



## 光ファイバ正弦波位相変調干渉計による 実時間変位計測

佐々木修己・高橋 和秀

新潟大学工学部電子工学科 〒950-21 新潟市五十嵐 2

(1988年5月16日受理)

### Real-Time Interferometric Displacement Measurements by Fiber-Optic Sinusoidal Phase-Modulation

Osami SASAKI and Kazuhide TAKAHASHI

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

Interferometric displacement measurements of a moving object have been made by introducing fiber-optic sinusoidal phase-modulation. An electronic circuit processing system is specially devised to generate quadrature signals as the amplitudes of harmonic components in the resultant phase-modulated output signal. These quadrature signals are processed to yield a pseudo-heterodyne signal including the displacement. Phase measurements of this signal give the displacement in real-time. Experimental results clearly show that the electronic circuit processing system yields a measurement accuracy of a few nanometers.

#### 1. はじめに

工業機器の高性能化に伴い、機械部品の動きを高精度で測定することが必要となっており、この測定に対しレーザー干渉法が利用される。波長以下の精密さで物体の動きを測定するための干渉法として、ヘテロダイン干渉法が最もよく用いられる<sup>1-4)</sup>。しかし、ヘテロダイン干渉法では周波数の異なる二つのレーザー光が必要であり、そのために光音響変調器あるいは二周波レーザー発振器などが使用されるが、光学系の構成は複雑となる。

これに対し、正弦波位相変調されたレーザー光を参照光として用いる正弦波位相変調干渉法では、位相変調の方法は非常に簡単である<sup>5)</sup>。この干渉法により、物体の動きを高精度で測定できることを報告した。その後、光ファイバを取り入れた変位計測のための正弦波位相変調干渉計を構成した<sup>6)</sup>。光ファイバを用いることにより、測定対象への測定点の設定が自由に行なえるだけでなく、以下に述べるような特長を有する光ファイバ正弦波位相変調干渉計を構成できる。光ファイバの出射端面からの反射光を参照光として用い、フィゾー型の干渉計構

成とする。この場合においても、光ファイバの出射端を正弦波状に振動させることにより、容易に正弦波位相変調が行なえ、光学系の構成がきわめて簡単になる。

この光ファイバ正弦波位相変調干渉計で検出される干渉信号から物体の変位を求めるために、従来、計算機内で干渉信号を演算処理することにより変位を求めていた。しかし、最近、旋盤のバイトの動きを実時間で検出し、バイトの動きをフィードバック制御することにより、超精密加工を行なう試みがある<sup>7)</sup>。このような場合、計算機による処理で変位を求める方法は実時間性に欠ける欠点がある。

そこで、本論文では、電子回路を用いて干渉信号を実時間で処理することにより変位を求める方法について述べる。まず、正弦波位相変調干渉計で検出される干渉信号から、正弦波位相変調の周波数をキャリア周波数とするPM(位相変調)波信号を作り出す。このPM波信号は、いわゆるヘテロダイン干渉計によって得られる干渉信号と同様であり、PLL(位相同期ループ)回路を用いたFM(周波数変調)復調方式によって復調し、変位を実時間で求める。すなわち、本方法では、光ファイバを

用いて正弦波位相変調干渉計を構成することは非常に容易であるため、正弦波位相変調干渉計で得られる干渉信号からヘテロダイン干渉計で得られる干渉信号を作り出すことにより、実時間測定を実現している。

### 2. 光ファイバ正弦波位相変調干渉計

**Fig. 1** に本干渉計の光学系の構成を示す。He-Ne レーザからの出射光はビームスプリッタ (BS) を通り、レンズにより集光され、光ファイバに入る。光ファイバの出射端面で反射され、光検出器 (PD) に至る光を参照光として用いる。光検出器面上の 1 点における、この参照光をレーザの角周波数を  $\omega_L$  として、次式で表わす。

