

논문 97-6-2-03

광섬유 자이로스코프의 위상추적 신호처리 분석

예윤해*, 조성목*, 김종호*

Analysis of the Digital Phase Tracking Technique for Fiber-Optic Gyroscope

Y. H. Yeh*, S. M. Cho*, and J. H. Kim*

요 약

디지털 위상추적 신호처리방식은 개회로 구성의 광섬유 자이로스코프를 위한 방식이면서도 개회로 방식 신호처리의 한계로 지적되고 있는 다이내믹 레인지의 한계 및 광원의 세기변화 또는 신호처리상에서의 이득 변화에 대한 의존성 등의 단점을 해결할 수 있는 것으로 발표되었다. 본 논문에서는 디지털 위상추적 방식 신호처리기의 성능을 제한하는 요소로서 신호처리기의 구현 과정에서 도입될 수 있는 위상변조신호에 내포된 고조파 성분 및 이의 크기, 위상차, 변조진폭 변화, 신호 경로의 대역폭 제한, mixer의 구현방법 등을 찾아낸 후 각 요소의 영향을 정량적으로 분석하였다. 마지막으로 $1 \mu\text{rad}$ 급의 분해능을 갖춘 신호처리기가 가져야할 조건을 계산함으로써 디지털 위상추적 신호처리기의 구현과정에서의 주의 사항을 제시하였다.

Abstract

A new open-loop signal processing technique of digital phase tracking is known to have a potential to solve the problems in the open-loop processor such as limited dynamic range, dependence on the optical intensity fluctuations, and dependence on gain fluctuations of signal path. But new problems with digital phase tracking must be solved before it can be a useful signal processing method. In this paper, barriers to the success of the digital phase tracking such as harmonics content, phase difference, amplitude variations of the phase modulation(PM) signal, bandwidth limit of the signal path, and the implementation of the mixer, are pointed out and their effects on the performance of the signal processor are analyzed to calculate the requirements of the signal processor for $1 \mu\text{rad}$ -grade FOG.

1. 서론

광섬유 자이로스코프(FOG : Fiber-Optic Gyroscope)는 광섬유로 구성된 간섭계로서 Sagnac효과를 이용하여 회전을 측정할 수 있는 기구이며, Sagnac 효과는 고리

형태로 구성된 Sagnac 간섭계의 경로를 따라 서로 반대방향으로 진행하는 빛간의 경로 차가 간섭계의 회전율에 비례하는 효과를 말한다. 간섭계의 출력은 회전율에 비례하여 발생하는 두 빛간의 Sagnac 위상차의 정현 함수형태로 주어지며, 이 관계식을 그대로 이용할 경우 비선형 출력특성과 함께 측정 가능한 Sagnac 위상차의 최대 값이 π 이내로 제한되는 단점이 있다. 이러한 문제를 해결함과 동시에 고 감도, 넓은 회전을 측정범위를 한꺼번에 얻기 위해 다양한 종류의 신호처리 방식이 연구되어왔다.

* 경희대학교 전자공학과, 레이저공학연구소
Department of Electronic Engineering and
Institute for Laser Engineering

* 본 연구는 한국과학기술원 전자광학특화연구센터
를 통한 국방과학연구소의 연구비 지원으로 수행
되었습니다.

<접수일자 : 1996년 11월 1일>

FOG신호처리기술^[1]은 FOG의 광학구성에 따라 폐회로 구성과 개회로 구성으로 나뉘며, 고가이고 대전력을 요하는 주파수 편이기(frequency shifter)를 사용하는 방식과 serrodyne 방식이 폐회로 구성의 FOG용 신호처리 기술로 사용된다. Serrodyne 방식 신호처리에서는 Sagnac 위상차를 상쇄시키기 위해 필요한 비가역적 위상 편이를 얻기 위해 집적광학(IO) 변조기와 같은 광대역 변조기를 사용한다. 이 경우 집적광학(IO) 변조기와 광섬유간의 접속손실 및 IO변조기 자체의 손실이 크므로 광효율이 낮고, 접속 면에서의 후방반사 또한 문제가 되며, 가격이 높은 점과 부품의 수급이 용이하지 않다는 점 등의 문제가 있다. 이에 반해 단순 위상변조, 디지털 위상추적(DPT : Digital Phase Tracking) 및 전 디지털 신호처리기술^[2-4]은 개회로 구성의 FOG에 적용 가능한 기술로써 협대역 위상변조기로도 충분하므로 all-fiber구성의 FOG가 가능케 하는 신호처리기술이다.

