

단일모드 광섬유 Mach-Zehnder 간섭계의 안정화를 위한 추적궤환 보상기의 설계
 (Design of phase tracking feedback compensator for stabilization of single mode fiber-optic Mach-Zehnder interferometer)

○ 이 기 완 * 오 문 수 * 홍 봉 식 **
 (K.O. Lee, M.S. Oh, B.S. Hong)

* 대전기계장(Daejeon Machine Depot)
 ** 충남대학교 전자공학과(Chungnam National Univ., Dept. of Elec. Eng.)

Single mode optical fiber interferometric sensors using phase tracking homodyne detection are typically susceptible to environmentally induced temperature fluctuations and other types of disturbances. In this paper compensator is described, which is a simple and effective phase tracking feedback electronic circuit must be output signal stabilized to achieve maximum sensitivity and linearity of Mach-Zehnder fiber-optic interferometer in the presence of differential phase drift. The phase tracking range of the piezoelectric cylinder in the reference arm is $\pm 3.7\mu\text{rad}$, and the probe mass about 1 gram in the sensing arm was used for measurements of the gravity acceleration.

1. 서 론

광섬유 센서는 높은계측감도 및 넓은계측영역, 제작비용의 저렴과 용이성, 전.자장에 대한 간섭을 받지 않는 장점등이 있다. 1976년 Vali and Shorthill 에 의해 광섬유를 사용한 간섭계센서^[1]가 처음 발표된 이래 광섬유 센서에 대한 연구가 계속되어 왔다. 광섬유 간섭계 센서는 광원인 레이저광이 광섬유 결합기에 의해 둘로 갈라진후, 하나는 계속 광통로를 따라 진행하게되고, 다른 하나는 외부의 측정 대상으로부터 영향을 받지않는 기존 광통로를 진행하도록하여, 다시 이들 두 광파가 결합기를 통하여 진행하도록 한다. 이때 두 광파는 계속 광통로에서 발생된 위상차에 따른 간섭을 받게 된다. 이와같이 광섬유 간섭계 센서는 측정대상에 의해 발생된 계속 광통로의 위상차에 따라 정현적으로 그의 세기가 변화되는 현상을 이용하는 것이다. 그러나 광섬유내로 전파되는 광파의 위상은 주위의 온도변화나 진동등에 의하여 매우 큰 값으로 불규칙하게 변화되어, 검출하고자 하는 측정신호의 크기가 시간에 따라 변화하는 문제점이 있다. Jackson과 Dandridge^[2] 등은 단일모드

광섬유 간섭계에서의 이들 온도에 의한 영향(drift)을 줄이기 위한 방법으로, 원통형 압전소자(PZT)에 기존 광섬유를 감아서 만든 위상변조기 이용법을^[3] 제시하였다. 본 연구에서는 PZT 원통을 이용한 위상변조기를 제작하여 광섬유 간섭계가 직각 조건에서 동작하도록 하는 신호 안정화 궤환회로를 설계하였다. 설계된 시스템은 실온에서의 온도 드리프트와 저주파 실내잡음 등의 요란에서 그 특성을 조사하고, 센서반응 실험으로는 0-1G 까지의 중력가속도 반응을 조사하였다.

2. 광학장치

광섬유 간섭계는 주로 Michelson, Mach-Zehnder, Sagnac, Fabry-Perot 간섭계^[4]가 이용되고 있다. 본 연구에서는 광섬유 간섭계의 계속 광통로에 유기된 위상변화를 검출하기 위한 방법^[2]^[5]으로 그림 1에 보인것과 같이 Mach-Zehnder 간섭계로 시스템을 구성하였다. 여기서는 헤테로다인(heterodyne) 방식^[2]보다 훨씬 미소한 위상변화까지 측정이 가능한 능동 호모다인(active homodyne) 방식을 채택하였다.