$$U_r = \exp(j\omega_L t) \quad (1)$$

光ファイバからの出射光をマイクロレンズ (ML) により集光し、物体に照射する。物体の光軸方向の時間的な変位を  $r(t)$  とする。物体からの反射光は参照光と同様に検出器に至る。この物体光に正弦波位相変調を与えるために、光ファイバの先端とマイクロレンズを圧電素子 (PZT) により光軸方向に正弦波振動させる。正弦波振動の振幅を  $a$ 、角周波数を  $\omega_c$ 、初期位相を  $\theta$  とすると、マイクロレンズの先端と物体との距離の時間的な変化分は次式で与えられる。

$$l(t) = a \cos(\omega_c t + \theta) + r(t) \quad (2)$$

よって、物体光はレーザ光の波長を  $\lambda$  とし、次式で表わす。

$$U_o(t) = \exp[j\{\omega_L t + z \cos(\omega_c t + \theta) + \alpha(t)\}] \quad (3)$$

$$\text{ただし、 } z = (4\pi/\lambda)a, \alpha(t) = (4\pi/\lambda)r(t)$$

である。(1)式の参照光と(2)式の物体光との干渉によって光検出器で得られる干渉信号の交流成分は、振幅を 1 とすれば次式で表現される。

$$s(t) = \cos\{z \cos(\omega_c t + \theta) + \alpha(t)\} \quad (4)$$

干渉信号  $s(t)$  から位相  $\alpha(t)$  を求めることにより、物体の変位  $r(t)$  を測定できる。

従来は、計算機によって干渉信号  $s(t)$  のフーリエ変換  $F(\omega)$  を求めることから変位  $r(t)$  を求めた。この処理方法を「計算機による処理」と名付ける。また、周波数成分  $F(\omega_c)$  と  $F(3\omega_c)$  の振幅比から正弦波位相変調の振

幅  $z$ 、 $F(\omega_c)$  の位相から位相  $\theta$  が得られる。物体の変位  $r(t)$  は、 $z$ 、 $\theta$  の値が既知のもとで、 $\omega_c/2 < \omega < 5\omega_c/2$  の範囲における  $F(\omega)$  より求めることができる。

### 3. 電子回路による実時間処理

干渉信号  $s(t)$  を展開すると次式となる。

$$s(t) = \cos\{\alpha(t)\} \{J_0(z) - 2J_2(z)\cos(2\omega_c t + 2\theta) + \dots\} - \sin\{\alpha(t)\} \{2J_1(z)\cos(\omega_c t + \theta) - 2J_3(z)\cos(3\omega_c t + 3\theta) + \dots\} \quad (5)$$

(5)式における  $\omega_c$  の第 1 高調波成分  $-2 \sin\{\alpha(t)\} J_1(z) \times \cos(\omega_c t + \theta)$  および  $\omega_c$  の第 2 高調波成分  $-2 \cos\{\alpha(t)\} \times J_2(z)\cos(2\omega_c t + 2\theta)$  から、 $\omega_c/2\pi$  をキャリア周波数とし  $\alpha(t)$  を位相変調信号とする PM 波信号  $\sin(\omega_c t + \alpha(t) + \theta)$  を作り出す。**Fig. 2** にその方法を示す。

まず、 $-s(t)/2$  を  $1/J_1(z)$  倍することにより第 1 高調波成分から、

$$\sin\{\alpha(t)\} \cos(\omega_c t + \theta) \quad (6)$$

を得る。また、 $-s(t)/2$  に  $-2 \sin(\omega_c t + \theta)$  を乗算することにより第 2 高調波成分から、 $\cos\{\alpha(t)\} J_2(z)\sin(\omega_c t + \theta)$  の成分が生じ、この成分に対して  $1/J_2(z)$  倍すると、

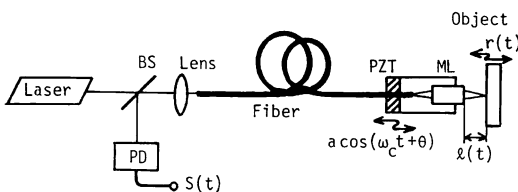
$$\cos\{\alpha(t)\} \sin(\omega_c t + \theta) \quad (7)$$

