

研究

正弦波位相変調半導体レーザー干渉計の外乱除去特性

前山 光一・佐々木修己・鈴木 孝昌・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の町 8050

(1991年9月5日受付, 1991年11月28日受理)

Characteristic of the Elimination of Disturbance in the Sinusoidal Phase Modulating Laser Diode Interferometer

Koichi MAEYAMA, Osami SASAKI, Takamasa SUZUKI and Takeo MARUYAMA

Department of Electronics, Faculty of Engineering, Niigata University,
2-8050, Ikarashi, Niigata 950-21

(Received September 5, 1991; Accepted November 28, 1991)

The tunability of the wavelength is one of the virtues of a laser diode. By using this characteristic, the phase fluctuation caused by the external disturbances can be eliminated from the interference signal. The process of the elimination and the characteristics of the feedback control are examined for various feedback signals, which are generated from the photo diode or charge-coupled-device (CCD) image sensor. It is shown that the surface profile of the object can be measured with high accuracy by using sinusoidal phase modulating interferometer with feedback control.

1. はじめに

半導体レーザー(LD)は、注入電流により発振波長が変化する特性を有している。このため、直接変調が可能であり¹⁾、光通信、光計測の分野において重要な地位を占めている。近年、LDの信頼性の向上とともに、高精度なレーザー干渉計の光源としてLDを使用したものが種々提案されている²⁾。ここでは正弦波位相変調干渉計にLDを用いる³⁾。レーザー光による干渉計測法では、干渉信号から位相項をハードウェアおよび計算機処理によって検出することにより物体の表面形状あるいは微少振動の測定を行うことができる。しかし測定の際に機械的振動などの外乱が存在すると、検出される位相項には、外乱による位相変動が加わる。したがって、正確な測定を行うためには外乱を取り除く必要がある。そこで、外乱の影響を抑えて、精度よく位相測定を行うために、LDの波長可変性を利用する。外乱により生じる干渉信号の位相変動を干渉信号から検出し、その検出信号をLDの注入電流にフィードバックすることにより、外乱による位相変動を除去することができる。フィードバ

ックによる外乱の除去方法としては、フィードバック信号の検出にフォトダイオード(PD)を用い、その出力を一定に保つように LD の注入電流を制御する方法が提案されている⁴⁻⁶⁾。しかし、この方法を用いて、外乱を除去しながら 1 次元あるいは 2 次元の表面形状などの測定を行う場合、測定系と外乱除去系を別々に設ける必要があり測定装置、特に光学系が複雑になる可能性がある⁷⁾。

一方、1次元あるいは2次元の光検出器のみを用いて、測定系と外乱除去系を同時に構成できれば、光学系の負担は、軽くなり、よりコンパクトな干渉計を構成することが可能となる⁸⁾。

本論文では、フィードバック信号の検出に PD および 1 次元の光検出器である CCD イメージセンサー(CCD)を用い、各々の外乱除去の特性の違いについて比較検討を行った。同時に外乱除去の原理について、理論的な解析を行い、実験結果との比較を行った。また、測定系と外乱除去系に同一の光検出器を用いた簡単な構成の正弦波位相変調干渉計を構成することによって、外乱の影響を抑え、高精度に物体の表面形状測定を行えることを示す。

2. 干渉計の構成および測定原理

干渉計の構成を Fig. 1 に示す。光学系として半導体レーザー LD, ミラー M1, 被検物体 S, ビームスプリッター BS, 光検出器 P よりなるトワイマン・グリーン型干渉計を用いる。光源として用いる LD には、変調器 LM により次式で表される変調電流 $I_m(t)$ を注入して正弦波位相変調を行う。

$$I_m(t) = \alpha \cos(\omega_c t + \theta) \quad (1)$$

変調されたレーザー光は光路途中のビームスプリッター BS によって2分され、一方は、M1 で反射し参照光として再び光路に戻る。もう一方は、S で反射され物体光となる。物体光と参照光の間の光路差は $2D$ である。物体光と参照光は、ビームスプリッター BS で重ねあわされて干渉し、レンズ L2 を通って光検出器上で結像する。干渉信号の交流成分 $S(t)$ は、その振幅を S_0 とすると次式で与えられる。

$$S(t) = S_0 \cos \{z \cos(\omega_c t + \theta) + \alpha + \delta(t)\} \quad (2)$$