현재까지 FOG의 신호처리용으로 연구 발표된 기술 중에서 대표적인 것으로는 단순위상변조, serrodyne 방식, DPT를 들 수 있으며, 이들 중 디지털 serrodyne 방식^[1]이 가장 우수한 신호처리 방식으로 알려져 있다. 그러나 아날로그 serrodyne 및 디지털 serrodyne 방식으로 대표되는 폐회로 신호처리와 단순위상변조로 대표되는 개회로 신호처리 등은 이미 기술이 완성되어 특허권 등이 구미각국의 FOG선진업체들의 전유물이 된 반면 1991년 Toyama등^[3]에 의해 발표된 DPT는 폐회로 구성의 장점과 개회로 방식의 장점을 동시에 취할 수 있는 FOG 신호처리 방식으로 기대된다.

DPT 방식은 폐회로 방식에서의 광학적 폐회로 대신 전자회로적 폐회로를 이루어 일반적인 개회로 방식 신호처리의 한계로 지적되고 있는 다이내믹 레인지의 한계 및 광원의 세기변화 또는 신호처리상에서의 이득 변화에 대한 의존성 등의 단점을 보완할 수 있으며, 광학구성이 개회로 방식과 동일하여 협대역 위상변조기로도 신호처리가 가능하므로 all-fiber 구성이 갖는 경제성, 광효율 등 개회로 방식의 장점까지 취할 수 있는 신호처리 방식이다. 그러나 실제로 이 방식의 구현과정에서 도입된 신호처리의 불완전성은 낮은 회전율에서의 오프셋, 드리프트, 비선형성, 분해능의 제한 등 많은 문제를 야기시킴으로써 이 방식의 유용성에 강한 의욕을 제기시켰다. 본 논문에서는 위에서 언급된 문제를 해결하는 것을 주된 목적으로 구현과정에서 발생

될 수 있는 비 이상적인 요소들을 찾아낸 후 이들 개별요소의 불완전성이 신호처리의 성능에 미치는 영향을 분석하고, 이들 비 이상적인 요소들에 의한 성능의 저하를 방지할 수 있도록 신호처리방식을 보완함으로써 DPT 방식을 완성시킴과 동시에 독자적인 FOG신호처리기술을 개발하고자 하였다. 아래에서 DPT의 동작원리, 문제점, 및 개선된 DPT(ADPT-Advanced Digital Phase Tracking) 처리기가 가져야할 요건의 순서를 따라 연구 결과를 보고하였다.

2. DPT의 원리^[3]

디지털 위상추적 신호처리 방식(DPT)을 위한 FOG의 구성은 그림 1과 같으며, 광원과 광검출기, Sagnac 루프, 방향성 결합기, 협대역 또는 광대역 위상변조기로 구성된 광학부와 광검출기로부터의 전류출력을 이용하여 신호처리를 행하는 신호처리부로 구성된다.

신호처리부는 광검출기의 전류 $I_D(t)$ 와 가변사각파 $A(t, \delta)$ 를 곱하는 곱셈기, 곱한 신호에서 직류성분 $S(\delta, \Delta\phi_R)$ 만을 추출하는 LPF, 그리고 검출된 직류 신호를 이용하여 가변사각파의 펄스폭 δ 를 조절하는 변조파형 발생기로 구성된다. 변조파형 발생기는 위상변조기(PM)의 위상변조신호와 동기된 가변사각파 $A(t, \delta)$ 를 발생시킨다.

DPT방식에서는 Sagnac 위상차를 측정하기 위해 PM을 정현파 위상 변조하였을 때의 광검출기 전류에서 직류성분을 제거한 $I_D(t)$ 에 펄스 폭이 조절 가능한 가변사각파 $A(t, \delta)$ 를 곱한 후 이를 LPF에서 필터링하여 직류신호 $S(\delta, \Delta\phi_R)$ 를 얻는다. 직류신호는 가변사각파 $A(t, \delta)$ 의 펄스 폭을 제어하는데 사용되며, $S(\delta, \Delta\phi_R)$ 의 값이 '0'이 되도록 가변사각파의 펄스폭 δ 를 조절한다. $S(\delta, \Delta\phi_R)$ 의 값이 '0'으로 유지될 때 펄스폭 δ 와 $\Delta\phi_R$ 은 일대일 대응의 선형적 관계를 가지며, 위상변조의 차(差)진폭이 2.77 rad이고, 신호처리가 이상적으로 동작할 경우 선형적 관계로부터의 오차는 7 mrad이내가 된다. 위에서 위상변조의 차진폭이란 서로 반대방향으로 Sagnac 루프를 지나서 정현파에 의해 구동되는 위상변조기를 통과하는 동안 각각의 빛이 경험하는 위상변조를 $\phi(t)$ 와 $\phi(t-\tau)$ 라고 할 때 이들의 차, 즉 $\Delta\phi(t) = \phi(t) - \phi(t-\tau)$ 의 진폭 η 를 말하며, $\eta = 2\phi_m \sin(\omega_m \tau/2)$ 로 주어진다.