광학장치의 구성요소는 다음과 같다. 광원인 He-Ne

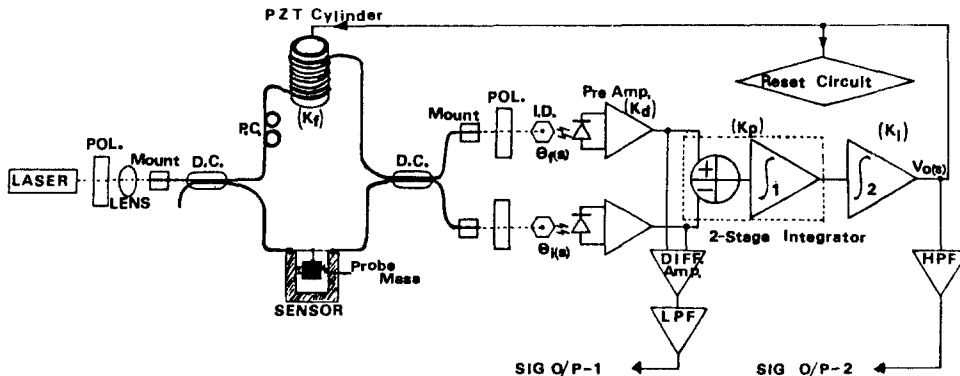


그림 1. 광학장치와 궤환 안정회로의 구성도

Laser(Spectra-Physics, model 138-02, λ : 632.8nm, TEM₀₀)와 편극기(Polarizer), 렌즈(ϕ : 1/8"), 세축 방향 조절용 장착지지대(mount fixture), 광분할 기능을 가진 직결합기(directional coupler), 단일모드 광섬유(Light-wave Technologies Inc., F1506, 15dB/Km, 125 μ m ϕ), 편극제어기, PZT 원통(Channel, 25.4mm ϕ , 3.17mmth., 전압팽창계수; 4×10^{-10} m/V)에 광섬유를 34회 감고 집착제로 부착하여 만든 위상변조기, 출력광량을 조절하여주는 광 조절기(iris diaphragm) 등으로 구성된다.

광검출기로 검출된 신호는 궤환 보상에 입력되며, 보상기 출력은 PZT 원통에 궤환되어 시스템을 안정화시킨다. 그리고 이 신호는 출력으로 이용된다. 두 광검출기에 입사되는 신호가 대칭되도록 편극기 및 직결합기를 조절하여주고, 두 신호의 영점 잔류오차(zero-offset)와 광출력 세기가 같도록 I.D. 및 전치증폭기의 전위차계(R_1)을 조절한다.

이와같이 잘 조절된 광학장치의 직결합기를 통하여 나오는 두 광파를 광검출기로 검출할때, 각각의 전기적 출력신호를 V_1 , V_2 라고 하면,

$$V_1 = V_0 [1 + \alpha \cos(S(t) + \phi_S - \phi_R)], \quad \dots (1)$$

$$V_2 = V_0 [1 - \alpha \cos(S(t) + \phi_S - \phi_R)], \quad \dots (2)$$

와 같이 나타낼 수 있으며,^[5] 두 신호의 차를 V_3 라고하면, V_3 는 직류성분이 제거된 아래의 식과 같이 표시된다.

$$V_3 = V_1 - V_2 = 2V_0 \alpha \cos[S(t) + \phi_S - \phi_R]. \quad \dots (3)$$

여기서, V_0 : 입력 광전력에 비례하는 상수

α : 직결합기의 분파비(splitting ratio)와 편광 상태에 따라 결정되는 결합상수

$S(t)$: 계속 광통로에 가해지는 신호 진폭에 비례하는 위상요소, 이때 $S(t) \ll \pi$ 가 된다.