ただし、

$$z = (4\pi/\lambda_0^2) \alpha \beta D \quad (3)$$

$$\alpha = (4\pi/\lambda_0) D \quad (4)$$

ここで λ_0 , β はそれぞれ LD の発振波長、および電流変調効率である。また $\delta(t)$ は、温度変化による半導体レーザーの発振波長の変動や光学系の機械的振動によって生じる干渉信号の位相変動である。

干渉信号 $S(t)$ から位相を測定する方法として、フーリエ変換法⁹⁾と積分値解析法¹⁰⁾がある。フーリエ変換法

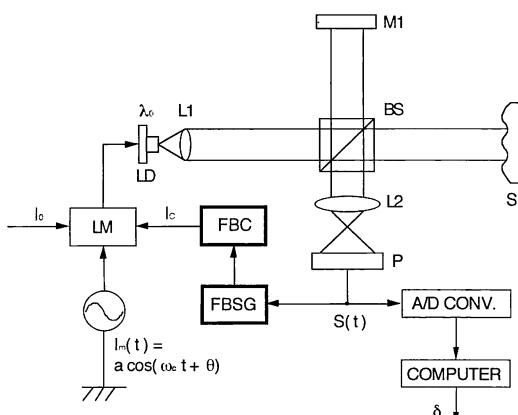


Fig. 1 Experimental setup of the sinusoidal phase modulating laser diode interferometer with feedback control system. LD, laser diode; LM, laser modulator; P, photodetector; FBSG, feedback signal generator; FBC, feedback controller.

では、信号 $S(t)$ をフーリエ変換し、 ω_c と $2\omega_c$ のパワースペクトルの比の逆正接を計算することにより干渉信号の位相 α が求められる。光検出器としては、PD、あるいは CCD を用いるが、特に CCD の出力は信号 $S(t)$ を蓄積時間 T_a にわたって、積分した離散的な信号である。したがってこの出力からフーリエ変換法で位相を求めるとき、蓄積時間を $T_a = (2\pi/\omega_c)/16$ としてサンプル・ホールドを行い、 $S(t)$ を連続化する。一方、積分値解析法では光検出器として CCD イメージセンサーを用いる。変調電流の 1/4 周期ごとに CCD で検出される信号をそれぞれ y_i ($i=1 \sim 4$) とすれば、位相 α は、

$$\alpha = \tan^{-1} [(y_1 + y_2 - y_3 - y_4) / (y_1 - y_2 + y_3 - y_4)] \quad (5)$$

より求められる。したがって蓄積時間は $T_a = (2\pi/\omega_c)/4$ とする。

3. フィードバック制御による外乱除去

3.1 フィードバック信号の作成

本干渉計では、外乱による位相変動 $\delta(t)$ を除去するために LD の注入電流をフィードバック制御する。

フィードバック信号は、干渉信号 $S(t)$ から以下のように作り出す。(2)式を展開すると、次式を得る。

$$\begin{aligned} S(t) = & S_0 [\cos \{\alpha + \delta(t)\}] [J_0(z)] \\ & - 2J_2(z) \cos(2\omega_c t + 2\theta) + \dots \\ & - S_0 [\sin \{\alpha + \delta(t)\}] [2J_1(z) \cos(\omega_c t + \theta)] \\ & - 2J_2(z) \cos(3\omega_c t + 3\theta) + \dots \end{aligned} \quad (6)$$

ここで $J_n(z)$ は n 次のベッセル関数である。変調電流 $\alpha \cos(\omega_c t + \theta)$ を用い、(6)式より $\cos(\omega_c t + \theta)$ の成分を同期検出によって取り出すと次式を得る。

$$Y(t) = A \sin \{\alpha + \delta(t)\} \quad (7)$$

ただし

$$A = -2S_0 \alpha J_1(z)$$

この $Y(t)$ をフィードバック信号とし、外乱による位相変動 $\delta(t)$ を減少させる。

Fig. 2 にフィードバック信号発生回路 (FBSG) のブロック図を示す。干渉信号検出には PD あるいは CCD

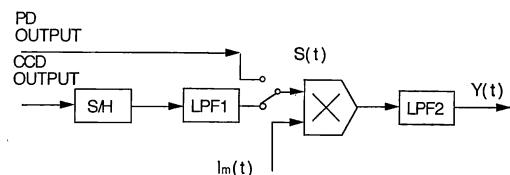


Fig. 2 Block diagram of the feedback signal generator.

