

フィードバック型正弦波位相変調スーパーluminescentダイオード干渉計による実時間変位計測

佐野 文洋*・佐々木修己**・鈴木 孝昌**

*新潟大学自然科学研究科 〒950-2181 新潟市五十嵐 2 の町 8050

**新潟大学工学部 〒950-2181 新潟市五十嵐 2 の町 8050

A Feedback Type of Sinusoidal Phase-Modulating SLD Interferometer for Real-Time Displacement Measurements

Fumihiko SANO*, Osami SASAKI** and Takamasa SUZUKI**

*Graduate School of Science of Technology, Niigata University, 8050, Ikarashi 2, Niigata 950-2181

**Faculty of Engineering, Niigata University, 8050, Ikarashi 2, Niigata 950-2181

When a superluminescent diode is used as a source of an interferometer, we can utilize visibility of the interference signal to measure a change in the optical path difference (OPD) longer than a wavelength. In this paper a change in visibility of an interference signal due to a displacement of an object is detected accurately from a sinusoidal phase-modulated interference signal. A piezoelectric transducer (PZT) gives a displacement to a reference mirror. A feedback control system generates a voltage applied to the PZT so that the displacement of the reference mirror cancels the change in the visibility to keep the visibility at a constant value. The displacement of the object longer than a half wavelength is measured from the applied voltage to the PZT in real-time. Sinusoidal vibrations and step height of displacements are measured with a high accuracy.

1. はじめに

レーザー干渉計による変位計測においては、実時間で干渉信号を処理し、測定対象の変位を実時間で検出することが多い。振動変位計測では、一般に干渉信号の位相 α は時間に対して 2π の範囲で連続的に変化する。離散時間でサンプリングされた α の変化が π 以下であれば、 2π 以上の範囲で α の変化を連続化することができ、波長以上の光路差変化を実時間で測定できる¹⁾。また、 $\alpha(t)$ の値を直接検出しない方法として、半導体レーザーを光源とする干渉計を用い、 $\alpha(t)$ の変化に対して $\cos\alpha$ あるいは $\sin\alpha$ の値が一定となるように、光源の発振波長を注入電流によってフィードバック制御し、注入電流の変化から波長以上の光路差変化を実時間で測定する方法がある^{2,3)}。この場合、注入電流の変化と光路差変化の関係が基準のものさしとなる。

一方、ステップ状の変位などでは、 α の変化が急激に π

以上となり、波長以上の光路差変化の測定が不可能となる場合がある。このようなときには二波長干渉法^{4,5)}が用いられるが、光学系が複雑となる欠点がある。そこで、位相 α をまったく利用しない方法として、低コヒーレンス光源を用い干渉信号の可視度を活用する干渉法がある。白色干渉法では光路差がゼロとなる位置で干渉信号の可視度が最大となることを利用している。また、スーパーluminescentダイオード (SLD) を光源とする干渉計を用いると、干渉信号の可視度の値を利用することができ、波長以上の光路差変化を求めることができる⁶⁻⁸⁾。この場合には、可視度の値と光路差の関係が基準のものさしとなる。

本論文では、SLD を光源とする干渉計において、測定物体の変位による干渉信号の可視度変化に応じて参照光ミラーを変位させ、光路差変化を打ち消すことによって可視度を一定に保つ操作を行う。この操作を、フィードバック制御を用いて行い、圧電素子 (PZT) により参照光ミラーを変位させる。したがって、PZT への印加電圧と参照光ミラーの変位の関係が基準のものさしとなる。正弦波位

**E-mail: osami@eng.niigata-u.ac.jp

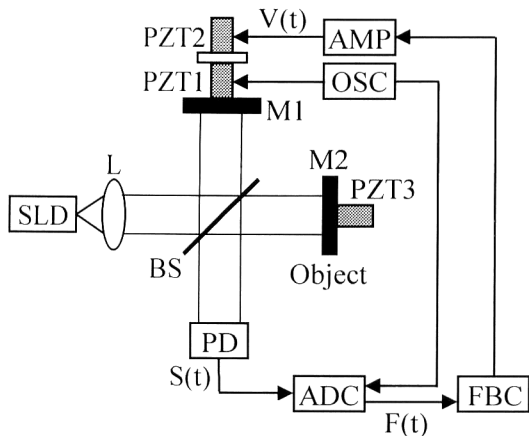


Fig. 1. Configuration of an interferometer.

