特輯

기술해설

광섬유의 음향센서 기법

(Technology of Optical Fiber Acoustic Sensor)

이 호 준 박 병 철
(Ho Joon Lee, Byung Chul Park)
(호서대학교 정보통신공학과) (성균관대학교 전자공학과)

Ⅰ. 서 론

광섬유 음향센서의 개발은 1977년 초부터 본격화되기 시작하였고 급속한 발전을 해나가고 있다[1]. 1977~1979년 사이에 광섬유 음향 센서의 감도가 100dB 정도 개선되었고 이는 과거의 전기음향장치의 수행능력을 훨씬 능가한 것이다[2]. 처음 광섬유 센서가 개발되었을 때 새로운 메카니즘으로 큰 충격을 주었으며 광섬유 센서의 장점을 들어보면 첫째, 현존하는 기술을 능가하는 민감도를 갖고 있다. 둘째, 상식적인 기술로 매우 다양한 종류의 물리적 변동(음향, 전자계, 회전, 온도, 전류, 속도등)을 감지할 수 있다. 셋째, 유연성이 좋아서 자유로운 형태를 얻을 수 있다. 넷째, 절연체로서 고전압, 전기적 잡음에 대한 특성이 좋고 고온, 부식등의 제한요소에 강하다. 또한, 광섬유 센서는 폭발의 위험, 고 에너지 방출, 강전자계, 또는 초고온에 노출되었을 때도 매우 우수한 특성을 유지하고 있어서 산업사회에 있어서 강력한 필요성이 인정되고 있다.

매우 민감한 센서가 필요한 경우 현재 사용되는 장치보다 광섬유 센서가 훨씬 유리하기 때문에 앞으로 광섬유 센서에 대한 큰 시장이 형성 될 것으로 기대된다. 광섬유 센서는 동작원리에 따라 진폭센서, 간섭센서 그리고 편광센서로 분류되며, 본고에서는 위의 분류에 따라 다양한 종류의 센서들을 동작원리, 구조, 이론적 개념에 대해 설명하도록 하겠다.

Ⅱ. 음향 진폭 센서

진폭 센서는 매우 다양한 변환 메카니즘에 기초를 두고 있다. 이 변환기술은 적용된 신호에 비례하여 광감도를 변화시키며 이점에서 진폭센서는 광섬유 간섭계 또는 위상 센서와는 성격이 다른 것이다. 변조지수는

$$Q=\Delta I / I_0 P \tag{1}$$

이고, 여기서 ΔI는 광 파우어의 변화분, I_0는 출력 광 파우어, 그리고 P는 압력이다. 변조지수 Q는 센서 응답과 최소 감지 문턱치 (threshold)를 결정한다. 전통적인 방법에 따른 센서응답 S는 압력의 변화에 따른 전압의 변화를 의미하며 S는

$$S=qI_0RQ \tag{2}$$

이고, 여기서 q는 검출기 응답도 [A / W], R은 검출기 부하 저항[Ω]이다. 산탄 잡음 (shot noise) 한계에 의한 검출 문턱치 (threshold)는

$$P_{min}=1 / Q(2eB / qI_0)^{1/2} \tag{3}$$

이고, 여기서 e는 전하량이고, B는 검출 대역폭이다.

1. 광섬유 microbend 센서

광섬유 microbend 센서는 광섬유의 bending 손실을 이용한 것으로 그림 1과 같다. 광섬유의 빛의 손실은 도파모드로부터 방사모드로의 결합에 의하여 발생된다[2]. 광섬유의 변형이나 불균일성에 의하여 모드간에 결합이 발생하여 광 파우어 전달이 이루어진다. 광섬유 microbending 광도 센서를 제작하기 위해서는 클래딩 모드를 제거하여 클래딩에서 코어로 돌아오는 광 결합을 금지하여야 한다. 두개의 융기면을 이용하여 bend의 진폭을 변화시킴에 의하여 광도 변조를 얻을 수 있다. 변조 지수는

$$Q=\frac{dT}{dx}\ \frac{dx}{dP} \tag{4}$$

이고, 여기서, T는 광섬유 전송도, x는 변위이고, dT/dx는 광섬유의 특성에 따른 파라미터, dx/dP는 디바이스의 기계적 설계에 의존한다.