ϕ_S : 계속 광통로를 지나는 광파의 임의의 위상요소

ϕ_R : 기준 광통로를 지나는 광파의 임의의 위상요소

식 (3)으로부터 직각조건은 $\phi_S - \phi_R = \pi/2$ 일때이며, 이때 $S(t) \ll 1$ 이면 차신호 V_3 는 $S(t)$ 에 비례하게 된다. 그러나 실제의 광섬유 간섭계는 주위환경의 영향으로 인하여 ϕ_S 와 ϕ_R 이 불규칙하게 큰 값으로 변화되기 때문에 직각조건을 만족하기가 매우 어렵다. 만약 $\phi_S - \phi_R = 0$ 이라면 선형신호는 완전히 소멸된다. 여기서 신호 $\cos[S(t) + \phi_S - \phi_R]$ 의 신호처리는 중요한 요소가 된다. $S(t)$ 와 $\phi_S - \phi_R$ 이 서로 다른 주파수대에 있다고 하여도, $\phi_S - \phi_R$ 의 진폭은 매우크고 코사인(cosine) 값은 비선형 함수로 되어있기 때문에, V_3 로부터 $S(t)$ 를 검출하기 위해서는 특별한 조건을 만들어 주지 않으면 안된다. 따라서 $\sin[S(t) + \phi_S - \phi_R]$ 에 비례하는 것과 같은 다른 어떤 신호를 V_3 에 인가함으로써 문제의 해결이 가능해진다.

능동 호모다인 방식에서는 간섭계를 직각 조건으로 유지시키기 위하여 PZT 원통을 이용한 위상변조기가 주로 사용된다. 위상변조기에서 발생하는 위상요소를 A 로 나타내면, 식 (3)의 차신호 V_3 는,

$$V_3 = 2V_0 \alpha \cos[S(t) + \phi_S - \phi_R - A]. \quad \dots (4)$$

가 되고, 여기서 직각 조건은 $\phi_S - \phi_R - A$ 가 $\frac{\pi}{2} \pm 2m\pi$ 와 거의 같은 값을 가질때이다. 이때 직각조건 근방에서 V_3 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_3 = 2V_0 \alpha [S(t) + \phi_S - \phi_R - A - \frac{\pi}{2}] = 2V_0 \alpha [\epsilon - A]. \quad \dots (5)$$

직각조건에서 V_3 는 거의 0이 되기 때문에 선형조정 이론의 관점에서 보면 이상적인 오차신호가 된다. 만약 V_3 로부터 적절한 궤환전압을 만들어 위상변조기에 인가하여 ϵ 이 완전히 상쇄 되도록 위상항 A 를 만들어 낸다면 오차신호가 zero가 되도록 구동시킬 수 있게 된다. 그러한 궤환신호는 V_3 의 적분으로 주어진다.

$$V_4 = g \int_0^t V_3(t') dt' \quad \dots (6)$$

궤환신호 V_4 에 대한 미분방정식은

$$\dot{V}_4 + gK_F 2V_0 \alpha V_4 = g 2V_0 \alpha \epsilon \quad \dots (7)$$

이다. 여기서 K_F 는 위상변조기의 변환율이 된다. 주파수에 따라 반응하는 $S(t)$ 의 변화가 궤환회로의 이득 대역폭적(gain bandwidth product; $gK_F 2V_0 \alpha$) 보다 훨씬 작다면, 식 (7)에서 $A = V_4 K_F = \epsilon$ 이 보장되며, $K_F V_4 = \epsilon = S(t) + \phi_S - \phi_R - \frac{\pi}{2}$ 가 되므로 V_4 는 신호 $S(t)$ 와 선형관계를 가진다. 그래서 $S(t)$ 는 적당한 필터를 통하여 ϕ_S 와 ϕ_R 로부터 검출할 수 있게 된다.

3. 보상기 회로

보상기 회로의 상세도는 그림 2에 나타냈다. 보상기는 저주파 드리프트(drift) 상태에서도 직각조건($\pi/2$ rad)을 만족하는 조건으로 동작되어야 최대감도를 가질 수 있다. 광검출기인 포토 다이오드는 암전류 잡음을 제거할 수 있도록 무 바이어스 상태로 전치증폭기를 구성하여 전류 증폭작용을 행한다.

