $f_d=100$  Hz, 点線が  $f_d=200$  Hz のときであり、 $D_{\max}$  は  $f_d=100$  Hz のとき  $14 \mu\text{m}$ ,  $f_d=200$  Hz のとき  $5 \mu\text{m}$  である。この結果はローパスフィルタの影響により、 $D_{\max}$  が変位  $D$  の振動周波数にも依存することを示している。

次に実験結果について述べる。Fig. 1 に示す干渉計を構成し、光源として中心波長 780 nm, 最大出力 5 mW の半導体レーザーを用いた。 $D_0$  は  $7.5 \times 10^{-2}$  m に設定し、ミラー M2 はスピーカーに取り付けて正弦波状の振動を与えた。スピーカーの振動周波数  $f_d$  を 100 Hz, 振幅を  $D/2$  とした。スピーカーの振動振幅を徐々に大きくしていくと  $D$ ,  $K_p$  および  $f_c$  との間に Fig. 5 (b) の関係が得られた。干渉信号  $S$  の振幅  $b$  がシミュレーションで設定した値 1 と異なるため  $K_p$ ,  $f_{ct}$ ,  $f_{cb}$  の値は Fig. 5 (a) のそれらと違いがあるが、 $D$  に対する変化のようすはよく一致している。最大変位は  $D_{\max}=7 \mu\text{m}$  が得られた。この値は、シミュレーション結果に比べてかなり小さい。このことは、発振あるいは位相シフトを生じない  $f_c$  の範囲が、 $D$  の増加につれて狭くなり、 $f_c$  の設定が難しくなることに起因している。

## 4.2 ゲイン・位相特性

### 4.2.1 ゲイン・位相特性の解析

位相補償を施して制御特性を改善したフィードバック制御系において、帰還電流  $I_s$  および干渉信号  $S$  の周波数特性を理論的に検討する。Fig. 2 において

$$G_0(s) = G_c(s) \cdot G_m(s) \cdot G_a(s) \cdot G_s(s) \cdot G_f(s) \quad (12)$$

$$D(s) = G_a(s) \cdot \mathcal{L}\{D\}$$

とおく。ただし、 $\mathcal{L}$  はラプラス変換を示す。また  $S$ ,  $e$ ,  $I_s$  のラプラス変換表示をそれぞれ  $S(s)$ ,  $E(s)$ ,  $I(s)$  とする。周波数特性について検討するため、時間的に一定の項を省略すれば  $E(s)$ ,  $S(s)$  はそれぞれ

$$E(s) = -\frac{G_s(s) \cdot G_f(s)}{1 + G_0(s)} D(s) \quad (13)$$

$$S(s) = \frac{G_s(s)}{1 + G_0(s)} D(s) \quad (14)$$

となる。ただし、 $K_p \cdot e = I_s$  だから、 $E(s)$  は  $I_s(s)$  に対応する。

$G_s(s)$  は干渉計の光学系部分の伝達関数であり、 $\cos \delta$  の形をもつ非線形要素である。しかし、動作点が  $2n\pi \sim (2n+1)\pi$  の範囲に存在する場合は、干渉信号  $S$  は単調減少する。また線形化によって生じる誤差は、フィードバック制御系を構成することによって軽減されることから  $G_s(s)$  を線形近似し、

$$G_s(s) = -1 \quad (15)$$

とおく。また、 $G_f(s)$  は  $T=1/2\pi f_c$  とおき、

$$G_f(s) = 1/(1+TS) \quad (16)$$

で与えられる。

(13), (14)式に(12), (15), (16)式を代入して整理すると、

$$E(s) = \beta \frac{1}{1 + \beta TS} D(s) \quad (17)$$

$$S(s) = -\beta \frac{1+TS}{1+\beta TS} D(s) \quad (18)$$

が得られる。ただし、

$$\beta = 1/\{1 + (4\pi/c)(-\phi)K_p D_0\} \quad (19)$$

である。

したがって、帰還電流  $I_s$ , 干渉信号  $S$  のゲイン, 位相をそれぞれ  $|G_f(s)|$ ,  $\theta_f$  および  $|G_s(s)|$ ,  $\theta_s$  とすると、それらは、

$$|G_f(s)| = \beta/\sqrt{1 + (\beta f_d/f_c)^2} \quad (20)$$

$$\theta_f = -\tan^{-1}(\beta f_d/f_c) \quad (21)$$

$$|G_s(s)| = \beta \sqrt{\frac{1 + (f_d/f_c)^2}{1 + (\beta f_d/f_c)^2}} \quad (22)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{1 - \beta}{(f_c/f_d) + (\beta f_d/f_c)} \quad (23)$$

で与えられる。

ゲインについては  $f_c=300$  Hz,  $K_p=1.5$  のときの理論値を Fig. 6 に、位相については  $f_c=400$  Hz,  $K_p=1.3$  のときの理論値を Fig. 7 にそれぞれ実線で示す。 $S$  のゲインは  $f_d$  の増加とともに大きくなるのに対して、 $I_s$  のゲインはほぼ一定値を保つことが Fig. 6 よりわかる。また、Fig. 7 より  $I_s$  は変位  $D$  に対して遅れ位相、 $S$  は逆に進み位相となることがわかる。低周波域における位相のずれは  $S$  より  $I_s$  のほうが小さい。