が得られる。このとき、 $s(t)$  の直流成分  $J_0(z)\cos\{\alpha(t)\}$  から、(6)、(7)式のように  $f_c = \omega_c/2\pi$  を中心とする周波数領域に  $-2J_0(z)\cos\{\alpha(t)\} \sin(\omega_c t + \theta)$  の成分が生じる。このため、 $J_0(z) = 0$  となるように  $z = 2.4$  とする。これによって、 $f_c$  を中心とする周波数領域には(6)、(7)式の信号成分だけが存在する。したがって、(6)、(7)式の信号成分を加算し、中心周波数  $f_c$ 、帯域幅  $f_c$  以下のバンドパスフィルタに通すことにより、

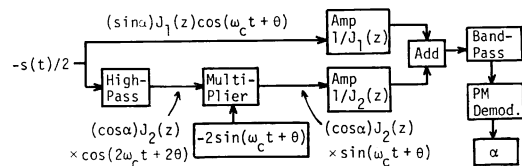
$$\sin(\omega_c t + \alpha(t) + \theta) \quad (8)$$

なる PM 波信号を得ることができる。(8)式を PM 復調し、 $\alpha(t)$  を求め、物体の変位  $r(t)$  を測定する。なお、変調振幅  $z$ 、位相  $\theta$  の値は、物体を静止させたとき得られる干渉信号  $s(t)$  を用い、2. 節で述べた計算機による処理によって、あらかじめ測定する。

次に、PM 復調回路について述べる。PLL により、



**Fig. 1** Sinusoidal phase modulating interferometer using an optical fiber.



**Fig. 2** Block diagram of electronic circuit processing system for real time displacement measurement.

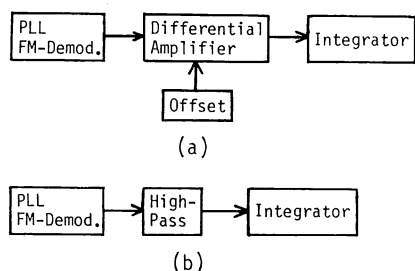


Fig. 3 Construction of demodulator of phase modulated signal using PLL FM-demodulator.

(8)式の PM 波信号を FM 復調する。復調出力  $s_F(t)$  は、 $k_1, k_2$  を比例定数として、

$$s_F(t) = k_1 f_c + k_2 (d\alpha/dt)/2\pi \quad (9)$$

で与えられる。その後、Fig. 3 (a) に示すように、差動アンプにより直流成分  $k_1 f_c$  を取り除き、積分器により、 $k$  を定数として、

$$s_p(t) = \int \{s_F(t) - k_1 f_c\} dt = k\alpha(t) \quad (10)$$

の PM 復調信号を得る。もし、 $d\alpha/dt$  が周波数  $f_H$  以上の周波数成分しか含まず、ハイパスフィルタによって直流成分  $k_1 f_c$  と  $d\alpha/dt$  の成分を十分に分離できるならば、Fig. 3 (b) の回路構成のもとで(10)式と同様に  $k\alpha(t)$  が得られる。この場合、Fig. 3 (a) に比べ、回路構成が簡単になり、また回路の直流ドリフトによる影響がなくなる。以後は、とくに断わりのないときには、Fig. 3 (a) の構成による PM 復調回路を用いる。

#### 4. 回路の特性による測定範囲

物体の変位  $r(t)$  の測定範囲は、まず正弦波位相変調の周波数  $f_c$  によって大きく決定されるが、ここでは、 $f_c = 1 \text{ kHz}$  とし、このとき回路の特性によって測定範囲が制限されることを実験結果を通して説明する。

測定範囲を制限する回路はバンドパスフィルタとその直後の PM 復調回路である。バンドパスフィルタは  $f_c$  の整数倍の各周波数を中心として広がる周波数成分をもつ信号のなかから、 $f_c$  を中心とする周波数成分だけを取り出すために用いられている。ここでは、ゼロ周波数および  $2f_c$  の周波数を中心とする成分を十分に取り除くように、バンドパスフィルタの帯域幅  $f_B$  を  $400 \text{ Hz}$  にした。すなわち、これによって  $\cos\{\alpha(t)\}$  および  $\sin\{\alpha(t)\}$  の周波数成分の範囲は  $-200 \sim 200 \text{ Hz}$  に制限される。