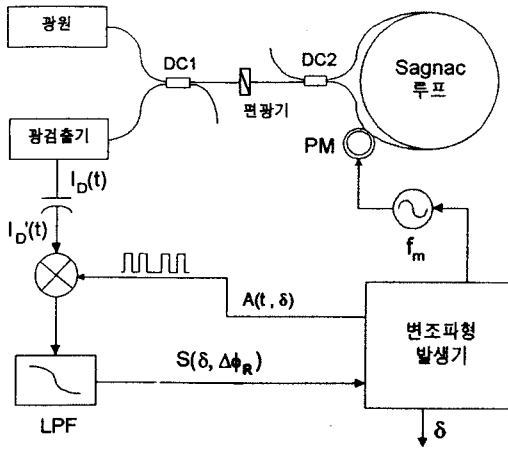


그림 1. 디지털 위상추적 방식의 FOG구성.
Fig. 1. Configuration of a digital phase tracking FOG

여기서 τ , ω_m , 그리고 ϕ_m 는 각각 Sagnac루프의 중간 점에 대해 PM의 반대방향에 위치한 대칭점과 PM 사이의 구간을 빛이 지나가는데 소요되는 시간, 위상변조신호의 각 주파수, 그리고 $\phi(t)$ 의 진폭이다.

$A(t, \delta)$ 와 위상변조 차신호 $\Delta\phi(t)$ 의 이상적 위상 관계를 그림 2에 나타내었다. 위상변조 차신호 $\Delta\phi(t)$ 와 가변사각파 $A(t, \delta)$ 는 위상이 동기 되어 있으며, $\cos \omega_m t$ 의 한 주기 동안 펄스폭 δ 가 변함에 따라 가변사각파 $A(t, \delta)$ 가 어떻게 변하는지 보여주고 있다.

가변사각파 $A(t, \delta)$ 를 푸리에 급수 전개하여 식(1)과 같이 나타낼 수 있으며, 따라서 이상적인 펄스의 모양을 갖추기 위해서 $A(t, \delta)$ 발생기와 신호채널의 대역폭은 ∞ 이어야함을 알 수 있다.

$$A(t, \delta) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \cdot \cos(n\omega_m t)$$

$$F_n = \frac{4}{n\pi} \left[\sin\left(n\omega_m \left(\frac{\delta}{2} + \frac{T}{4}\right)\right) - \sin\left(n\omega_m \frac{\delta}{2}\right) \right] \quad (1)$$

$A(t, \delta)$ 와 $I_D(t)$ 의 곱을 한 주기 동안 적분하여 구한 피드백 신호 $S(\delta, \Delta\phi_R)$ 는 식(2)으로 표현될 수 있으며,

$$S(\delta, \Delta\phi_R) = \frac{I_0}{\pi} [C_1(\delta) \cos \Delta\phi_R - C_2(\delta) \sin \Delta\phi_R] \quad (2)$$

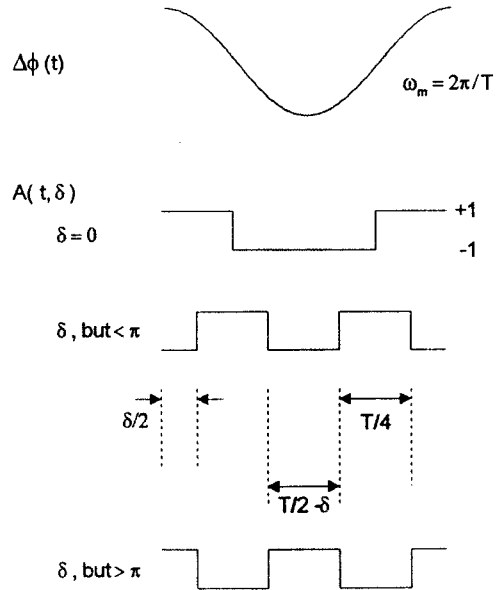


그림 2. 가변사각파와 위상변조신호의 위상관계.
Fig. 2. Phase relationship between variable-width square wave and phase modulation signal.