を用いた。光検出器が PD の場合は、その出力 $S(t)$ は連続信号なので、 $S(t)$ を直接乗算器に入力し、変調電流 $I_m(t)$ と乗算を行う。この信号を、ローパスフィルタ (LPF 2) に通し、直流成分のみを取り出すことによりフィードバック信号 $Y(t)$ を得る。光検出器が CCD の場合は、その出力信号は離散的である。そこで PD で検出されるのと同様の連続的な干渉信号 $S(t)$ を得るために、サンプル・ホールド回路 (S/H) を用い、ある一つの画素に対する出力を周期 T_a でサンプル・ホールドし、ローパスフィルタ (LPF 1) に通す。これによって作られた連続的な干渉信号に PD と同様の処理を行うことによって、 $Y(t)$ が得られる。

3.2 フィードバック制御系

フィードバック制御回路 (FBC) のブロック図を Fig. 3 に示す¹¹⁾。注入電流のフィードバック制御には、比例積分 (PI) 制御を用いる。 $Y(t)$ は差動増幅器に与えられた直流オフセット電圧 r_o により、直流バイアスが加えられ、誤差信号 $e(t)$ となる。位相目標値は r_o により決定される。今回の実験では $r_o=0$ である。 $e(t)$ は増幅器 (AMP)，積分器 (INT) よりなる PI 制御回路に入力され、それぞれの出力を加算器 (ADD) で加算し、制御電流 $I_c(t)$ を得る。この信号を変調電流とともに LD にフィードバックする。次に本干渉計の制御系のブロック線図を Fig. 4 に示す。本制御系は r_o 一定の定值制御系として表せる。 $G_o(s)$ は制御回路 (FBC) の伝達関数、 $G_m(s)=\beta$ は LD の変調効率を表す伝達関数である。 $G_a(s)$ は光路差 $2D_o$ により決定されるゲイン、 $G_d(s)$ は外乱などによって生ずる変位量 $d(t)$ から位相変動量 δ までの伝達関数、そして $G_f(s)$ は FBSG のローパスフィルタ

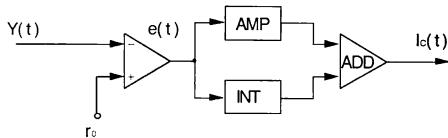


Fig. 3 Block diagram of the feedback controller.

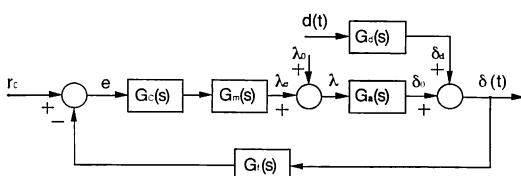


Fig. 4 Block diagram of the feedback system of the sinusoidal phase modulating interferometer.

(LPF 2) の伝達関数である。

3.3 外乱除去原理

Fig. 4 で示した制御系のブロック図をもとに外乱除去の原理を示す。外乱による位相変動量 δ はあまり大きくないものとして $\sin \delta \sim \delta$ で線形近似する。

位相変動量 $\delta(t)$ のラプラス変換表示を $\delta(s)$ として、 $G_o(s)$ 、 $D(s)$ を次式のようにおく。ここで、 $\mathcal{L}\{f(t)\}$ は $f(t)$ のラプラス変換を示す。

$$G_o(s) = G_c(s)G_m(s)G_a(s)G_f(s) \quad (8)$$

$$D(s) = G_d(s)\mathcal{L}\{d(t)\} \quad (9)$$

ただし

$$G_c(s) = K_p + 1/T_1 s, \quad (10)$$

$$G_m(s) = \beta, \quad (11)$$

$$G_a(s) = 4\pi D_o / \lambda o^2, \quad (12)$$

$$G_f(s) = A \omega_o^2 / (s^2 + \sqrt{2} \omega_o s + \omega_o^2), \quad (13)$$

ω_o : LPF 2 のカットオフ角周波数

A : フィードバック信号の振幅

$$G_d(s) = 4\pi / \lambda_o \quad (14)$$

である。

目標値 $r_o=0$ なので、フィードバックループを開じたときの位相変動量 $\delta_F(s)$ は

$$\delta_F(s) = D(s) / \{1 + G_o(s)\} \quad (15)$$

となる。

一方、フィードバックループを開いた状態での出力信号 $\delta_N(s)$ は

$$\delta_N(s) = D(s) \quad (16)$$

となる。このとき、外乱抑圧特性 E_F を式(15)、(16)の比により次式のように定義する。

$$E_F(s) = \delta_F(s) / \delta_N(s) \\ = 1 / \{1 + G_o(s)\} \quad (17)$$

すなわち、制御ゲイン $G_o(s)$ が大きければ、外乱を $1 / \{1 + G_o(s)\}$ に減少できる。

(17)式に(8)式を代入して整理すると

$$E_F(s) = T_1 s (s^2 + \sqrt{2} \omega_o s + \omega_o^2) / \\ [T_1 s (s^2 + \sqrt{2} \omega_o s + \omega_o^2) + G_A \omega_o^2 (K_p T_1 s + 1)] \quad (18)$$