여기서 R_1 은 두 증폭기간의 출력정합 조절용이다. 두 증폭기의 출력은 동상잡음 제거와 증폭기능을 가진 차동증폭기 및 차동적분기에 각각 입력된다. 차동증폭기(Gain=240)의 입력신호는 신호출력을 위한 저역필터(LPF)에 연결되고, 차동적분기의 출력은 D.C.로부터 측정하고자 하는 신호주파수까지의 모든 신호가 통과되는 2차 적분기에 연결되어, 보상회로를 구성하도록 위상변조기에 궤환된다. 차동적분기 내의 전위차계 R_2 는 두 광검출기에서 나온 전류차와 바이어스차 전류를 보상하도록 조절하여 준다. 2차 적분기는 루프를

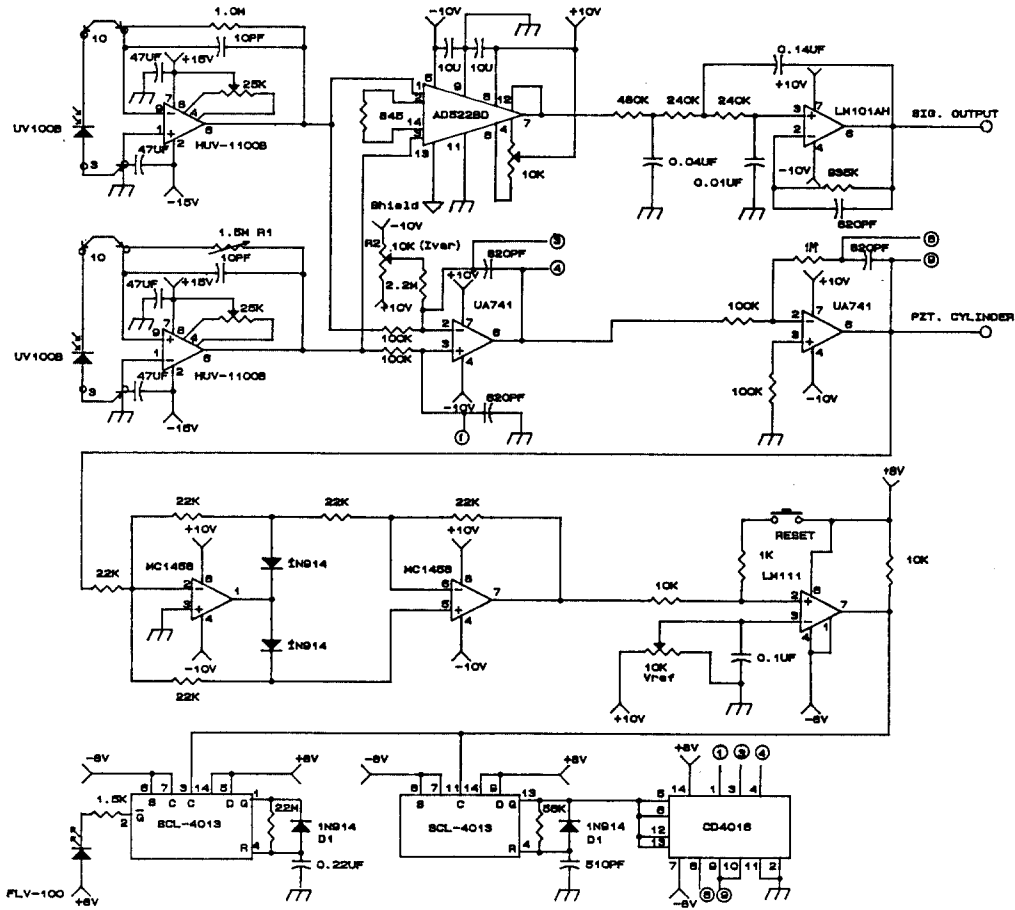


그림 2. 궤환 보상기 회로의 설계도

안정화시켜주는 멈춤기능을 가지고 있다. 위상변조기는 PZT 원통에 피복이 입혀진 상태의 광섬유를 34회(약 2.7m) 감아서 제작되었다.