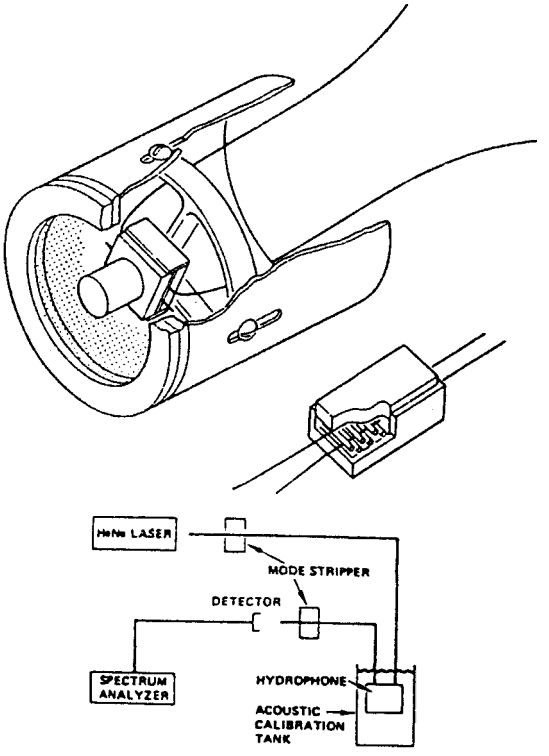

그림 1. 광섬유 microbend 센서

$$\beta-\beta'=\pm\frac{2\pi}{\Lambda} \tag{5}$$

이고, 여기서 β는 전파모드 전파정소, β'는 방사모드 전파정수, Λ은 주기적 변형에 의한 기계적인 파장이다. 최소 감지 압력은

$$P_{min}=\frac{1}{Q}\ \frac{(2eI_{dc}B)^{1/2}}{qI_o} \tag{6}$$

이고, 여기서 I_{dc}는 검출기 암전류이다. Microbend 센서의 가장 큰 장점은 광섬유 파우어가 광섬유 내에서 유지되는 것이며 이 변환 메카니즘은 다중모드 광섬유에서도 이용되며 대략 60dB re $1\mu P_a$ 보다 낮은 검출 문턱치를 제공한다[3].

2. Evanescent (결합 도파)센서

두 광섬유의 클레딩을 제거한 후 서로 가까이 놓으면 두 코어 사이에 빛의 결합이 발생하게 되어 파우어 변환을 얻을 수 있으며 그림 2와 같다[4]. 코어에 전송되는 에너지는 두 코어 사이의 거리에 의존한다.

$$Q=\sin\left(\frac{\pi L}{l}\right)\left\{\frac{\pi L}{Vl}\left[\frac{WV}{\rho}\right|C_a+(3+VD_o)(2\pi\rho/\lambda)(n_1^2-n_2^2)^{-1/2}(n_1C_{n1}-n_2C_{n2})+(3+VD_o)\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\cdot(n_1^2-n_2^2)^{1/2}C_\rho]\right)+\frac{2\pi C_L}{l}\Bigg\}\Bigg| \tag{7}$$

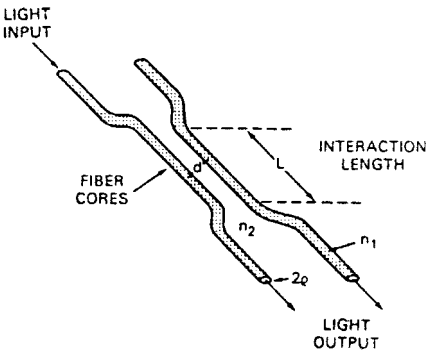

그림 2. Evanescent 센서

이고, 여기서 L은 상호작용 길이, l은 비트길이, V와 W는 광섬유 특성에 따른 파라메타, n_1은 코어의 굴절율, n_2는 코어 사이 매체의 굴절율, C_d는 압력에 따른 코어거리의 변화율, C_{n1}은 코어 굴절율의 변화율, C_{n2}는 매체 굴절율의 변화율, C_ρ는 코어반경의 변화율, C_L은 상호작용 길이의 변화율이다. 이 형태의 센서는 다중모드 광섬유에서 좋은 결과를 얻을 수 있다. 그러한 다중모드 광섬유 경우 50dB re $1\mu P_a$ 정도의 검출 문턱치가 얻어진다.

3. Moving 광섬유 hydrophone.

이 형태 센서의 구조는 그림 3과 같고 두 가닥의 광섬유 끝을 2~3μm 정도로 가까이 놓고 이중 한 가닥의 광섬유는 자유롭게 움직이게 되어 있다[5]. 음파 또는 다른 섭동에 의하여 자유로운 광섬유의 움직임에 의한 두 광섬유 사이에 결합되는 빛의 변화량을 측정하는 방식이다.

변조지수는

$$Q=\frac{1}{\pi\omega\rho ca\ \sin\theta}\ (1-\cos\ 2\theta) \qquad (8)$$

이고, 여기서 $\cos\theta=d/2a$, d는 광섬유 변위, a는 코어 직경, ω는 각 주파수이고, ρc는 음향 임피던스이다.

이 센서의 단점은 단일모드 광섬유가 이용되기 때문에 기계적 제작에 있어서 허용오차가 작고, 특히 어려운 점은 빛을 광섬유로 집광하기 힘든 점이다. 이 센서는 80dB re $1\mu P_a$ 정도의 검파 문턱치를 갖는다.

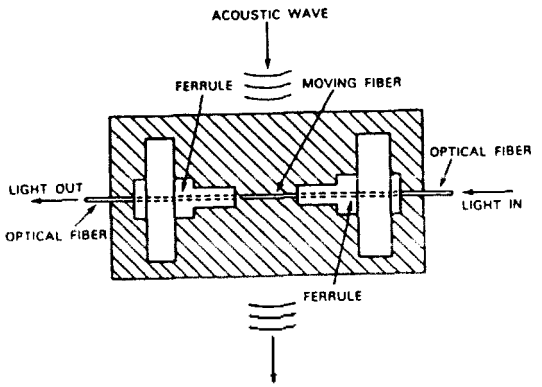

그림 3. Moving 광섬유 hydrophone

4. Schlieren (격자) 센서

음압파에 따라 움직이는 진동판에 광학격자를 고정하고 격자사이의 상대적 이동으로 지나는 빛의 변조를 얻을 수 있으며, 그림 4와 같다[6]. 변조지수는

$$Q=2/\rho c\ \omega\Gamma \qquad (9)$$

이고, 여기서 ρc는 매체의 음향 임피던스이고, ω는 각 주파수이고, Γ는 격자 주기이다. 이때 감도는 격자주기에 반비례하고, 변위에 대한 변화범위는 격자주기에 비례한다. 이 센서는 evanescent 다바이스처럼 엄격한 기계적 오차를 필요치 않는다.