相変調干渉法を用い、干渉信号を電子回路で処理することによって可視度変化を高精度に検出する。そして、可視度すなわち光路差を一定にするフィードバック制御を行い、正弦波振動変位とステップ変位を簡単な光学系と電子回路によって実時間で高精度に測定する。

2. 干渉信号

Fig. 1 に本干渉計の構成を示す。SLD からの出射光は、対物レンズ L で平行光にされ、ビームスプリッター BS により 2 つの光に分けられる。平面ミラー M1 は圧電素子 PZT1 により、振幅 a 、角周波数 ω_c で正弦波振動している。M1 で反射した光は参照光となる。物体光と参照光は再び BS を通り、光検出器 PD 面上で干渉し、干渉信号が検出される。干渉信号は、 J_n を n 次のベッセル関数とすると、次式で表される。

$$\begin{aligned} S(t) &= A + B \cos(Z_c \cos \omega_c t + \alpha) \\ &= A + (B \cos \alpha) \{J_0(Z_c) - 2J_2(Z_c) \cos 2\omega_c t + \dots\} \\ &\quad - (B \sin \alpha) \{2J_1(Z_c) \cos \omega_c t \\ &\quad - 2J_3(Z_c) \cos 3\omega_c t + \dots\} \end{aligned} \quad (1)$$

ただし、物体光および参照光の強度をそれぞれ I_0 , I_r 、光路差を L 、SLD 光のコヒーレンス度を $R(L)$ とすると、 A , B は次式になる。

$$A = I_0 + I_r, \quad B = 2\sqrt{I_0 I_r} R(L) \quad (2)$$

また、SLD の中心波長を λ とすると、 Z_c , α は次式となる。

$$Z_c = 4\pi a / \lambda, \quad \alpha = 2\pi L / \lambda \quad (3)$$

3. 実時間変位測定法

干渉信号 $S(t)$ を振幅検出回路 ADC に入力し、以下に述べる信号処理を行う。 $S(t)$ に含まれる周波数成分のう

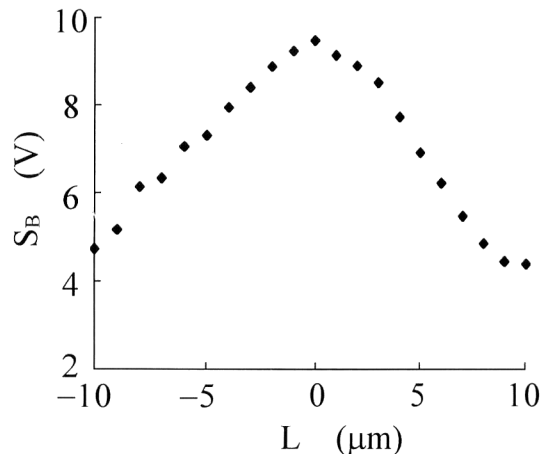


Fig. 2. Magnitude of signal S_B versus optical path difference L .

ち、 ω_c , $2\omega_c$ を中心とする周波数成分を取り出すため、掛算器 MUP によって $S(t)$ にそれぞれ $\cos \omega_c t$, $\cos 2\omega_c t$ を掛ける。2 つの MUP の出力を、それぞれカットオフ周波数が $f_L = (1/10)(\omega_c / 2\pi)$ のローパスフィルター LPF に入力する。2 つの LPF の出力を増幅し、次式の信号を得る。

$$\begin{aligned} S_{1D} &= -BG_1 J_1(Z_c) \sin \alpha \\ S_{2D} &= -BG_2 J_2(Z_c) \cos \alpha \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 G_1 , G_2 はそれぞれの出力に対する増幅器のゲインであり、 $G_1 J_1 = G_2 J_2 = G$ とした後、それぞれの出力を 2 乗加算し、

