

레이저 다이오드를 이용한
정현파 위상변조 간섭에 의한
실시간 극미세 진동 측정에 관한 연구

A study on real time measuring microscopic movements
in sinusoidal phase modulating interferometry using a laser diode

구 자남 염 정덕 지 철근

Ku, Janam Youm, Jeongdeog Chee, Cholkon

서울대학교 대학원 전기공학과

Dept. of Electrical Eng. Seoul National University

ABSTRACT

A new signal processing system for real time displacement measurement in sinusoidal phase modulating interferometry is described. Although sinusoidal phase modulating interferometry is effective in measuring with high accuracy the displacement of an object, conventional signal processing takes a long time. In this method, detection of the object's displacement is easily achieved by sampling the interference signal at those times that satisfy certain conditions and by processing the sampled signals with electric circuits in real time. The delay time of this signal processing system is $< 45\mu s$. Specially in this paper we describe all electronic circuit and optical system design.

I. 서론

정밀제조 기술이 발전함에 따라 높은 정밀도로 기계의 미세한 움직임을 측정하고 제어하는 것이 더욱 중요하게 되었다. 따라서 이러한 미세진동을 측정하는데 있어서 광학적인 간섭기술들이 사용된다. 이중에서도 heterodyne 간섭법이 가장 많이 사용되지만 이 방법은 bragg cells 과 같은 주파수 번이를 필요로 하는 소자가 사용되어야만 한다. 그러나 본 논문은 정현적으로 진동하는 거울을 이용하여 쉽게 정현 위상 변조광 (Sinusoidal Phase modulated light)을 얻어 이것을 이용하는 간섭법을 제시한다. 이 방법으로 물

체의 변위를 아주 높은 정밀도로 측정할 수 있다. 그렇지만 이 간섭신호를 Computer에 의해 Fourier Transform을 하여야만 결과를 얻을 수 있기 때문에 긴 시간을 필요로 한다. 그래서 본 논문은 Computer를 사용하지 않고 실시간 (real time) 방법으로 변위를 측정할 수 있는 방법을 제시한다. 즉 새로운 신호처리법을 소개하게 되는데 A/D Converter, Microprocessor 그리고 그밖에 Analog circuit 과 D/A Converter 등으로 구성되는 위상 감지기를 소개한다. 이것은 전형적인 방법들보다 훨씬 더 짧은 Delay Time을 가진다. 즉 $45\mu s$ 이하이므로 실시간 측정이 가능하다.

II. 이론

A. 광학계로부터의 신호 감지

실시간 변위 측정에 대한 구성도를 그림 1에 나타냈다. 트위만-그린 (Twyman Green) 간섭계가 구성되고 레이저 다이오드(LD)가 광원으로서 사용된다. 레이저 다이오드로 주입되는 전류는 dc 바이어스 전류 I_0 와 레이저 다이오드 변조기 (LM)에 의한 변조전류 I_m 으로 이루어진다. 변조전류는 $\beta I_m(t)$ 의 크기로 레이저 다이오드의 파장을 변화시킨다. 중심파장 λ_0 는 dc 바이어스 전류 I_0 에 의해 결정된다. 변조전류 $I_m(t)$ 는

$$I_m(t) = A \cos \omega t \tag{1}$$

로 표현되며 거울 M에 의해 반사되는 광선이 기준파가 된다. 측정물의 변위는 $r(t)$ 이며 간섭계의 두 arm 사이의 광로차는 $2[D_0+r(t)]$ 이다. 이때

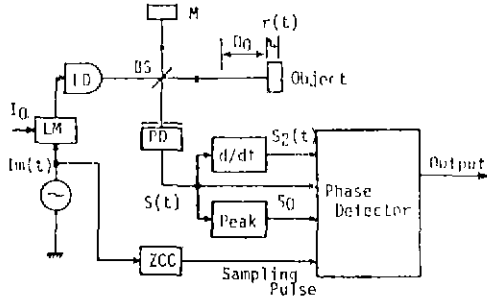


Fig.1. Real time displacement measurement system with synchronous sampling of sinusoidal phase modulated interference signal.

그림 1 정현 위상 변조 간섭 신호의 동기화 샘플링 처리하는 실시간 변위 측정 시스템

photo diode (PD) 에 의해 감지되는 간섭신호의 ac 성분은

$$S(t) = S_0 \cos[z \cos \omega_c t + a(t)] \quad (2)$$

$z = 4\pi n \beta D_0 / \lambda_0^2$ 이고 위상 $a(t)$ 는

$$a(t) = (4\pi / \lambda_0) [D_0 + r(t)] \quad (3)$$

로 주어진다. 만일 위상 $a(t)$ 가 신호 $S(t)$ 로부터 실시간으로 얻어진다면 측정물의 변위는 실시간 (real time) 으로 측정된다.