次に、PLL 回路のローパスフィルタの遮断周波数  $f_L$  の値が PM 波信号の周波数偏移量  $f_s = |\partial\alpha(t)/\partial t|/2\pi$  の最大値となる。ここでは、バンドパスフィルタの帯域

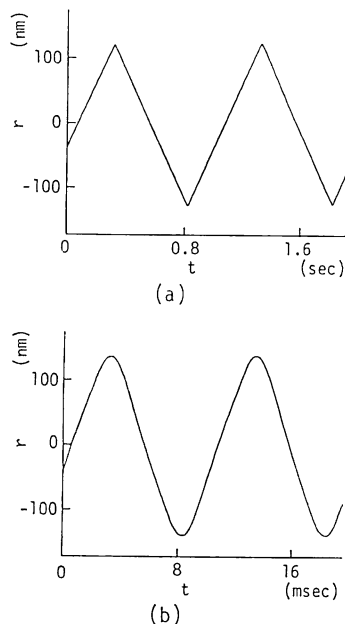


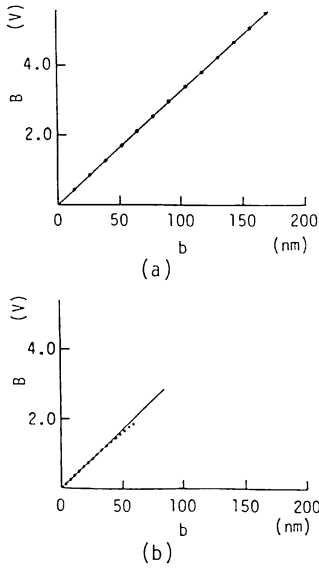
Fig. 4 Output signals of PM-demodulator when the modulation signals are triangle waves that produce frequency shifts of (a)  $1.6 \text{ Hz}$  and (b)  $160 \text{ Hz}$ , respectively.

幅を考慮して、 $f_L = 200 \text{ Hz}$  とした。すなわち、 $f_s$  の最大値が  $200 \text{ Hz}$  になる。

さて、実験結果を示す。Fig. 2 の電子回路の構成の中のバンドパスフィルタと PM 復調回路を取り出し、信号発生器で得られる(8)式の PM 波信号をバンドパスフィルタの入力信号とした。

最初に、検出できる周波数偏移量  $f_s$  を調べるために、 $\alpha(t)$  を三角波信号とした。PM 復調された信号を Fig. 4 に、縦軸を物体の変位  $r(t)$  として示す。Fig. 4 (a) は、物体が  $T = 1 \text{ s}$  で  $b = 250 \text{ nm}$  を一定速度で往復するとした場合である。このときの周波数偏移量は  $f_s = 4b/\lambda T = 1.6 \text{ Hz}$  となり、この値が三角波振動に対して正確に検出できる最小の周波数偏移量であった。Fig. 4 (b) は  $T = 10 \text{ ms}$  の場合で、 $f_s = 160 \text{ Hz}$  となり、バンドパスフィルタの帯域幅  $f_B$  および PLL のローパスフィルタの遮断周波数  $f_L$  で制限される周波数偏移量の最大値である。三角波振動の折返し点で、 $\alpha(t)$  に高い周波数変化が起きるため、復調信号はなめらかな変化となっている。

次に、物体が正弦波振動する場合について述べる。このとき、 $\alpha(t) = (4\pi/\lambda)b \cos(2\pi ft)$  であり、PM 復調出力の正弦波信号の振幅を  $B$  とする。実験結果を Fig. 5 に示す。正弦波振動の振幅  $b$  に対して得られた  $B$  の値を