$$S_B = S_{1D}^2 + S_{2D}^2 = 4G^2 I_0 I_r R^2(L) \quad (5)$$

の信号を得る。

測定物体 M2 の変位による光路差変化によってコヒーレンス度 $R(L)$ が変化し、その結果、信号 S_B が変化する。このとき、信号 S_B が変化する前の値になるように参照光ミラー M1 を変位させる。M1 の変位から測定物体 M2 の変位を測定することができる。この変位測定を以下のようなフィードバック制御を用いて行う。 $R_0 = 4G^2 I_0 I_r R^2(L_R)$ を目標値として、フィードバック信号

$$F(t) = S_B(t) - R_0 \quad (6)$$

をフィードバック制御器 FBC へ入力する。比例・積分制御を行い、FBC の出力を増幅器 AMP で増幅した信号 $V(t)$ を PZT2 に加える。このフィードバックによって光路差は常に $L = L_R$ となるように制御される。すなわち、M2 の変位から生じた信号 $S_B(t)$ の変化分を打ち消すように、フィードバック制御により M1 に変位が与えられ、 $L = L_R$ が保たれる。したがって、PZT2 に加えられる信号 $V(t)$ から M2 の変位が求められる。

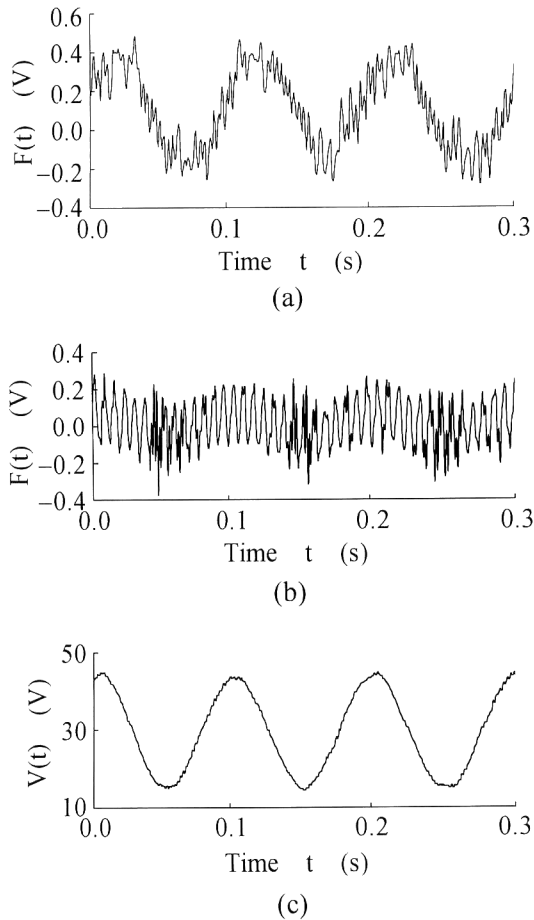


Fig. 3. (a) Signal $F(t)$ when the feedback control was off. (b) Signal $F(t)$ and (c) voltage $V(t)$ applied to PZT2 when the feedback control was on.

4. 信号 S_B の特性測定

SLDの中心波長は $\lambda = 840 \text{ nm}$ 、光スペクトルの半値幅は約 20 nm であった。PZT1の正弦波振幅は $a = 0.23 \text{ }\mu\text{m}$ 、 $\omega_c/2\pi = 12 \text{ KHz}$ であった。測定物体 M2の変位により光路差 L を $1 \text{ }\mu\text{m}$ ずつ変化させ、信号 $S_B(t)$ の大きさを測定した。結果を Fig. 2に示す。光路差 $L = 0$ で S_B は最大値をとり、 L の値の増加にしたがって、 S_B が減少していくことがわかる。この特性から、フィードバック制御における目標値 R_0 を与える光路差 L_R を $5 \text{ }\mu\text{m}$ とした。

5. 正弦波振動変位の測定

測定物体 M2を PZT3で周波数 $f_b = 10 \text{ Hz}$ 、振動振幅 $b = 0.73 \text{ }\mu\text{m}$ で振動させ、振動変位の測定を行った。Fig. 3(a)は、フィードバック制御を行わないときに得られた式(6)の信号 $F(t)$ を表しており、測定物体の振動による光路差変化に近似的に従う周波数 f_b の正弦波状の変化を示している。これは、Fig. 2の実験結果で信号 S_B と光路差の間に線形的な関係が得られていることから、理解