이제 위상 $a(t)$ 를 얻기 위한 신호처리의 원리를 기술한다. 신호 $S(t)$ 를 진폭 S_0 로 나누면

$$S_1(t) = \cos[z \cos \omega_c t + a(t)] \quad (4)$$

가 된다. 이 때 $\cos \omega_c t_m = 0$ 인 조건을 만족하는 시간들 t_m 에서 즉 $t_m = 2m\pi + \pi/2$ 또는 $2m\pi + 3\pi/2$ 그리고 $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 일 때 $S_1(t)$ 를 샘플링하면

$$S_1(t_m) = \cos[a(t_m)] \quad (5)$$

가 얻어진다. 또 식(2)를 미분하면,

$$S_2(t) = S_0 \{ -z \omega_c \sin \omega_c t + [da(t)/dt] \} \cdot \{-\sin[z \cos \omega_c t + a(t)]\} \quad (6)$$

가 얻어진다. $S_1(t)$ 가 샘플링될 때 같은 시간 t_m 에서 $S_2(t)$ 를 샘플링하면

$$\epsilon = z \omega_c - [da(t)/dt] \quad (7)$$

일 때

$$S_2(t_m) = \pm \epsilon S_0 \sin a(t_m) \quad (8)$$

을 얻는다. 양과 음의 부호는 $t_m = 2m\pi + \pi/2$,

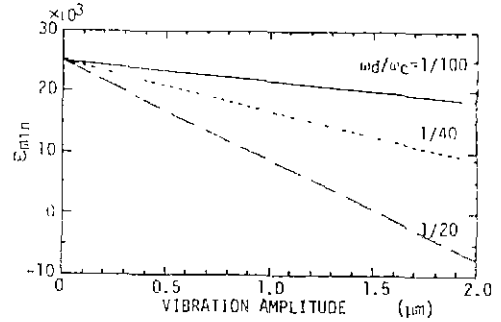


Fig.2. Values of ϵ_{min} as a function of the vibration amplitude b for various values of the ratio ω_d/ω_c

그림 2 여러가지 ω_d/ω_c 의 비값에 대한 진동 진폭 b 의 함수로서의 ϵ_{min} 의 값들

$2m\pi + 3\pi/2$ 일 때 각각 취해진다. 측정물의 변위가 정현적인 진동이라고 가정하면

$$r(t) = b \cos \omega t \quad (9)$$

이고 따라서 식 (7)의 최소값은

$$\epsilon_{min} = z \omega_c - 4\pi b \omega_d / \lambda_0 \quad (10)$$

이다. 그림 2는 다양한 ω_d/ω_c 의 비값에 대한 진동 진폭 b 의 함수로서 ϵ_{min} 의 값들을 나타낸다. 변조주파수가 측정물의 진동 주파수보다도 훨씬 클 때 ϵ_{min} 은 음의 값을 취하지 않는다는 것은 명확하다. 이렇게해서 식(8)로부터 $\sin a(t_m)$ 의 부호와 식 (5)에 의해 주어지는 $\cos a(t_m)$ 의 값으로부터 위상 $a(t_m)$ 을 결정할 수 있다. 그러나 위상 $a(t_m)$ 은 $-\pi$ 와 $+\pi$ 사이의 범위에서 정의된다. 따라서 그 범위를 넘어가는 값을 가질 때의 위상 $a(t_m)$ 에 대한 수정을 해야만 한다. 2π 이상의 더 넓은 영역에서의 위상을 결정하는 방법은 II.B에서 기술된다.

B. 위상 $a(t)$ 의 결정

먼저 표 1에서 보는 것처럼 $\sin a(t)$ 의 부호에 따르는 $\cos a(t)$ 에 대한 두 개의 다른 위상을 준다. $\sin a(t)$ 의 부호가 양일 때 $a(t)$ 의 값은 P 이고 음일 때는 비록 $a(t)$ 의 값은 $-P$ 이지만 $-P + \pi$ 로 설정한다. 이 $a(t)$ 의 값은 0 과 π 사이의 범위에서 정의되는 arccosine 변환표로부터 얻어진다. 비록 감지되는 위상 $a(t)$ 는 offset π