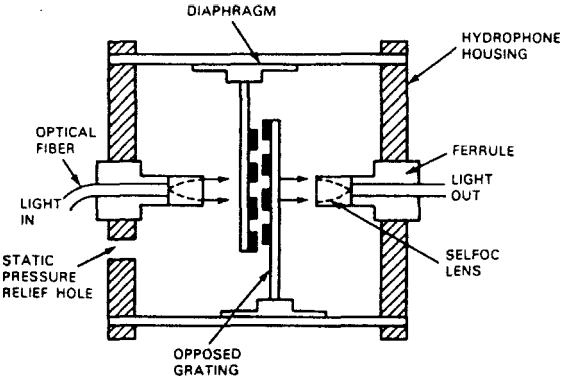

그림 4. Schlieren 음향 센서

5. Frustrated – 전반사 센서 [FTIR]

동작원리는 음파가 진동판에 압력을 가하면 그 압력에 의해 스프링이 축소되어 광섬유의 변위가 달라지며, 구조는 그림 5와 같다[7]. 이 광섬유는 모든 도파모드가 전반사 할 수 있는 각도로 자른 두 가닥의 광섬유를 충분히 가깝게 하여 광섬유 사이에 빛이 잘 통과할 수 있도록 한다. 한 광섬유가 고정되어 있고 다른 광섬유가 수직으로 이동한다면 광섬유 사이에 결합되는 광파우어는 광섬유 사이의 변위에 따라 달라지고 출력 광섬유에 의해 전달되는 빛은 변조된다. 변조지수는

$$Q=\frac{(Z^2+\delta^2)^2\left[4Z^2\delta^2\coth(\beta/2)\,\mathrm{csch}^2(\beta/2)\right]}{\left[(Z^2+\delta^2)^2+4Z^2\delta^2\coth^2(\beta/2)\right]^2}$$

$$\cdot\left(\frac{4\pi}{\omega\rho c\lambda}\right)(n^2\sin^2\theta-1)^{1/2} \qquad (10)$$

이고, ω는 음향의 각 주파수, ρc는 음향임피던스, $\beta = [\frac{4\pi}{\lambda}] (n^2 \sin^2\theta - 1)^{1/2}$, x는 광섬유 간격, λ는 광파장, n은 매체의 굴절율이다. FTIR은 약 60dB re $1\mu P_a$의 좋은 검출 문턱치를 얻을 수 있으나 엄격한 기계적 허용오차와 빛이 광섬유내에서 유지되지 못한다는 단점이 있다.

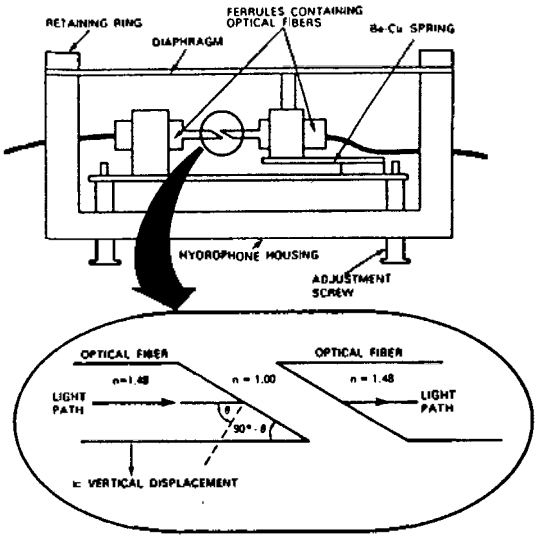

그림 5. Frustrated-전반사 음향센서

6. Near – 전반사 센서[NTIR]

NTIR은 FTIR과 매우 유사한 형태로 단일모드 광섬유를 임계각에 가깝도록 자른다. 구조는 그림 6과 같다[8]. 이러한 반사빔은 모니트 된다. 음압에의한 굴절율 n_1과 n_2의 변화율이 다를 때는 임계각의 미세한 변동을 가져오기 때문에 반사되는 빛의 양이 변조된다. 변조지수는

$$Q = \frac{2hn_1^4 \cos\theta [\cos\theta - (n^2 - \sin^2\theta)^{1/2}]}{\rho c^2 n_1^2 (n^2 - \sin^2\theta)^{1/2} [\cos\theta + (n^2 - \sin^2\theta)^{1/2}]^3} \quad (11)$$

이고, 여기서 n_2는 외부매체의 굴절율, n_1은 광섬유의 굴절율, c는 음속, θ는 입사각, h는 광탄성 상수, ρ는 매체의 밀도이다. 변조지수 Q는 센서의 임계각의 bias에 의존하며 임계각에 가까울수록 Q는 증가한다. NTIR은 지금까지 설명한 센서들과는 달리 기계적 설계가 필요없고 광학적 메카니즘에 기초를 두고 있다.