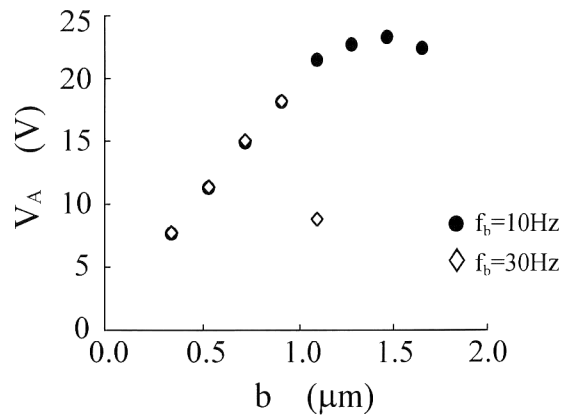


Fig. 4. Measured values of amplitude V_A of AC component in voltage $V(t)$ when vibration amplitude b increased for vibration frequencies of 10 Hz and 30 Hz .

できる。 $F(t)$ の信号の中で、約 0.1 V の振幅を有する高調波の雑音成分が現れている。この原因は、 S_{1D} 、 S_{2D} に対するローパスフィルター LPFの位相特性が異なるため、 $S_{1D} \propto \sin \alpha(t)$ に対し、 $S_{2D} \propto \cos\{\alpha(t) + \gamma\}$ となったものと思われる。約 $\gamma = 0.02 \text{ rad}$ で、このような雑音波形が生じることが計算機シミュレーションで確かめられた。フィードバック制御を行ったときに得られた $F(t)$ および増幅器 AMPの出力 $V(t)$ を、それぞれ Fig. 3(b)および(c)に示す。 $F(t)$ には高い周波数成分の雑音は残っているが、フィードバック制御によって、式(6)において $S_B(t) = R_0$ すなわち $F(t) = 0$ となるように PZT2に $V(t)$ の信号が加えられている。 $V(t)$ においては、AMPの周波数特性によって高い周波数成分は減衰され、雑音の影響はほとんどなくなっている。測定物体の振動変位は $V(t)$ の交流波形として検出されるので、 $V(t)$ の交流振幅 V_A を交流電圧計で測定した。Fig. 3(c)の波形に対しては、 $V_A = 15.00 \text{ V}$ を得た。

次に、測定物体の振動振幅 b を変化させ V_A を測定した。 $f_b = 10 \text{ Hz}$ と $f_b = 30 \text{ Hz}$ のときの結果を Fig. 4に示す。測定物体が振動している場合、 $\alpha(t) = (4\pi b/\lambda)\cos(2\pi f_b t)$ となり、 $\cos \alpha(t)$ および $\sin \alpha(t)$ に含まれる周波数成分の最大周波数は LPFのカットオフ周波数 $f_L = (1/10)(\omega_c/2\pi) = 1.2 \text{ KHz}$ 以下でなければならない。 b が大きくなり、この条件が成立しなくなると、Fig. 4に示すように b に比例して V_A は増加しなくなる。 V_A と b の比例関係は、

$$b(\text{ }\mu\text{m}) = 0.05 V_A(\text{V}) - 0.08 \quad (7)$$

となった。

最後に、測定精度を調べるために、 $b = 0.87 \text{ }\mu\text{m}$ と $b = 0.92 \text{ }\mu\text{m}$ のときに得られた V_A を、時間を横軸として Fig.

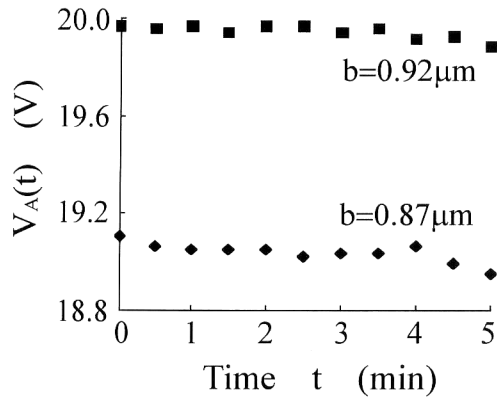


Fig. 5. Stability of V_A with time at $b=0.92 \mu\text{m}$ and $b=0.87 \mu\text{m}$.