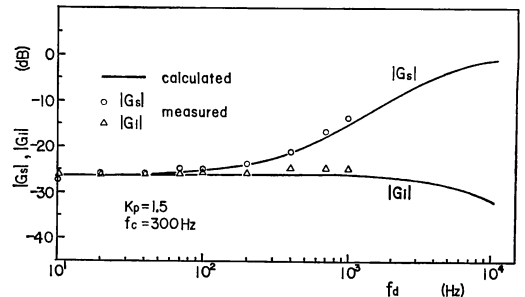
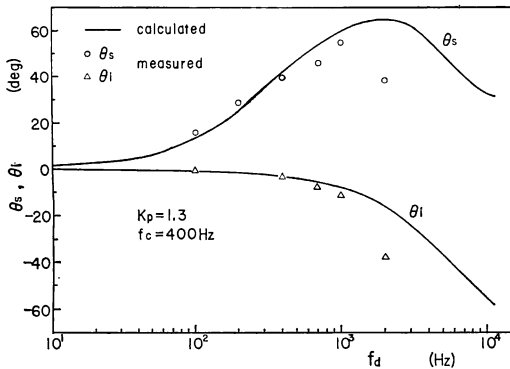


Fig. 6 Characteristics of the gain.  $|G_s|$  is a gain of the interference signal, and  $|G_f|$  is a gain of the feedback current.



**Fig. 7** Characteristics of the phase.  $\theta_s$  is a phase of the interference signal, and  $\theta_i$  is a phase of the feedback current.

4.2.2 実験結果

次に、実験結果を示す。4.1.2 項と同様のフィードバック型干渉計を用い、ミラー M2 は圧電素子 (PZT) で振動させた。M2 の振動幅  $D/2$  およびローパスフィルタの遮断周波数  $f_c$  を一定とし、M2 の振動周波数  $f_d$  を変えて、ゲイン・位相特性を測定した。

$f_c=300$  Hz,  $K_p=1.5$  のときのゲイン特性を **Fig. 6** に示す。ただし  $f_d=10$  Hz のときの実験値を理論値と等しくすることによって、実験値を基準化した。これにより、本干渉計のゲイン特性が理論と一致することが確かめられた。ミラー M2 の振動周波数  $f_d$  が 300 Hz, すなわちローパスフィルタの遮断周波数  $f_c$  に等しいとき、干渉信号  $S$  のゲインは約 1.4 倍となるが、帰還電流  $I_s$  のゲインは約 1 倍で一定値を保っている。また、**Fig. 7** は  $f_c=400$  Hz,  $K_p=1.3$  のときの位相特性の測定結果である。この結果も理論とはほぼ一致し、 $D$  に対して  $I_s$  は遅れ位相、 $S$  は進み位相となる。 $D$  に対する位相差は、低周波域においては、 $S$  よりも  $I_s$  のほうが小さい。以上の結果より、本干渉計において変位の計測を行なう場合には、干渉信号  $S$  よりも帰還電流  $I_s$  を検出することによって、より精度の高い測定が行なえることが明らかとなった。

5. ま と め

半導体レーザーを用いたフィードバック型干渉計の動

作について、計算機シミュレーションを併用し、制御系を中心に解析を行なった。半波長を越える振動の測定においては、測定可能な振幅の最大値および測定精度は物体の振動周波数、検出系のローパスフィルタの遮断周波数に依存することがわかった。測定可能な振幅の値を大きくするためには比例ゲイン  $K_p$  を大きくし、ローパスフィルタの遮断周波数  $f_c$  を小さくすればよい。しかし、ローパスフィルタの遮断周波数を小さくすると制御系の応答性が悪くなり、変位  $D$  の振動周波数をあまり大きくできない。

干渉計の光学系部分の伝達関数を線形近似することにより、制御系におけるゲイン・位相特性の理論的算出が可能なることを示した。帰還電流  $I_s$  は変位  $D$  に対して遅れ位相、干渉信号  $S$  は逆に進み位相となる。そして、変位の計測を精度よく行なうには、干渉信号  $S$  より帰還電流  $I_s$  を検出するほうがよいという結果が得られた。

本研究で得られた結果は、単に変位の計測を行なうといった用途のみならず、半導体レーザーを用いた干渉計におけるフィードバックの応用、たとえばフィードバックによる外乱除去といったことに対しても役立つと思われる。

今後の課題としては、フィルタによらない制御特性の改善、あるいはゲイン・位相特性の改善があげられ、さらに表面形状測定への応用などが考えられる。

文 献

- 1) 立野公男, 角田義人: “半導体レーザー直接変調による波面計測ヘテロダイン干渉計”, 光学, 16 (1987) 149-153.
- 2) K. Hotate and D. T. Jong: “Quasiheterodyne optical fiber sensor with automated adjustment of the driving wave parameter,” Appl. Opt., 26 (1987) 2956-2961.
- 3) 石井行弘: “半導体レーザーを用いた自動位相測定干渉法”, 第13回光学シンポジウム講演予稿集 (1988) pp. 9-10.
- 4) 佐々木修己, 高橋和秀, 鈴木孝昌: “外乱除去機能を持つ正弦波位相変調半導体レーザー干渉計”, 第13回光学シンポジウム講演予稿集 (1988) pp. 11-12.
- 5) T. Yoshino, M. Nara, S. Mnatzakanian, B. S. Lee and T. C. Strand: “Laser diode feedback interferometer for stabilization and displacement measurements,” Appl. Opt., 26 (1987) 892-897.