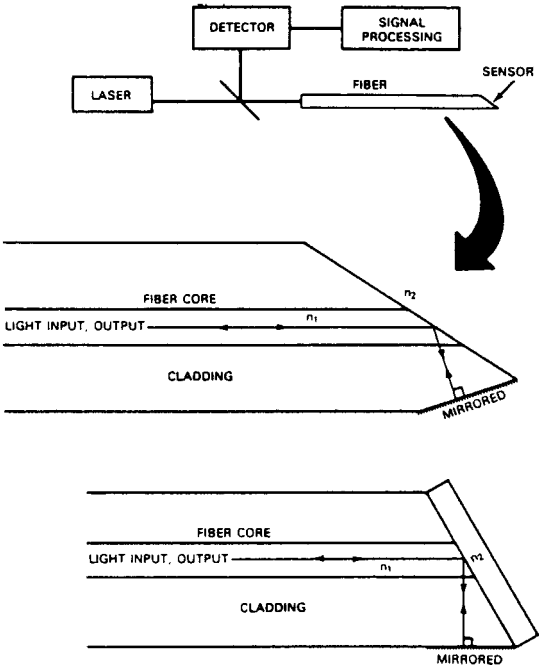

그림 6. Near-전반사 음향센서

Ⅲ. 간섭 센서

1. Mach-Zehnder 간섭 센서

A. 호모다인 검파

광위상 센서는 주로 Mach-Zehnder 간섭계를 이용한다[9]. 이 간섭계를 이용한 음향센서는 그림 7과 같다. 레이저빔은 빔 스플리터에 의해 나누어지고

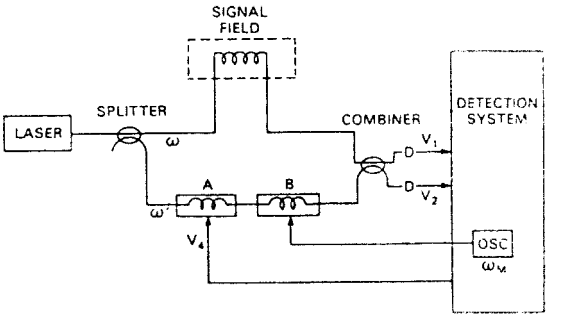

그림 7. Mach-zehnder 간섭 호모다인 음향센서

그 중 하나는 수중음파에 영향을 받는 단일모드 광섬유로 집광되며, 이 광섬유를 신호암이라 한다. 나머지는 기준암이라고 불리우는 광섬유 도파로에 의하여 전달된다. 복잡성을 피하기 위해 신호는 단지 신호암에만 작용하고 검파 시스템의 신호는 단지 기준 암에만 작용한다고 가정한다. 광섬유를 포함한 광학장치 내에서 선형적으로 편광되었다고 가정하고 외부신호에 따른 편광은 불변이라고 가정한다.

이 경우에 신호암에서 전장은

$$E_s=E_{so}\exp[i\omega t+s(t)+\phi_s] \tag{12}$$

이고, 기준암에서의 전장은

$$E_r=E_{ro}\exp[i\omega' t+A(t)+B(t)+\phi_r] \tag{13}$$

이고, 여기서 $S(t)=2\pi nL_{opt}/\lambda$은 신호신폭에 비례하며 전형적으로 $S(t)\ll\pi$ 이고 L_{opt}는 간섭계 두암을 통과하는 광학 경로차이고, n은 광섬유 코어의 굴절율이다. 신호암과 기준암에서 임의의 위상은 각각 ϕ_s와 ϕ_r이다. 이상적 경우에 ϕ_s와 ϕ_r은 상수이나 간섭계의 광섬유에서 준랜덤형태로 변화된다. 몇 초동안에 이 표류의 진폭은 2π나 또는 그 이상이다.

두 위상 변조장치(A와 B)는 기준암의 위상에 포함된다. 이 위상 변화는 압전 (piezoelectric) 원통에 광섬유를 감고 이 원통에 전압신호를 인가함에 의하여 만들어진다. A와 B의 사용은 검파 시스템의 종류에 따라 결정된다. A는 quadrature 조건에서 간섭계를 유지하기 위하여 사용되고 B는 $\phi_m\sin\omega_m(t)$의 형태를 갖는다.

평형 광 혼합기에서 E_r과 E_s의 간섭은 광 결합기에 의하여 이루어지고 두개 다이오드에 의해 만들어지는 두 전기신호 V_1과 V_2는

$$V_1=V_0[1+\alpha\cos(s(t)+\phi_s-\phi_r)] \tag{14}$$

$$V_2=V_0[1-\alpha\cos(s(t)+\phi_s-\phi_r)] \tag{15}$$

$$V_3=V_1-V_2 \tag{16}$$

이다. 신호는 입력 광전력에 비례한다. 혼합효율은 편광상태와 결합기의 광파우어 분배율에 의존한다.