ただし

$$G_A = (4\pi D_o / \lambda o^2) \beta A$$

を得る。

4. フィードバックによる外乱除去特性

フィードバック制御の特性は干渉信号の検出方法によって異なる。そこで PD あるいは CCD で検出された干渉信号から得られるフィードバック信号に対し、フィード

ドバック制御の効果を実験的に調べた。LD の変調周波数 f_c は $\omega_c/2\pi=1\text{kHz}$, LPF 2 のカットオフ周波数 $\omega_0/2\pi$ は、高周波成分を十分除去するため f_c の $1/10$ 、すなわち 100Hz とした。また CCD の出力信号を、連続化する際に用いる LPF 1 のカットオフ周波数を $f_L=5\text{kHz}$ とした。また CCD イメージセンサーの主要諸元および駆動条件を Table 1 に示す。

Fig. 1 の干渉計で被検物体として、ミラーを使用し、圧電素子 PZT により、正弦波状の疑似的外乱を与えた。

$$d(t)=b \cos 2\pi f_b t \quad (19)$$

実験では、 $d(t)$ による干渉信号の位相変動 $\delta(t)$ をフィードバックがある場合とない場合について測定し、それぞれの最大振幅 δ_F および δ_N を求めた。

外乱 $d(t)$ の振幅 b は約 100nm 一定として、その周波数 f_b を変化させたときの E_F の値を Fig. 5 に示す。プロットしてある点が実測値である。光検出器が PD の場合と CCD で $T_a=62.5\mu\text{s}$ とした場合、すなわち位相検出にフーリエ変換法を用いた場合は、外乱による位相変動を 100Hz 以下で $1/10$ 程度まで減少させることができた。

Table 1 Specification and driving condition of the CCD image sensor.

Size of the photodetector	$9.0 \times 14\mu\text{m}$
Interval of the photodetector	$14\mu\text{m}$
Number of the available photodetectors	4,096
Number of the used photodetectors	60
Driving frequency	2.0 MHz
Time of the charge storage	$62.5\mu\text{s}$
Fourier transform method	$62.5\mu\text{s}$
Integrating-bucket method	$250\mu\text{s}$

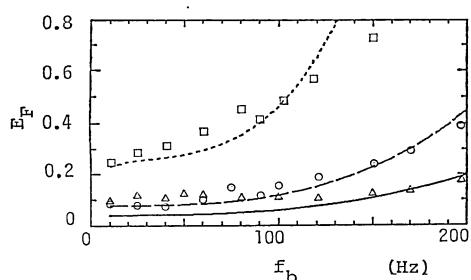


Fig. 5 Dependence of the suppression of the phase fluctuation on the disturbance frequency. The plotted data were measured with (\triangle) a photo diode, (\circ) a CCD image sensor with $T_a=62.5\mu\text{s}$, and (\square) CCD image sensor with $T_a=250\mu\text{s}$. The solid and dotted lines were obtained by the theoretical calculation.

できた。ただし CCD の場合はフィードバック信号に $T_a=62.5\mu\text{s}$ の時間遅れがあるので 100Hz 以上の外乱に対しては E_F の値が PD の場合より大きくなる。光検出器が CCD で $T_a=250\mu\text{s}$ 、すなわち位相検出に積分値解析法を用いた場合は、位相変動は約 $1/5$ 程度まで減少させることができたが、光検出器が PD の場合に比べ、 E_F の値が大きくなっている。しかし、LD の変調周波数を上げ、CCD イメージセンサーの駆動周波数あるいは、ローパスフィルタのカットオフ周波数を上げることによって CCD を用いた場合でも、 E_F の値をさらに低減できるものと考えられる。