여기서 $C_1(\delta)$ 와 $C_2(\delta)$ 는 아래와 같다.

$$C_1(\delta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2J_{2(2n-1)}(\eta)}{2n-1} \sin(2n-1)\delta \quad (3)$$

$$C_2(\delta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2J_{2n-1}(\eta)}{2n-1} \left[\text{sgn}\left(\cos \frac{\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{2n-1}{2}\delta\right) + (-1)^n \text{sgn}\left(\sin \frac{\delta}{2}\right) \sin\left(\frac{2n-1}{2}\delta\right) \right] \quad (4)$$

윗 식에서 J_n 은 n 차 1종 Bessel 함수이며, $\text{sgn}(x)$ 는 $x > 0$ 일 때 1, $x < 0$ 일 때는 -1의 값을 가진다. FOG신호처리가 정상적으로 동작할 때의 펄스폭 δ 와 Sagnac 위상차 $\Delta\phi_R$ 의 관계는 $S(\delta, \Delta\phi_R)$ 를 '0'으로 놓아 구할 수 있으며, 이를 식(5)으로 나타내었다.

$$\Delta\phi_R = \tan^{-1} \left[-\frac{C_1(\delta)}{C_2(\delta)} \right] \quad (5)$$

식(5)는 위상변조 차진폭, η 가 2.77 rad일 때 7 mrad의 오차범위 내에서 $\Delta\phi_R \sim \delta$ 로 근사될 수 있으

며, 따라서 회전율의 측정은 가변사각파의 펄스폭 δ 를 측정함으로써 이루어질 수 있다. 위에서 언급된 최대 7 mrad의 Sagnac 위상차 $\Delta\phi_R$ 와 펄스폭 δ 간의 편차는 이들의 정확한 관계식을 이용하여 조건표(lookup table)를 만든 후 선형화 과정에서 이용함으로써 교정이 가능하다. 또한 신호처리기의 분해능을 높이기 위해서는 가변사각파 발생기의 비트 수를 높이거나 피드백 신호 $S(\delta, \Delta\phi_R)$ 를 측정하고, 이를 다시 세분하는 방법을 이용할 수 있다^[5].

3. DPT의 문제점

앞에서 언급된 해석 결과는 디지털 위상추적 신호처리기가 이상적으로 동작할 때를 전제로 하고 있다. 그러나 이 방식을 FOG에 적용했을 때 신호처리기가 갖는 불완전성은 많은 문제점을 야기시킬 수 있으며, 따라서 DPT 신호처리기를 완성하기 위해서는 이 방식을 위한 회로구성이 가질 수 있는 문제의 정도를 파악함으로써 이를 해결하기 위한 기준이 제시되어야만 한다. 본 논문에서는 이상적인 광학 구성을 전제한 후 신호처리를 위한 회로구성이 갖는 불완전 정도가 FOG의 성능에 미치는 효과를 분석하기 위하여 우선 식(5)로 계산된 Sagnac 위상차 $\Delta\phi_R$ 와 펄스 폭 δ 간의 관계식에 영향을 미칠 수 있는 요소를 찾아내고, 이들 요소의 영향을 정량적으로 분석한 후 FOG신호처리 회로 주변 환경의 변화 또는 신호처리 회로상의 구성소자의 특성값의 오차, 회로부품의 배치와 회로기판의 미묘한 차이에서 갖게 될 드리프트의 크기를 정량적으로 분석함으로써 원하는 성능의 FOG를 위한 DPT 신호처리기가 가져야할 요건을 제시하고자 하였다.

디지털 위상추적 방식의 특성 관계식에 영향을 미칠 수 있는 요소들로는 PZT를 이용하여 제작된 위상변조기(PM)가 적정주파수에서 구동되고, 위상변조기의 변조 특성이 6 order에 걸쳐 선형적이라고 가정했을 때^[6] PM에 인가되는 정현파 위상변조 신호에 포함된 고조파의 주파수 성분과 크기, 가변사각파와 위상변조 신호간의 위상차; 신호처리 회로의 대역폭 제한, Mixer의 대역폭 제한 및 비선형성, 그리고 가변사각파의 불완전성을 들 수 있으며, 아래에서 각각의 영향을 분석하였다.

a. 위상변조 신호에 포함된 고조파의 영향

위상변조(PM)신호가 완전한 정현파가 아닐 경우 식

(5)의 특성관계식은 더 이상 맞지 않게 된다. 따라서 위상변조신호에 따라 서로 다른 정확한 특성 관계식을 준비하기 위해 복잡한 교정과정을 거쳐야하며, 위상변조신호의 드리프트 또한 정확히 제어해야만 한다.