압력 P에 대한 광검파기의 출력전압은

$$\delta V=\pm 2\pi\left(\frac{L_{opt}}{\lambda}\right)\ V_0\left(\frac{\partial n}{\partial P}+\frac{n}{L_{opt}}\ \frac{\partial L_{opt}}{\partial P}\right)\ dp \tag{17}$$

이다. 코어직경이 2.5μm이고 손실이 0.25 dB/m인 4m 길이의 두개의 광섬유를 사용하고, 그 중 하나는 5m 직경의 원통에 감겨져 수중에 놓여지고 기준암은 음파로부터 차단된다. He-Ne Laser가 사용되었을 때 음향센서의 감도는 260dB $1V^{-1}\ \mu P_a^{-1}$이다. 파장이 0.5145μm인 광원을 사용했을 때 대략 140~180dB $1V^{-1}\ \mu P^{-1}$의 감도를 갖는다. 이것은 보고된 최고성능의 압전 hydrophone 보다 개선된 결과이다.

호모다인 검파 시스템의 첫번째 방식은 수동 호모다인 방식이다[10]. quadrature 조건에서 $\phi_s-\phi_r=\pi/2$이고, $S(t)\ll$ 일 때 V_3는 S(t)에 비례한다. ϕ_s와 ϕ_r의 큰 변동에 의하여 신호소멸이 발생되고 $\phi_s-\phi_r=0$일 때 완전히 소멸된다. 만일 $\sin[S(t)+\phi_s-\phi_r]$에 비례하는 신호가 얻어진다면 이 문제의 해결이 가능하다. V_3는 cosine에 비례하는 신호라 하고 V_3'는 sine에 비례하는 신호라 할 때

$$V_3\frac{d}{dt}\ V_3'-V_3'\ \frac{d}{dt}V_3\propto\frac{d}{dt}\ [S(t)+\phi_s-\phi_r] \tag{18}$$

이다. 미분과 승산의 연산은 아날로그 회로로 만들어진다. 이 식의 결과는 S(t)와 $\phi_s-\phi_r$의 합이다. 만일 ϕ_s와 ϕ_r의 변화가 S(t)의 다른 주파수 대역에서 이루어지면 여파기를 사용해 제거할 수 있다. 90° 위상차를 갖는 신호를 만들기 위해서 2×2 결합기 대신에 3×3 결합기를 사용한다.

호모다인 시스템의 다른 유형인 위상추적 호모다인 신파방식에는 PTDC[10]와 PTAC[11] 방식이 있고, quadrature 조건을 만족시키기 위해 압전 크리스탈을 사용한다. PTDC의 동작은 두 유형중 더욱 간단하다. 이 경우에서 식 (16)의 신호 V_3는

$$V_3=2\ V_0\ \alpha\ \cos[s(t)+\phi_2-\phi_r-A] \tag{19}$$

이고, 이 식은 quadrature 조건하에서

$$V_3=2\ V_0\ \alpha[s(t)+\phi_s-\phi_r-A-2/\pi]$$
$$=2\ V_0\ \alpha(+\varepsilon-A) \quad (20)$$

이다. quadrature 조건에서 V_3가 영이 되기 때문에 선형 제어이론의 관점에서 볼 때 이상적인 에러 신호이다. 만약 적당한 궤환 전압이 V_3로 생성될 수 있고 압전 소자에 인가된다면 위상 A는 정확하게 ε를 상쇄할 수 있고 에러 신호를 영으로 만들 수 있다. 이 같은 궤환 신호는

$$V_4=g\int V_3(t')\ dt' \quad (21)$$

이다. PTAC 구조는 PTDC 구조의 변형이다. 이 시스템은 궤환 위상변조기 뿐만 아니라 발진 위상변조기도 사용한다. 발진 위상변조기는 V_1과 V_2 신호에 주파수 ω_m 신호와 그 고조파 신호를 나타나게 한다. 발진신호 V_1는 B 압전소자를 구동하는 국부발진기와 혼합된다. 이 혼합은 $\cos[s(t)+\phi_s-\phi_r-A]$에 비례하여 천천히 변화하는 신호를 만든다. 이것은 PTDC 구조에서 V_3와 같은 동일한 형태이다. 궤환회로의 세부적인 것들은 PTDC 검파 시스템과 근본적으로 일치한다. PTDC 구조에 비하여 PTAC 는 복잡하다는 단점과 아울러 대역폭적의 제어가 쉽다는 장점이 있다.

B. 헤테로다인 검파

광섬유에 가해지는 기계적 압력은 기계적 변형과 광탄성 효과에 의하여 광섬유 내를 지나는 고히어런

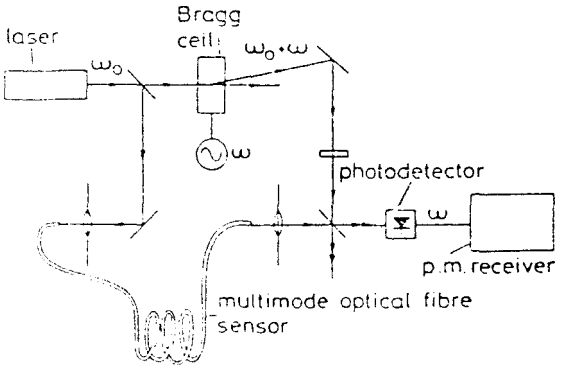

그림 8. Mach Zehnder 구성의 헤테로다인 광학센서

트 광의 위상을 변화시킨다. 이러한 위상 변조를 검출하기 위하여 광섬유에 입사시킨 광을 주파수 shift시킨 빛의 주파수차와 같은 주파수가 광검파기에 검출된다. 광 검출기로부터의 비트 신호는 광섬유 내의 위상변조 신호와 같고 광섬유에 인가된 압력과 선형적으로 비례하는 신호를 복조하기 위하여 전기적으로 위상복조된다.