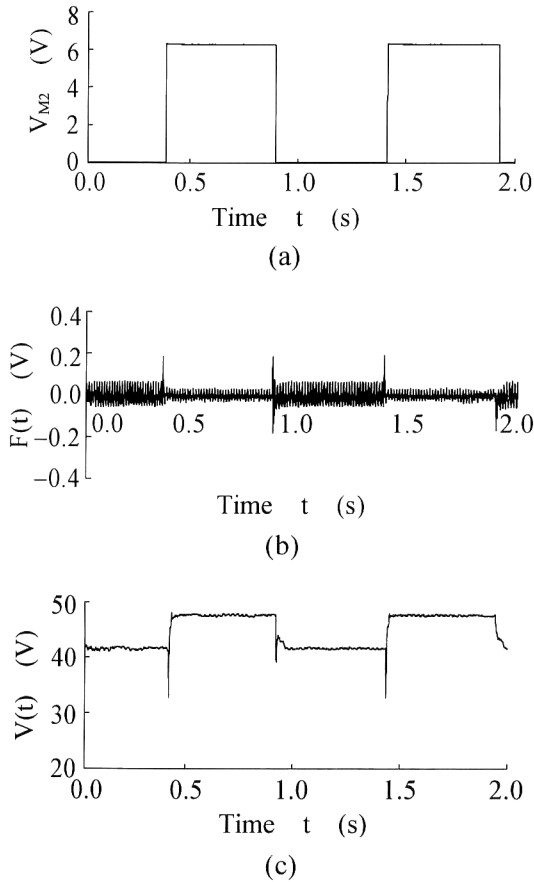


Fig. 6. (a) Voltage $V_{M2}(t)$ applied to PZT3 for a step displacement of the object. (b) Signal $F(t)$ and (c) voltage $V(t)$ applied to PZT2.

5 に示す。 V_A の時間的変動幅は約 0.2 V であるので、 b の測定誤差は $\pm 0.005 \mu\text{m}$ 以下であることがわかる。

6. ステップ変位の測定結果

Fig. 6(a) に示すような電圧 $V_{M2}(t)$ を PZT3 に印加し、測定物体 M2 を 0.5 s ごとにステップ変位させた。ステップごとの光路差変化は $\lambda = 0.84 \mu\text{m}$ であった。この

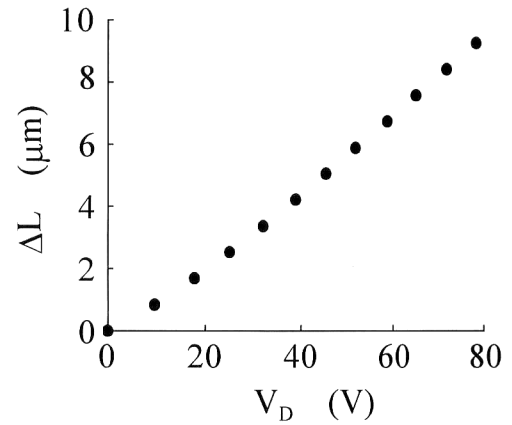


Fig. 7. Relationship between change ΔL in the optical path difference due to the displacement of PZT2 and magnitude V_D of DC component in voltage $V(t)$.

Table 1. Results of step-displacement measurement.

$\Delta L_0 (\mu\text{m})$	$V_D (V)$	$\Delta L (\mu\text{m})$	$\Delta L_p (\mu\text{m})$
0.00	45.80	5.05	
0.84	52.22	5.90	0.85
1.68	58.03	6.61	0.71
2.52	63.42	7.32	0.71
3.36	70.45	8.25	0.93