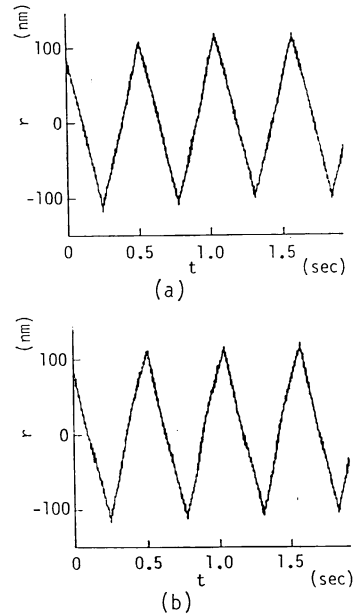
**Fig. 5** Amplitude of demodulated signal vs. amplitude of sinusoidal modulation signal. The frequency of the modulation signal is (a)  $f=40$  Hz and (b)  $f=140$  Hz.

丸印で示した。  $B$ が  $b$ に比例する範囲において、振動振幅の正確な測定が可能である。測定可能な最大振動振幅は、 $f=40$  Hz で約 200 nm,  $f=140$  Hz で約 30 nm であった。いずれの場合も、最大周波数偏移量は 200 Hz を越えていないことから、これらの制限はバンドパスフィルタの帯域幅によって生じている。

### 5. 実験結果

He-Ne レーザー、GI (グレーデッドインデックス) 型のコア径 80  $\mu\text{m}$  の光ファイバを用いた。正弦波位相変調の周波数  $f_c$  は 1 kHz とした。物体は PZT (圧電素子) の表面であり、散乱物体であった。

三角波振動している場合の実験結果を Fig. 6 に示す。物体は、 $T=0.54$  s で  $b=220$  nm の距離を一定速度で往復運動している。このときの周波数偏移量  $f_s$  は約 2.6 Hz である。Fig. 6 (a) が計算機による処理で得られた結果であり、(b) が電子回路によって実時間で測定された結果である。Fig. 6 (b) は (a) に比べ、三角波の直線部のひずみが大きくなっている。周波数偏移量  $f_s$  が 2.6 Hz の三角波振動波形は、4. 節に示したように十分に正確に PM 復調されることを考えると、このひずみは合成された PM 波信号が完全な PM 波信号ではなく、わずかに誤差を含むことによると思われる。 $f_s=2.6$  Hz の周波数偏移量が正しく三角波振動として検



**Fig. 6** Triangle vibrations measured through (a) computer processing and (b) real time signal processor.

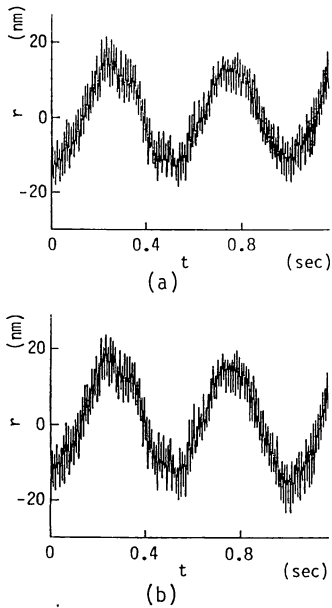
出される最小の値であった。

次に、正弦波振動している場合の実験結果を示す。

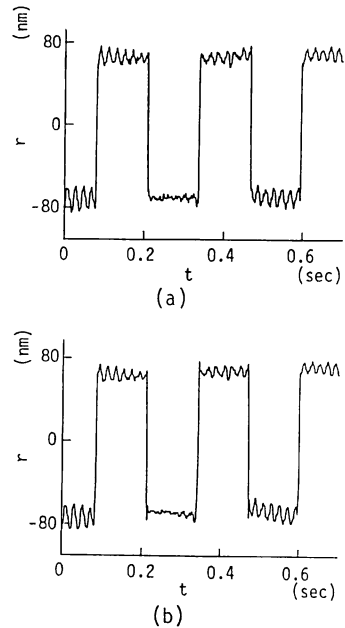
Fig. 7 は、 $f=2$  Hz,  $b=15$  nm の場合である。最大周波数偏移量は約 0.6 Hz となり、正弦波振動に対して測定できた最小の値である。Fig. 7 (a) は計算機による処理結果、(b) は電子回路による処理結果である。 $f=2$  Hz の振動波形に重畳しているひげ状の波形は、干渉計装置の振動によって生じている位相  $\alpha(t)$  の変動分であり、周波数は約 60 Hz 前後で、変動の幅は約 10~15 nm である。この変動波形は Fig. 6 および以後の実験結果にも現われている。Fig. 8 は  $f=100$  Hz,  $b=20$  nm の場合であり、このときの PM 復調回路は Fig. 3 (b) の構成を用いた。Fig. 8 (a) の計算機による処理結果と (b) の電子回路による処理結果を比較すると、電子回路の位相遅れによって (b) の波形は 2.6 ms の時間遅れが生じている。