이 헤테로다인 검파시스템은 그림 8과 같으며 한 암은 신호 암이고 다른 암에는 브라그셀 (bragg cell)을 갖는 Mach-Zehnder 간섭계로 구성된다. 브라그셀은 기준 암에서 광 발진 주파수의 shift를 만든다.

이때 출력신호 V_3는

$$V_3=2V_0\ \alpha\ \cos[(\omega-\omega')t+s(t)+\phi_s-\phi_r] \quad (22)$$

이다. 이 식은 위상변조 캐리어의 고선적 형태이다. 이러한 신호에서 S(t)를 얻어내기 위한 몇가지 방법이 있다. 아마 가장 간단한 방법은 $\omega'-\omega$에 동조된 FM 변별기를 사용하는 것이다. 그 때 출력은 $d/dt[s(t)+\phi_s-\phi_r]$이다.

FM 복조의 여러방법을 논의하기 전에 식을 얻기 위한 다른 방법을 고려한다. 이것은 브라그 셀이 수 watt의 전력을 소모하고 정렬문제가 있는 바람직하지 않은 bulk 광학소자이기 때문이다. 이 새로운 방법은 합성 헤테로다인 검파시스템 (SHET)이다[9]. 이 경우에 신호 V_3는

$$V_3=2V_0\ \alpha\ \cos[\phi_m\sin\omega_m t+s(t)+\phi_s-\phi_r] \quad (23)$$

이다. 여기서 ϕ_m은 거의 1이고, 헤테로다인 신호를 만들기 위해 발진기로 부터의 $2\omega_m$과 V_3로 부터 ω_m으로, 발신기로부터의 ω_m과 V_3로부터 $2\omega_m$으로 $3\omega_m$을 각각 만들 수 있다. 이렇게 해서 얻어진 신호의 합 V_H는

$$V_H=\sin[3\omega_m t+s(t)+\phi_s-\phi_r] \quad (24)$$

이다. 이 신호는 식(22)의 헤테로다인 신호와 동일한 형태를 갖는다. 이 방법은 헤테로다인 신호를 합성하

며, 장점은 bulk optic을 사용하지 않고 헤테로다인 신호를 만드는데 있다. 단, 압전 세라믹이 사용되고, 이 신호로부터 S(t)를 추출하기 위한 가장 간단한 방법은 ω_m에서 동조된 FM 변별기의 사용이다.

헤테로다인 신호를 처리하기 위한 또 다른 방법은 모든 전자 궤환회로를 이용한 위상 추적 방법이다[14]. 이 방법에서 헤테로다인 신호는 선형적으로 조절된 위상을 갖는 주파수 ω_m이 국부발진기와 혼합된다. 이 혼합 결과는 식 (19)의 형태를 갖는다. 그 궤환회로는 국부발진기의 위상이 전기적으로 제어된 다른 것을 제외하면 PTDC 접근에서 사용한 것과 매우 유사하다.

헤테로다인 검파 시스템의 주요한 장점은 간섭계에 궤환이 필요치 않다는 것이다. 이것은 두 PTDC와 PTAC 검파 시스템에서 공통적인 문제이다. 그러므로, 헤테로다인 접근은 위상 변동율이 매우 클 때 유리하다.

헤로다인 방식의 결점은 일정파의 위상잡음을 갖는 발진기에 있다. 그 외에 FM 변별기는 높은 주파수 신호에서 보다 낮은 주파수 신호에서 분해 감도가 떨어진다. 그러므로, 헤테로다인 방식은 10 Hz 보다 낮은 신호에서 사용될 수 없다.

2. Michelson 간섭 센서

Michelson 간섭계를 사용하여 사물의 진동을 측정하는 장치는 그림 9와 같다[15]. 레이저는 포트 1로 입사되고 결합부를 통과하여 출력포트 3과 4로 나뉘어진다. 포트 4로부터 나온 빛은 렌즈를 통하여 유연 코일에 부착된 진동하는 거울에 비취사고 위상변조

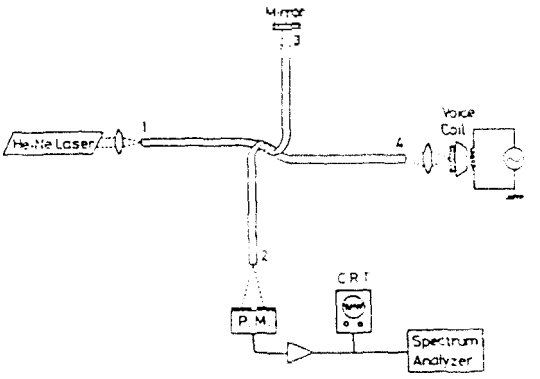

그림 9. Michelson 간섭 센서

된 빛은 다시 포트 4로 집광된다. 이 빛과 거울에 반사된 포트 3으로부터 반사된 빛은 다시 결합부를

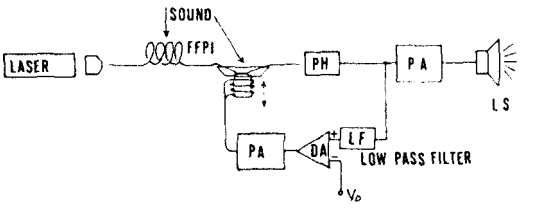

그림 10. Fabry Perat간섭 음향 센서

통해 포트 2로 나온다. 이 때 진동에 의하여 야기되는 위상정보는 광 증배관에 의하여 검출한다. 측정 가능한 변위는 0.01μm 정도이다.