Table I. Phase Obtained from $\cos \alpha$

표 1 $\cos \alpha$ 로부터 얻어진 위상

Sign of $\sin \alpha(t)$	Phase $\alpha(t)$
+	π
-	$-\pi + \pi$

Table II. Corrections for the phase α to Obtain a continuous Value

표 2 연속적인 값을 얻기 위한 위상 α 에 대한 수정

Sign of result	Change of sign of $\sin \alpha(t)$	Corrective value
+	- +	$+\pi$
	+ -	$-\pi$
-	- +	$-\pi$
	+ -	$+\pi$

를 포함하지만 상대적인 변위를 필요로 하기 때문에 offset 은 무시될 수 있다. 다음에 2π 이상 되는 범위에서 연속적인 위상 $\alpha(t)$ 를 얻기 위해 $\sin \alpha(t)$ 의 부호가 변할 때 위상 $\alpha(t)$ 에 대한 수정을 해야만 한다. 그 수정은 다음과 같이 이루어진다. $\cos \alpha(t)$ 가 양의 부호로 머무르고 있을 때 $\sin \alpha(t)$ 의 부호는 음으로부터 양으로 변하고 위상 $\alpha(t)$ 에 π 가 더해진다. 역으로 $\sin \alpha(t)$ 의 부호가 양에서 음으로 변하면 위상 $\alpha(t)$ 에 $-\pi$ 가 더해진다. $\cos \alpha(t)$ 가 음의 부호로 머무르고 있을 때 표 2 에서 보는 것처럼 유사한 연산들이 행해진다.

III. 신호처리시스템

그림 1 에서 보듯이 $S_2(t)$ 는 미분기를 사용하여 $S(t)$ 를 미분함으로써 얻어진다. $S(t)$ 의 진폭 S_0 는 peak hold circuit 을 사용하여 얻어진다. $S_2(t)$ 와 $S_2(t)$ 를 샘플하는 샘플링 펄스는 zero cross circuit 을 사용하여 변조 전류로부터 얻

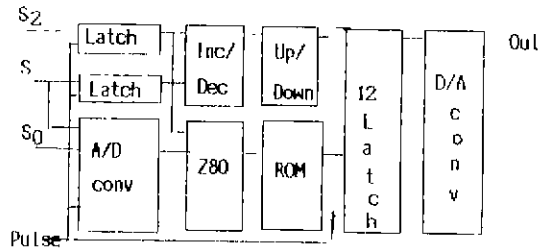


Fig.3. Block diagram of a phase detector.
그림 3 위상감지기의 블록도

어진다. 위상 감지기의 블록도가 그림 3 에 있다. $S(t)$ 는 8비트 A/D 컨버터의 아날로그 입력으로 들어가고, $S(t)$ 의 진폭 S_0 는 레퍼런스 (reference) 입력으로 들어간다. $S(t)$ 가 샘플링 때 $S(t_m)/S_0$ 로 변환된다. 또한 $S(t)$ 와 $S_2(t)$ 는 래치 (latch) 회로로 연결되고 그들의 부호도 샘플링 된다. A/D 컨버터의 출력 데이터 A 와 $S_2(t_m)$ 의 부호 데이터는 마이크로프로세서 Z-80 으로 이루어지는 번지 디코더 (address decoder) 로 연결된다. 만일 $S(t_m)$ 의 부호가 양이면 번지 디코더의 출력 데이터는 A이고 음이면 $-A + 255$ 이다. arccosine의 표는 ROM 에 쓰여진다. 0번지의 데이터는 0(rad) 이고 255 번지의 데이터는 π (rad) 이다. ROM은 번지 디코더에 의해 생성되는 번지로 마이크로프로세서에 의해서 액세스 (access) 된다. 표 1 에 따라 위상 $\alpha(t_m)$ 의 하위비트 (lower bit) 로 8비트 데이터 a_1 을 얻는다. $\cos \alpha(t_m)$ 과 $\sin \alpha(t_m)$ 의 부호는 표 2 에서 보는 것처럼 π 만큼 증감시키기 위해 증감感知機 (increment decrement detector) 로 입력된다. π 만큼 변화하는 횟수는 4비트 업/다운 카운터 (4bit Up/Down Counter) 에 의해 계산된다. 그때 위상 $\alpha(t_m)$ 의 상위비트 (higer bit) 로서 4비트 데이터 a_2 를 얻는다. 따라서 12비트 디지털 데이터를 얻게 되어 $0 \leq a_1 \leq \pi, -8 \leq a_2 \leq 7$ 인 곳에서

$$\alpha(t_m) = a_1 + a_2\pi \quad (11)$$

로 표현되는 $a(t_m)$ 을 얻는다. 또한 12비트 컨버터를 사용하여 아날로그 데이터로서 $a(t_m)$ 을 얻는다. 신호 처리에 따르는 지연시간 (delay time) 은 대부분이 A/D 컨버터의 변환 시간과 마이크로프로세서 프로그램의 수행시간에 의존한다. 이 신호처리 시스템의 전 지연시간은 약 $45 \mu s$ 이다.