기존 광동로에 발생된 위상이동이 계속 광동로에도 동일하게 발생되면 간섭계는 평형을 이루게되어 위상동기 시스템이 된다. 위상이 정확히 동기되면 간섭계에서의 출력은 전혀 나타나지 않게 된다. 광검출기에 오차신호가 인가되면 궤환회로의 증폭 작용에 의해 간섭계는 출력신호가 검출된다. 이때 오차신호가 0 이 되도록 위상변조기에 인가될 궤환전압을 적분기에서 만들어 궤환시키면 안정한 신호가 얻어지게 된다. 여기에서 위상변조기는 간섭계를 직각조건으로 유지시켜주는 역할을 한다. 궤환회로에는 연산증폭기(OP-Amp)가 이용되고 C-MOS 소자가 리세트 회로에 이용되었다. 리세트 회로는 궤환회로가 어느 한계점에 도달하면 신속하게 초기상태로 환원시킬 필요가 있기때문에 요구 된다. 각회로 소자에 적용된 공급전압은 $\pm 10V$ 로 하였다. 위상차가 2π rad의 정수배 보다크게되면 리세트 회로가 동작하게 되어 각적분기에 출력전압을 0 으로 리세트 시켜준다. 리세트 회로의 최대 전압범위는 $\pm 8V$ 이고 C-MOS 스위치에 의해서 제한 된다. 리세트 회로도에는 그림 2의 하단에 보였다. 리세트

회로의 동작과정을 살펴보면, 2차 적분기의 출력이 절대값 회로에 의해 정류되고, 기준전압 V_{ref} 와 비교되어 제어신호의 절대값이 V_{ref} 를 넘게되면 전압비교기(LM111)로부터 짧은 펄스가 출력된다. 그 출력은 두개의 단안정 멀티 바이브레이터를 트리거한다. 멀티 바이브레이터중 하나는 리세트가 일어난것을 알리는 표시로 4sec 동안 LED를 ON시켜주고, 다른 하나는 15us 동안 4개의 C-MOS 스위치를 닫아준다. 이들 C-MOS 스위치중 3개는 적분기의 캐패시터를 방전시키고, 나머지 1개는 PZT 원통을 방전시킨다. 모든 캐패시터와 PZT 전압은 10us 후에 0 으로 떨어진다. 이때 출력 파형에는 매우 짧은 잡음이 순간적으로 일어난다. 다이오드 D1은 불규칙 전압 흡수용이다. 기준전압 V_{ref} 는 리세트 동안 외부잡음을 최소화 시키도록 2π rad의 정수배로 조정하여 준다. 간섭계 보상회로의 출력은 측정하고자 하는 주파수 응답특성에 알맞도록 필터를 설치하여 출력신호를 얻게된다.

본 연구에 이용한 저역통과 필터의^[6] 차단주파수는 10Hz이고 10Hz 이상에서는 -60dB/decade로 이득이 롤 오프(roll off) 한다.

4. 궤환 루프의 해석

그림 1에 보인 시스템이 직각 조건에서 동작할때, 선형 방정식을 이용하여 다음과 같이 출력을 나타낸다.

$$V_o(s) = [\theta_i(s) - \theta_f(s)] G(s), \quad \dots (8)$$

여기서, $V_o(s)$: 출력전압의 라플라스(Laplace) 변환

$\theta_i(s)$: 계측 광통로내의 광파의 위상에 대한 라플라스 변환

$\theta_f(s)$: 기준 광통로내의 광파의 위상에 대한 라플라스 변환

$G(s)$: 루프의 순방향이득이 된다.