3. Fabry-Perot 간섭 센서

Fabry Perot 간섭계를 이용한 마이크로폰 센서는 그림 10과 같다[16]. 레이저는 렌즈를 통해 간섭계로 입사된다. 빔 스플리터를 사용하여 빔이 나뉘어지고 각 빔은 단일모드 광섬유에 집광된다. 출력 광의 세기는 저역 여파기를 통해 간섭계 안정점에 대응되는 전압 V_o와 차동 증폭되고 이 신호는 전력 증폭기 PA를 통해 스피커 콘을 구동하는 유성코일에 전달된다. 간섭계의 일부분은 콘의 위치에 따라 광섬유 길이가 변화되도록 콘에 부착된다. 이 때 외부의 음성신호는 간섭계 길이를 변조하여 출력 광의 세기를 변화시킨다.

4. 모드사이의 간섭센서

모드사 간섭센서는 두개의 단일모드 광섬유에 의해서만 이루어지는 것이 아니라 단지 한개의 두 모드 또는 다중 광섬유로도 이루어진다. 각 모드들의 [illegible] 따라 다른 방법으로 이루어지고 모드들은 다른 편광을 갖는다. 간섭센서의 장점은 [illegible] 사용하므로 [illegible] 없는 점이며 주어지는 물질 배율 간섭보다 높이 노파하다. 외부작용에 의하여 각 모드들에 달리 작용할 때의 출력신호가 변화되어 다양한 광섬유 다중모드 간섭계의 다른 장점은 그 구조의 단순성에 있다.

아것은 편광이 다른 모드들이 이용될 경우에 하나의 광 도파로와 두개의 편광필터로 이루어진다. 외부압력은 간섭계 출력에 speckle 패턴의 해석에 의해 측정된다.

도파로의 단위 길이당 외부압력 F에 대한 위상변화는 길이 L과 굴절율 n의 변화에 따라 이루어진다. 출력신호는 도파관을 따라서 전파되는 두 모드사이에 상호작용에 기인하며 음향적으로 달라 작용하는 shift에 의해 특성 지워진다. 실험적이고 이론적인 고찰에 의하여 음향진동의 감도는 모드의 전파 상수 사이의 차이에 비례한다. 위상 변화는

$$\frac{\Delta\phi}{PL}=\Delta\beta\left(\frac{1}{L}\ \frac{\partial L}{\partial P}\right) \tag{25}$$

이다. 음향진동 센서의 감도는 단일모드 간섭계의 감도보다 10^3배이고, 문턱치는 6~18dB 떨어진다.

Ⅳ. 편광 센서

편광센서는 빛이 광섬유를 진행하는 동안 복굴절의 변화에 근거한다[18]. 음향센서의 경우 그림 11과 같이 Compliant 실린더에 감긴 광섬유내에 유도되는 압력 변화를 통하여 광섬유 코일의 복굴절이 변화된다. 광섬유 내에서 전파되는 빛의 편광 회전(rotation) 을 적절한 분석기 (analyzer)를 이용하여 진폭변화로 변경한다. 변조지수 Q는

$$Q=\frac{4.9\times10^6 al}{Eb(1-a^2/b^2)}\ (1-0.27\ a/b)\cdot[(1-2\upsilon)+(1+\upsilon)a^2/b^2] \tag{26}$$

이다. 여기서 a는 광섬유 반지름, l는 광섬유 길이, E는 실린더 Young 계수, υ는 실린더 포이슨율, 그리고 b는 실린더 반지름이다. 이런 편광센서는 단일 광섬유 내에서 조절되며 다른 간섭센서들보다 이론적으로 간단하다는 장점이 있으나, 단점으로는 간섭센서와 같이 단일모드 광섬유로 설계되는 점이다.

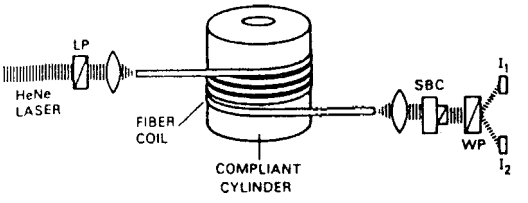

그림 11. 편광 음향 센서

Ⅴ. 결 론

광섬유 센서의 상상을 초월한 민감도, 자유로운 형태, 무 유도성 및 여러 특징들을 이용하여 많은 종류의 새로운 센서들이 보고되었다. 광섬유 센서중 진폭센서는 넓은 감지범위를 갖고 있으며 가격이 저렴할 뿐아니라 악 조건하에서도 우수한 감지능력을 보인다. 또한 진폭센서의 출력은 광도 변조이므로 이런 센서들은 광섬유 원격링크에 적합하다. 간섭센서는 매우 작은 변위를 측정하기 위한 섬세한 테크닉이다. 대단히 뛰어난 민감도를 갖는 이 형태의 센서는 이론치에 근접하지 못하고 있으나, 광섬유 코팅기술을 통하여 상당한 성능의 향상이 이루어질 것이다. 편광센서는 Compliant 실린더를 이용한 복굴절의 변화를 이용한 것으로 높은 주파수에 적용되며 간섭 센서와 비교할만한 응답을 얻을 수 있다.