ときの $F(t)$ および $V(t)$ をそれぞれ Fig. 6(b) および (c) に示す。わずかに高い周波数成分の雑音が存在しているが、光路差が変化すると $F(t)$ の値を再び動作点の値であるゼロにもどすように、M1 の変位がフィードバック制御されていることがわかる。M1 の変位すなわち測定物体 M2 の変位は、 $V(t)$ の直流成分 V_D の大きさから求められる。この変位測定を行うためには、PZT2 に直流電圧 V_D を印加したとき、M1 の変位によって生じる光路差変化 ΔL をあらかじめ測定しておく必要がある。直流電圧 V_D を増加させながら、光路差変化 ΔL を $\lambda = 0.84 \mu\text{m}$ ずつ増加させた。このときの直流電圧 V_D を順次測定した。この結果を Fig. 7 に示す。ただし、 $V_D = 0 \text{ V}$ のとき $\Delta L = 0 \mu\text{m}$ とした。

次に、測定物体 M2 を変位させ、光路を $\lambda = 0.84 \mu\text{m}$ ずつ増加させた。このときの光路差変化を ΔL_0 とする。各 ΔL_0 において、フィードバック制御によって PZT2 に印加される電圧 $V(t)$ の直流電圧 V_D を測定した。測定の結果を Table 1 に示す。Fig. 7 の特性図を用いて、測定された V_D から光路差変化 ΔL を求めた。測定値 ΔL の変化分を ΔL_p とする。 ΔL_p は、 ΔL_0 の変化分すなわち $0.84 \mu\text{m}$ に対する測定値である。Table 1 から測定誤差は $0.1 \mu\text{m}$ 以下であることがわかる。

7. ま と め

正弦波位相変調された干渉信号を電子回路によって処理することから、光路差に比例する干渉信号の振幅 B を実時間で検出した。測定物体の変位による B の変化を打ち消すように参照光ミラーをフィードバック制御によって変位させ、参照光ミラーの変位より測定物体の変位を実時間で求めた。

正弦波振動変位の測定では、干渉信号の処理回路のローパスフィルターによる周波数帯域幅の制限から、振動周波数 $f_b = 10$ Hz のとき、振動振幅の測定範囲は約 $1 \mu\text{m}$ であった。測定誤差は $0.005 \mu\text{m}$ 以下であった。ステップ変位の測定では、光路差変化の測定範囲は参照光ミラーに変位を与える PZT の最大変位幅で決定され、約 $3 \mu\text{m}$ であった。測定誤差は $0.1 \mu\text{m}$ 以下であった。

今後、処理回路の周波数帯域幅の拡大や参照光ミラーに変位を与える PZT の特性改善によって、測定範囲の拡大を図る必要がある。

文 献

1) T. Suzuki, O. Sasaki, S. Takayama and T. Maruyama:

- “Real-time displacement measurement using synchronous detection in a sinusoidal phase modulating interferometer,” *Opt. Eng.*, **32** (1993) 1033-1037.
- 2) T. Yoshino, M. Nara, S. Mnatzakanian, B. S. Lee and T. C. Strand: “Laser diode feedback interferometer for stabilization and displacement measurement,” *Appl. Opt.*, **26** (1987) 892-897.
- 3) T. Suzuki, T. Okada, O. Sasaki and T. Maruyama: “Real-time vibration measurement using a feedback type of laser diode interferometer with an optical fiber,” *Opt. Eng.*, **32** (1993) 1033-1037.
- 4) R. Onodera and Y. Ishii: “Two-wavelength laser-diode interferometer with fractional fringe techniques,” *Appl. Opt.*, **34** (1995) 4740-4746.
- 5) T. Suzuki, K. Kobayashi and O. Sasaki: “Real-time displacement measurement with a two-wavelength sinusoidal phase modulating interferometer,” *Appl. Opt.*, **39** (2000) 2646-2652.
- 6) 佐々木修己, 池田喜紀, 竹林祐一, 仲田孝之, 鈴木孝昌: “正弦波位相変調 SLD 干渉計”, 第 41 回応用物理学関係連合講演会講演予稿集 No. 3, 28p-C-6 (1994) p. 850.
- 7) 小野田岳志, 高柳淳夫, 梅田倫弘: “実時間低コヒーレンス干渉法の開発”, 第 44 回応用物理学関係連合講演会講演予稿集 No. 3, 29p-ZP-14 (1997) p. 897.
- 8) O. Sasaki, Y. Ikeda and T. Suzuki: “Superluminescent diode interferometer using sinusoidal phase modulation for step-profile measurement,” *Appl. Opt.*, **37** (1998) 5126-5131.