$G(s)$ 와 $\theta_f(s)$ 의 값은 다음과 같이 나타낸다.

$$G(s) = K_D K_p(s) K_I(s), \quad \dots (9)$$

이고,

$$\theta_f(s) = H(s) V_o(s), \quad \dots (10)$$

여기서 $H(s)=K_F$ 로서 궤환이득을 말한다. K_D 는 포토다이오드와 전치증폭기에 의한 변환이득을 나타내며 위상 간섭 모양에 따라 변화한다. K_F 는 PZT 원통의 변환이득이다. $K_p(s)$ 는 차동 적분기, $K_I(s)$ 는 2차 적분기의 전달함수이다.

식 (8), (9), (10)으로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_o(s) = \theta_i(s) G(s) / [1 + G(s) \cdot H(s)]. \quad \dots (11)$$

여기서 $G(s)$ $H(s)$ 는 루프의 전달함수이다. 2차 적분기는 멈춤 기능을 가진 루프 필터로서 작용하며, $K_p(s)$ 와 $K_I(s)$ 는 다음과 같이 나타낸다.

$$K_p(s) = -K_1/s, \quad \dots (12)$$

$$K_I(s) = -K_2(s+a)/s, \quad \dots (13)$$

$G(s)$ 와 $H(s)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G(s) H(s) = K(s+a)/s^2, \quad \dots (14)$$

여기서 $K=K_D K_F K_1 K_2$ 이다. 식(14)로부터 시스템 루프는 rad/sec로 표현되는 위상추적을 위한 타입 - 2 루프(type-2 loop)로 설계된^{[7][8]} 것이며, 안정상태에서는 제로(zero) 위상오차를 가진다. $1+GH=0$ 로 놓고 특성방정식을 풀면

$$s^2 + Ks + Ka = 0. \quad \dots (15)$$

가 되며, 고유주파수(f_n)를 가진 세컨드 오더(second order) 시스템에서는

$$f_n = (Ka)^{1/2} / (2\pi), \quad \dots (16)$$

로 나타낼 수 있으며, 감쇠율(damping ratio) (ζ)는

$$\zeta = K / (4\pi f_n). \quad \dots (17)$$

로 표시되고, -3dB 포인트에서의 대역폭은

$$f_{-3dB} = f_n [2\zeta^2 + 1 + ((2\zeta + 1)^2 + 1)^{1/2}]^{1/2}. \quad \dots (18)$$

로 주어진다. 그림 2에 보인 회로에 대한 주파수와 이득의 파라메타를 표 1에 나타냈다.

표 1. 궤환 안정화 회로의 적분기 멈춤 주파수와 각부의 이득

K_F (rad/v)	K_D (v/rad)	K_1 (v/v)	K_2 (v/v)	a (rad/s)
1.46	0.022	12200	10	1220

K_F 는 참고문헌[1]을 이용한 것으로, 저주파 삼각파(70Hz, 25Vp.p)를 PZT 원통에 인가시켜 한쪽 전치증폭기의 출력에서 측정된 것이다. K_D 는 궤환 루프를 구성하지 않은 상태에서, 작은 진폭의 신호를 PZT 원통에 인가하여 한쪽 전치 증폭기로부터 측정된 단위 Volt당 전압을 K_F 의 값으로 나누어 얻어진 값이다. K_D 의 주파수 특성은 16KHz에서 -3dB 대역폭을 가진다. 식(16) 과 (17)로부터 표 1을 이용하여 얻어진 f_n 및 f_{-3dB} 와 ζ 값은 다음과 같다.

$$f_n = 348\text{Hz}, \quad f_{-3dB} = 810\text{Hz}, \quad \zeta = 0.9,$$

식(14)로부터 저주파에서의 시스템 루프 이득은 $GH = 4.8 \times 10^{6/s^2}$ 이 됨을 알았고, IC 741(OP-Amp)의 개 루프 이득(open loop gain)은 3×10^5 (약 20MHz이하)에 의해 최대 이득은 제한된다.