광섬유 센서는 지난 몇년간 놀라운 발전을 이루었으며, 빛의 예민하고 고유한 특성과 광섬유의 우수성을 결합하여 각각의 사용목적, 검출소재, 변동요인 등을 고려하여 적절하게 이용하면 그 적용 범위를 넓힐 수 있다. 앞으로 수년내에 이 기술의 발전은 무궁할 것이며, 잠재하고 있는 광섬유 센서시장에도 큰 성장이 있으리라 기대한다.

Ⅵ. 참 고 문 헌

1. T. Giallorenzi, J Bucaro, A Dandridge, G Sigel, J Cole, S Rashleigh, R Priest, "Optical Fiber Sensor Technology", IEEE, Quantum Electronics, vol. QE18, pp. 626~665, 1982.
2. N. Lagakos, T. Litovitz, P. Macedo, R. Mohr, and R. Meister "Multimode Optical Fiber Displacement Sensor", Appl. Opt., vol. 20, pp. 167~168, 1981.
3. J. N. Fields and J. H. Cole, "Fiber microbend acoustic sensor", Appl. Opt., vol. 19, pp. 3265~3267, 1980.

4. J. D. Beasley, "Multimode optical evanscent-wave acoustic sensor", J. Acoust. Soc. Amer., vol. 68, pp. 595~598, 1980.
5. W. B. Speliman, Jr. and R. L. Gravel, "Moving fiber-optic hydrophone", Opt. Lett., vol. 5, pp. 30~31, 1980.
6. W. B. Spellman, Jr. and D. H. McMahon, "Schlieren multimode fiber-optic hydrophone", Appl. Phys. Lett., vol. 37, pp. 145~147, 1980.
7. W. B. Spellman and D. H. McMahon, "Frustrated-total-internal-reflection multimode fiber optic hydrophone", Appl. Otp., vol. 19, pp. 113~117, 1980.
8. J. A. Bucaro, H. D. Dardy, and E. Carome, "Fiber optic hydorophone", J. Acoust. Soc. Amer., vol. 62, pp. 1302~1304, 1977.
9. R. L. Phillios, "Proposed fiber optic acoustical probe", Opt. Lett., vol. 5, pp. 318~320, 1980.
10. S. K. Sheem, T. G. Giallorenzi, and K. Koo, "Optical techniques to solve the signal fadig problem in fiber interferometers", Appl. Opt., vol.21, no.4 pp.689-693 1982.
11. P. Shajenko and E. L. Green, "Signal stabilizing of optical interferometic hydrophones by tuning the light source", Appl. Opt., vol. 19, pp. 1895~1897, 1980.
12. I. J. Bush, "Accurate phase measurement system for a fiber optic interferometer", in Dig. Conf. on Lasers and Electroopt., IEEE/OSA, Washington, DC, June 10~12, 1981.
13. J. H. Cole, B. A. Danver, and J. A. Bucaro "Synthetic- Heterodyne interferometric demodulation", IEEE J. Quantum Electron., vol.QE-18, no.4, pp.694~697, 1982.
14. D. A Jackson, "A prototype digital phase tracker for the fiber interferometer", J. Phys. E., vol. E14, pp. 1274~1278, 1981.
15. Toshihiko Yoshino, Kiyoshi Kurosawa, Katsuji Itoh, and Terizi Ose, "Fiber-optic fabry-perot interferometer and Its sensor applications" IEEE J. QE, vol. QE-18, no. 10, pp.1624~1633. 1982.
16. M. Imai, T. Ohashi, and Y. Ohtsuka, "Fiber-optic Michelson interferometer using an optical power divider", Optics Letters, vol. 5, no. 10. pp.418~420. 1980.
17. M. R. Layton and J. A. Bucaro, "Optical fiber acoustic sensor utihzing mode-mode interference", Applied Optics, vol. 18, no. 5. 1 pp.666~670., 1979
18. S. C. Rashleigh, "Acoustic sensing with a single coiled mono-mode fiber", Opt. Lett., vol. 5, pp. 392~394, 1980.

筆者紹介

▲李 鎬 俊(正會員) 1955年 8月21日生

1978年 2月：成均館大學校 電子工學科(工學士)
1980年 2月：成均館大學校 大學院 電子工學科(工學碩士)
1980年 7月~1983年 6月：陸軍士官學校 電子工學科 專任講師
1987年 2月：成均館大學校 大學院 電子工學科 工學博士
1987年 2月~現在：湖西大學校 情報通信工學科 助教授

▲朴 炳 哲(正會員) 1930年 4月30日生

1957年 9月：서울大學校 工科大學 通信工學科 卒業(工學士)
1975年 2月：仁荷大 大學院電氣工學科(工學博士)
1980年 9月：日本 東京大學外國人研究員(1年間)
1986年12月~1989年 2月：成均館大學校 工科大學長
1972年 2月~現在：成均館大學校 電子工學科 教授