IV. 실험

실험 설치도는 그림 1 에 보였다. 광원은 최대 출력 $50mW$, 파장 $680nm$ 인 가시광 레이저 다이오드이다. 측정물은 광전변환기 (piezoelectric transducer) 에 고정되어 있는 거울이다. 정현 위상 변조의 진폭 z 는 1.2이고 광로차 $2D_0$ 는 $20cm$ 이다.

먼저 $50Hz$ 정현 진동이 측정물에 인가되었다. 정현 위상 변조 주파수는 $1 kHz$ 였다. 컴퓨터에 의해 전형적으로 처리된 변위 측정값을 그림 4(a) 에 보였다. 한편 그림 4(b) 는 본 논문에서 기술된 방법에 의해 실시간으로 측정된 변위값이다. 두 측정이 잘 일치하고 있으며 이것은 여기서 제시된 방법이 전형적인 방법에 의해 얻어지는 것과 같은 정확도로 실시간 변위 측정을 할 수 있음을 보여준다.

다음에 이 방법의 측정가능한 범위를 조사했다. $100Hz$ 정현 진동이 측정물에 인가되었고 정현 위상 변조 주파수는 $20 kHz$ 였다. 그림 5(a) 는 작은 진폭의 진동에 대한 측정 결과 들을 나타냈다. 위상 감지의 정확도는 A/D 컨버터의 비트 수에 의존한다. 이 실험으로 측정 가능한 최대 변위가 그림 5(b) 에 보여진다. 측정진폭은 전 비트 수를 증가 시킴으로 더 커지게 된다. 마지막으로 $100Hz$ 인 삼각파와 $40Hz$ 인 구형파를 인가했을 때의 측정 결과를 그림 6(a) 와 (b) 에 각각 나타냈다. 정현 위상 변조 주파수는 그림 5 와 같다. 삼각파와 구형파에서 나타나는 급속한 변위의 움직임이 정확하게 측정되었다.

V. 결론

정현 위상 변조 간섭계로 실시간 변위 측정을 제시했다. 간섭 신호는 정현 위상 변조 신호와 동기화 되어 샘플링 된다. 이 방법에서 캐리어 성분은 특정한 시간에서 신호를 샘플링함으로써 제거된다. 간단한 신호 처리 회로를 사용함으로써 측정물의 실시간 변위 측정을 하는 것이 가능 하였다. 지연 시간은 $45\mu s$ 이하이고 이것은 측정물의 움직임을 제어하기에 충분히 짧다.

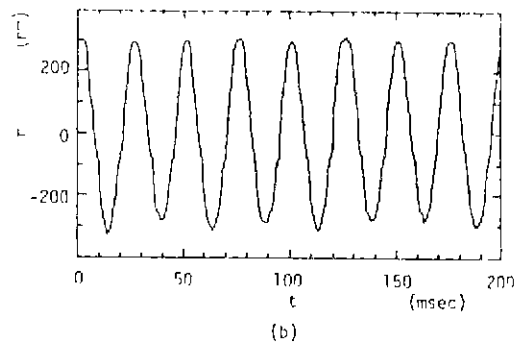
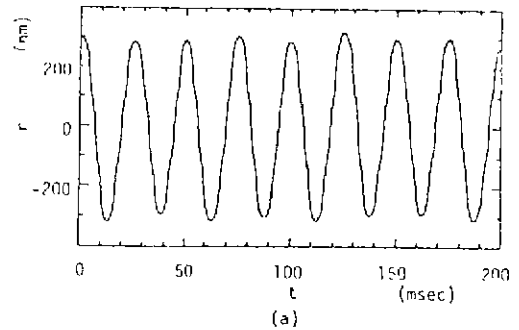
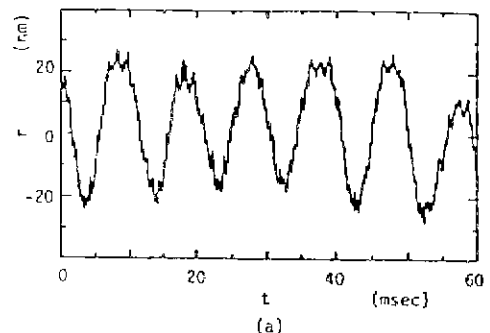


Fig.4. Sinusoidal vibrations measured through (a) the computer processing and (b) the real time signal processor proposed here.