5. 실험 및 결과

PZT 원통에 광섬유를 감아서 제작된 위상변조기의 주파수 응답특성은 그림 3에 보인것과 같이 10KHz 까지 평탄하고 40 KHz에서 제 1차 공진이 강하게 일어난다. 이 공진현상은 PZT 원통의 특성에 의한 것이다.

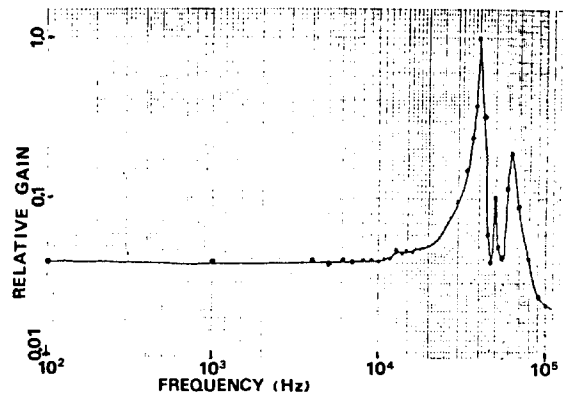


그림 3. PZT 원통의 주파수 응답

기준 광통로에 위치한 위상변조기의 위상추적 범위는 위상 변조기에 인가된 삼각파에 의한 광검출기로 부터 얻은 출력신호의 위상변화를 읽어 측정할 수 있다. 그림 4는 인가 전압대 위상 변화 특성을 보여준다. 최대값은 $\pm 3.7\pi$ rad 이 된다.

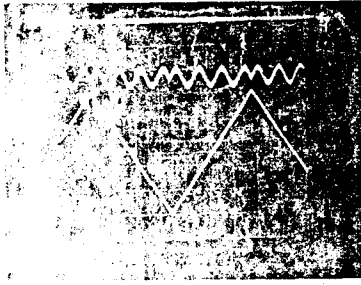


그림 4. PZT 원통에 인가된 삼각파(Lower trace, 5V/div, 70Hz)에 따른 광 검출기의 출력파형(Upper trace, 5mV/div)

시스템 루프의 안정상태 측정은 안정화 궤환회로를 구성하여 센서광섬유를 일정한 정지상태에 위치시키고, 간섭계로부터의 출력신호를 그림 1의 SIG O/P-1에서 측정하였다. 출력되는 신호의 크기를 시간의 경과에 따라 X-Y 기록기로 30분동안 나타낸것이 그림 5이다. 최대 변화는 $\pm 0.1\text{dB}$ 이내로 매우 안정화되어 있음을 보여준다.

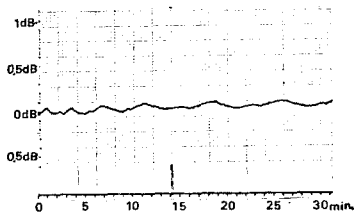


그림 5. 위상추적 궤환 보상기의 신호 안정도

안정화된 보상기의 반응실험은 회전에 따라 중력가속도(G)의 가변이 가능한 수직 원형판 위의 프레임에 센서 광섬유를 2cm 가량 보호막(jacket)을 벗기고, 양단을 고정시킨 후, 센서 광섬유 중앙점에 1그램 정도의 프로브 매스(probe mass)를 매달아^[9] 회전시키면서 0-1G까지 변화하도록 제작하였다. 그림 6은 약 10^0 간격으로 회전시키면서 중력가속도를 측정한 그림이다. 이때 광섬유 가속도기와 비교하기 위해서 선형 가속도기(linear accelerometer, Humphrey, Mod. LA45-0159-1, $\pm 5\text{G}$ range)를 추가로 부착하여 동시에 측정하였다. 이 실험결과를 비교해보면 대체로 잘 일치됨을 보인다. 이때 광섬유 가속도기의 출력은 전치증폭기의 출력단에 차동증폭기 및 저역통과 필터를 통하여 그림 1의 SIG O/P-1에서 얻었다.