最後に、矩形波振動している場合の結果を Fig. 9 に示す。物体は 0.26 s の周期で約 140 nm の距離をステップ状に前後に移動している。検出可能な偏移周波数の最大値 200 Hz のもとで正しく矩形波振動を検出していることから、140 nm を移動するに要した時間は約 2.5 ms 以上と思われる。

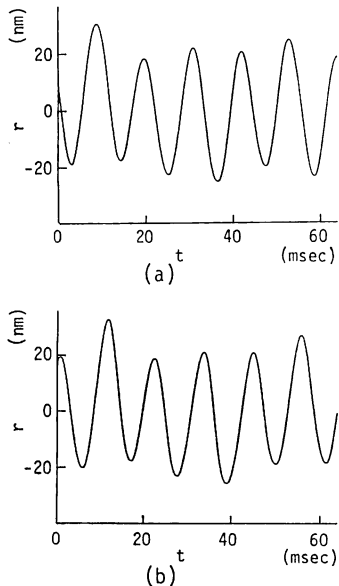
以上の実験結果より、電子回路による処理結果は 2.6 ms の時間遅れを有するが、計算機による処理結果との



**Fig. 7** Sinusoidal vibrations of  $f=2$  Hz measured through (a) computer processing and (b) real time signal processor.



**Fig. 9** Rectangular vibrations measured through (a) computer processing and (b) real time signal processor.



**Fig. 8** Sinusoidal vibrations of  $f=100$  Hz measured through (a) computer processing and (b) real time signal processor.

差は数 nm 以下であり、両者はよく一致することが示された。

## 6. ま と め

光ファイバを用いることにより容易に構成できる正弦

波位相変調干渉計によって、実時間で変位を測定する方法について述べた。正弦波位相変調干渉計で検出される干渉信号から、ヘテロダイン干渉法の干渉信号である PM 波信号を作り出し、PLL を用いた回路で復調することによって実時間で変位を測定した。その結果、計算機による処理結果と比較することにより、電子回路による処理を用いた本方法によって、数 nm の精密さで物体の変位を実時間計測できることが明らかになった。

## 文 献

- 1) S. Ueha, K. Shiota, T. Okada and J. Tsujiuchi: "Optical heterodyne measurement of in-plane vibrations," *Opt. Commun.*, **10** (1974) 88.
- 2) W. Puschert: "Optical detection of amplitude and phase of mechanical displacements in the Angstrom range," *Opt. Commun.*, **10** (1974) 357.
- 3) Y. Ohtsuka and I. Sasaki: "Laser heterodyne measurement of small arbitrary displacements." *Opt. Commun.*, **10** (1974) 362.
- 4) G.E. Sommargren: "Optical heterodyne profilometry," *Appl. Opt.*, **20** (1981) 610.
- 5) 佐々木修己, 柳内敏男: "正弦波位相変調干渉法", *光学*, **15** (1986) 25-30.
- 6) 佐々木修己, 高橋和秀: "光ファイバ正弦波位相変調干渉法による変位計測", 第34回応用物理関連連合講演会予稿集, 第1分冊, 31a-ZN-6 (1987) p. 33.
- 7) 西田 学, ほか: "インプロセス計測加工精度補償の研究", 昭和62年度精密工学会春季大会学術講演会論文集 (1987) pp. 383-384.