그림 4 측정된 정현 진동들 (a)컴퓨터 처리 (b)여기서 제시된 실시간 신호처리



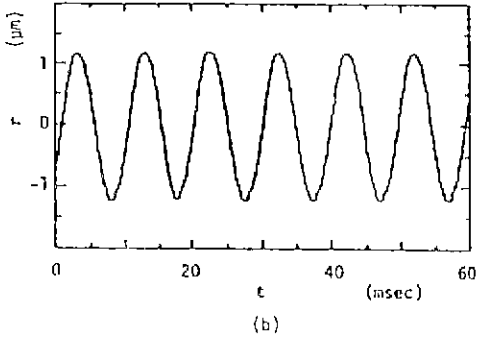


Fig.5. Measured sinusoidal vibrations of $f=100$ Hz. The amplitude of vibrations are (a) 20 nm and (b) 1.2 μ m.

그림 5 $f=100\text{Hz}$ 인 측정된 정현 진동들. 진동진폭은 (a)20nm (b) 1.2 μ m

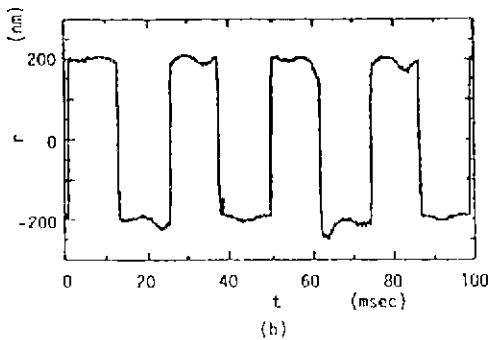
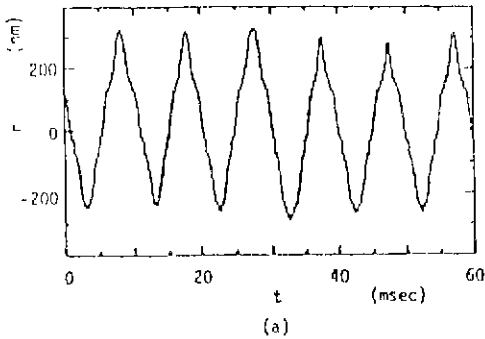


Fig.6. Measured (a) triangle vibration of $f=10$ Hz and (b) rectangular vibration of $f=40$ Hz

그림 6 측정된 (a) $f=10\text{Hz}$ 인 삼각파 진동
(b) $f=40\text{Hz}$ 인 구형파 진동

참고문헌

1. G.E. Sommargren, "Optical Heterodyne Profilometry," *Appl. Opt.* 20, 610-618 (1981)
2. S. Ueha, K. Shiota, T. Okada, and J. Tsujiuchi "Optical Heterodyne Measurement of In-Plane Vibrations," *Opt. Commun.* 10, 88-90 (1974)
3. W. Puschart, "Optical Detection of Amplitude and Phase of Mechanical Displacements in the Angstrom Range," *Opt. Commun.* 10, 357-361 (1974)
4. N.A. Massie, R.D. Nelson, and S. Holly, "High-Performance Real-time Heterodyne Interferometry," *Appl. Opt.* 18, 1797-1803, (1979)
5. N.A. Massie, "Real-time Digital Heterodyne Interferometry: A System," *Appl. Opt.* 19, 154-160 (1980)
6. O. Sasaki and T. Yagiuchi, "Sinusoidal Phase Modulating Interferometry," *Jpn. J. Opt.* 15-25-30 (1986)
7. O. Sasaki and H. Okazaki, "Analysis of Measurement Accuracy in Sinusoidal Phase Modulating Interferometry," *Appl. Opt.* 25, 3152-3158 (1986)
8. O. Sasaki and K. Takahashi, "Sinusoidal Phase Modulating Interferometer using Optical Fiber for Displacement Measurement," *Appl. Opt.* 27, 4139-4142 (1988)
9. O. Sasaki and K. Takahashi, "Real-Time Interferometric Displacement Measurement by Fiber-Optic Sinusoidal Phase-Modulation," *Jpn. J. Opt.* 17, 472-476 (1988)