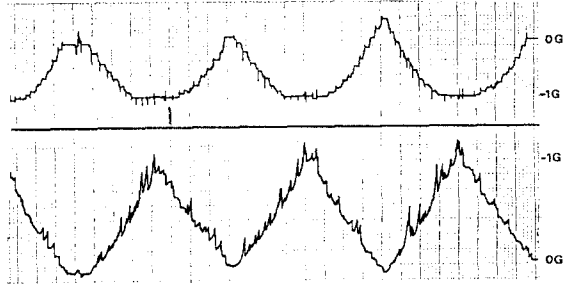


그림 6. 광섬유 가속도기(아래)와 선형 가속도기(위)로 측정된 0-1G 까지의 중력가속도 측정자료

6. 결 론

위상추적 호모다인 방식으로 동작하는 단일모드 광섬유 간섭계 센서는 주위의 온도변화나 진동 등에 의하여 출력신호의 크기가 불규칙하게 변화한다. 이러한 문제를 해결하기 위한 간단하고 효과적인 보상기를 제시하였다. 기존 광섬유에 위치한 위상변조기의 최대 위상 추적범위는 $\pm 3.7\pi$ rad로 제작되었고, 위상 추적 궤환회로인 보상기의 안정도는 $\pm 0.1\text{dB}$ 이내였다. 전치 증폭기의 출력단에 차동증폭기와 저역통과 필터를 연결하여 얻어 낸 신호출력은 0-1G 까지의 중력가속도 실험에서 그 변화량이 선형가속도기와 비교할때 대체로 일치됨을 알 수 있었다. 앞으로 프로브 매스를 개선하여 고감도(10^{-9}G) 센서에 대한 응용연구와 아울러, 주파수 성분을 가진 동적측정 대상에 대한 연구로서 2차 적분기 출력단에 대역통과 필터를 연결하여 나타나는 신호출력을 조사하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] V.Vali and R.W.Shorthill, "Fiber ring interferometer", Appl. Opt., Vol. 15, p.p. 1099, 1976.
- [2] D.A.Jackson, R.Priest, A.Dandridge, and A.B.Tveten, "Elimination of drift in a single-mode optical fiber interferometer using a piezoelectrically stretched coiled fiber", Appl. Opt. Vol. 19, pp. 2926-2929, 1980
- [3] D.E.N. Davis and S.A. Kingsley, "Method of phase-modulating signals in optical fiber: Application to optical telemetry systems", Elec. Lett., Vol. 10, p.p. 21, 1974.
- [4] C.M.Davis, E.F.Carome, M.H.Weik, S.Ezekiel, R.E.Einzig, "Fiber optic sensor technology handbook", Dynamic Systems, Inc., pp. 4-1 - 11, 1982

- [5] T.G.Giallorenzi, J.A.Bucaro, A.Dandridge, G.H.Sigel, J.H.Cole, S.C.Rashleigh, R.G.Priest "Optical fiber sensor technology", IEEE, J.Quantum Electron., Vol. QE-18, No. 4, pp. 626-665, 1982
- [6] Arthur B-Williams, "Electronic Filter Design Handbook", McGraw-Hill Book company, pp. 1-11, 1981
- [7] Floyd.M.Gardner, Phaselock Techniques, 2nd. ed.(Wiley, New York, 1979), Chaps. 2 and 4
- [8] Garth Nash, "Phase-Locked Loop Design Fundamentals", Motorola, Inc., Application Note AN-535
- [9] A.D.Kersey, F.Bucholtz, K.Sinansky, A.Dandridge "Interferometric sensors for dc Measurands- A New Class of Fiber Sensors"; SPIE Vol. 718 Fiber Optic and Laser Sensors IV, pp. 198-202, 1986