一方、式(18)に実験におけるパラメータを代入し、外乱抑圧度の周波数特性について理論計算を行った。このとき用いたパラメータは、 $\omega_0/2\pi=100\text{Hz}$, $\lambda=780\text{nm}$, $D_0=0.22\text{m}$, $\beta=6.0 \times 10^{-3}\text{nm/mA}$, $1/T_1=0.5\text{Hz}$ である。光検出器のゲイン A は、PD で $A=0.1$, CCD イメージセンサーでは、 $A=0.2$ である。またゲイン K_p の値は、PD の場合で $K_p=0.2$, CCD でフーリエ変換法を用いた場合は、 $K_p=0.1$, CCD で積分値解析法を用いた場合は、 $K_p=0.05$ である。そのときの計算結果を Fig. 5 に示す。実験値と理論値はほぼ一致しており、外乱除去特性は、検出器の特性にかなり影響されることがわかる。しかし、フィルタのカットオフ周波数 100Hz 以下の低周波域では、外乱に対しては、その影響を約 $1/5$ から $1/10$ 以下に抑えることができる。CCD で積分値解析法を用いた場合、 T_a の値が CCD でフーリエ変換法を用いた場合の 4 倍であり、この遅れ時間の差が外乱抑圧度低下の原因であると考えられる。

5. 表面形状の計測

実際に本干渉計を用いてダイヤモンドバイトで切削された磁気ディスク用アルミニウム円板の表面形状の測定を行った。実験装置を Fig. 1 に示す。測定には、バイトの送りピッチ約 $35\mu\text{m}$ 、表面の粗さ約 40nm のアルミニウム円板を用いた。表面形状の測定は、CCD を用いたフーリエ変換法で行った。この場合、測定と同時にフィードバック信号を検出することができるため光学系が簡単に構成できる。CCD イメージセンサーの主要諸元および駆動条件は Table 1 のとおりである。レンズ L2 による像の倍率を 3 倍に設定したので、測定間隔は約 $4.7\mu\text{m}$ である。LD の変調周波数 f_c は $\omega_c/2\pi=1\text{kHz}$, LPF 2 のカットオフ周波数は $\omega_0/2\pi=100\text{Hz}$ とした。

フィードバック制御を行わなかった場合の円板の表面

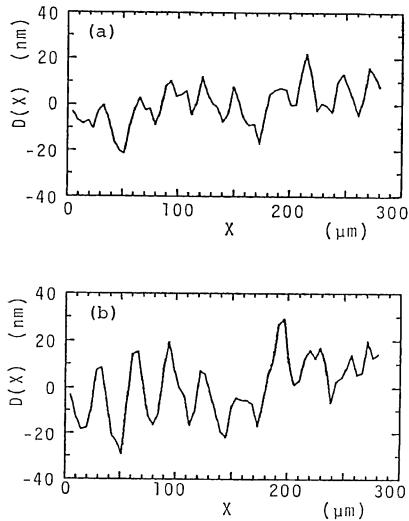


Fig. 6 Experimental results measured when the feedback is off. (a) Surface profile of the diamond turned aluminum disk and (b) surface profile of the same disk measured after a few minutes.

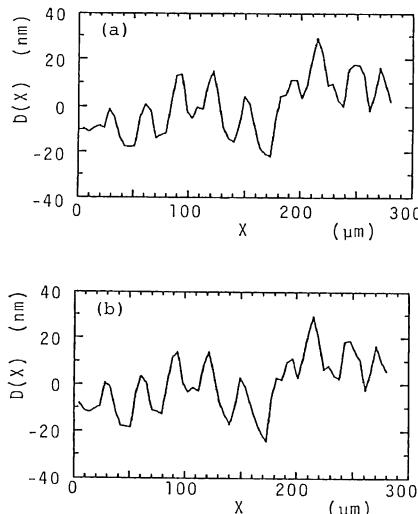


Fig. 7 Experimental results measured when the feedback is on. (a) Surface profile of the same disk shown in Fig. 6 and (b) surface profile measured after a few minutes.

形状を Fig. 6 (a) に、数分後に再び同一箇所を測定した結果を Fig. 6 (b) に示す。このときの繰り返し測定精度は約 9.0 nm であった。一方、フィードバック制御を行った場合の測定結果を Fig. 7 (a), (b) に示す。繰り返し測定精度は約 1.8 nm であり測定の誤差が約 1/5 に低減されたことがわかる。また干渉信号 $S(t)$ のパワースペクトルを Fig. 8 に示す。Fig. 8 (a), (b) は

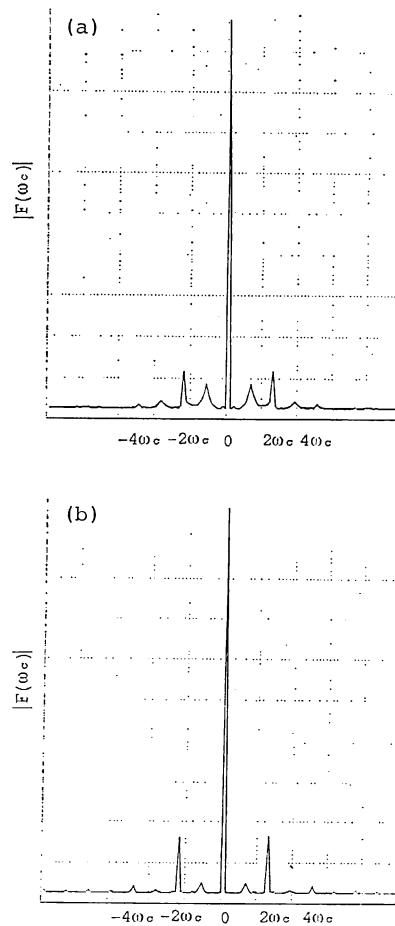


Fig. 8 Amplitude of the Fourier spectrum of the interference signal $S(t)$ obtained when (a) the feedback is off and (b) the feedback is on.

それぞれフィードバック制御を行わなかった場合、行った場合のパワースペクトルである。Fig. 8 (a), (b) を比較してわかるように、フィードバック制御を行わなかった場合には、外乱の影響でパワースペクトル ω_c と $2\omega_c$ に広がりがみられる。フーリエ変換法では、求める位相項がこれらのパワースペクトルより計算される。したがって、フィードバック制御を行わない場合には、正確な結果を得るのは困難であると考えられる。一方、フィードバック制御を行った場合には、外乱の影響によるパワースペクトルの広がりが抑えられており、高精度な表面形状測定が可能である。

6. まとめ

外乱によって生ずる位相変動 δ を $\sin \delta$ の形で検出し、LD の注入電流にフィードバックすることにより、

外乱の影響を除去できることを理論的および実験的に示した。外乱除去特性はフィードバック信号の生成法に大きく依存することがわかった。

また測定とフィードバック信号の検出を同時に行うために、光検出器として CCD イメージセンサーを用いたフィードバック型正弦波位相変調干渉計を構成し、アルミニウム円板の表面形状を測定した。フィードバック制御を行うことにより測定誤差を、無制御時の 1/5 に抑えることができた。これにより、rms 繰り返し測定精度を、約 1.8 nm まで向上させることができた。

LD の変調周波数を上げる等、フィードバック信号の生成条件を改善したり、より高度な制御系たとえば適応制御系等の構成を検討することによって、より高精度な干渉計測が実現できるものと考えられる。

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) 石井行弘：“半導体レーザーの周波数変調特性を用いた干涉法”，光学，20 (1991) 265-270.
- 3) 佐々木修己、柳内敏男：“正弦波位相変調干渉計”，光学，

- 15 (1986) 25-30.
- 4) T. Yoshino, M. Noda, S. Mnatzakanian, B.S. Lee and T.C. Strand: “Laser diode feedback interferometer for stabilization and displacement measurements,” Appl. Opt., 26 (1987) 892-897.
- 5) 鈴木孝昌、佐々木修己、前山光一：“実時間変位計測システムを用いた外乱除去型正弦波位相変調半導体レーザー干渉計”，第37回応物予稿集 (1990) p. 787.
- 6) 小野寺理文、石井行弘：“半導体レーザーを利用した位相シフトフィードバック干渉法”，第5回光波センシング技術研究会講演論文集 (1990) pp. 59-63.
- 7) 志村 努、伊藤雅英、黒田和男、小倉聰夫：“LD の波長制御による繕安定化位相シフト干渉計”，第5回光波センシング技術研究会講演論文集 (1990) pp. 153-160.
- 8) O. Sasaki, K. Takahashi and T. Suzuki: “Sinusoidal phase modulating laser diode interferometer with feedback control system to eliminate external disturbance,” Opt. Eng., 29 (1990) 1511-1515.
- 9) O. Sasaki and H. Okazaki “Analysis of measurement accuracy in sinusoidal phase modulating interferometry,” Appl. Opt., 25 (1986) 3152-3158.
- 10) O. Sasaki, H. Okazaki and M. Sakai “Sinusoidal phase modulating interferometry using the integrating-bucket method,” Appl. Opt., 26 (1987) 1089-1093.
- 11) 鈴木孝昌、佐々木修己、丸山武男：“フィードバック型半導体レーザー干渉計の動作解析”，光学，17 (1988) 670-675.