그림 2에서 보는 바와 같이 위상변조 차신호 $\Delta\phi(t)$ 는 가변사각파 $A(t, \delta)$ 와 동기된 정현파로서 이를 위해서는 가변사각파에 동기된 순수한 정현파를 PM에 인가하여야 한다. 가변사각파 발생기의 기준 클럭을 PLL(Phase-locked loop)에 인가하여 PM 구동신호를 얻으며, 이 방법에 의한 PM신호는 저차 고조파 성분들($2 \sim 5\omega_m$)이 주된 고조파 성분인 왜곡된 정현파가 되며, 대부분의 경우 왜율(THD-Total Harmonic Distortion)이 -40dB 보다 크다. 또한 PLL의 출력 신호의 경우 수 mrad 크기의 위상 jitter가 포함되어 있다. PM신호에 n 차의 고조파가 포함되었을 때의 $I_D'(t)$ 와 가변사각파 $A(t, \delta)$ 의 곱을 $-\pi \sim \pi$ 구간에 대해 적분하고, 이를 식(2) ~ 식(5)에 의한 결과와 비교함으로써 고조파 성분에 의한 식(2) ~ 식(5)의 특성 관계식과의 편차를 계산한 후 고조파의 차수대 $-\pi \sim \pi$ 구간에서 편차의 최대 값을 계산한 결과를 그림 3에 나타내었다.

그림 3으로부터 THD가 일정한 경우에는 저차의 고조파가 고차의 고조파보다 큰 편차를 유발함을 알 수 있으며, THD의 변화에 대한 편차의 변화 감도 또한 저차 고조파의 경우가 훨씬 높다. 차수가 동일한 경우에는 THD가 작을수록 편차가 적고, THD변화에 대한

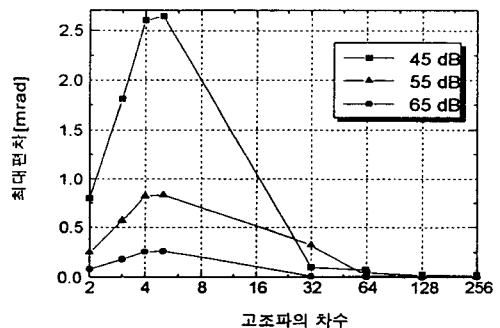


그림 3. 왜율에 따른 고주파의 차수 대 특성관계식의 최대 편차.

Fig. 3. Maximum deviations from the characteristic relationship vs. the harmonics order depending on THD.

편차의 변화 감도 또한 낮음을 알 수 있다. 예를 들어 위상변조신호의 THD가 -40 dB일 때 256고조파 성분에 대한 편차의 기울기는 2.75 [$\mu\text{rad/dB}$]인 반면 3고조파의 경우에는 390 [$\mu\text{rad/dB}$]이고, THD가 -65dB 일 때에는 256고조파 성분에 대한 편차의 기울기가 0.25 [$\mu\text{rad/dB}$]인 것으로 계산되었다. 따라서 256고조파가 주 고조파인 위상변조신호의 경우 THD 변화의 허용 범위는 3고조파의 경우에 비해서 훨씬 크다는 것을 알 수 있다. 허용 범위가 크다는 것은 위상변조신호의 THD가 웬만큼 변하더라도 특성관계식의 변화는 무시할 수 있을 정도로 작다는 것을 의미하며, 이는 신호처리의 안정성이 높다는 것을 의미한다.

위상변조 신호의 THD에 변화를 줄 수 있는 한 예로서 신호처리 회로를 구성하고 있는 소자값의 온도의 존성을 들 수 있다. 예를 들어 각 주파수 ω_m 의 정현파 위상변조 신호발생기는 대개 필터를 포함하며, 이 필터를 차단 주파수가 $f_m = \omega_m/2\pi$ 인 그림4의 저역통과필터(LPF)로 가정할 때 신호처리 회로의 동작온도에 따른 THD의 변화를 아래에서 계산해 보았다. 일반적으로 저항, 커패시터와 같은 수동소자의 온도계수는 일반적으로 1000 ppm/°C 정도의 값을 갖는다. 따라서 FOG의 동작온도의 범위가 200 °C인 경우를 가정하면 필터의 차단주파수는 FOG의 주변온도의 변화에 따라 $0.8f_m \sim 1.2f_m$ 의 값을 갖게 된다. 주파수가 f 인 고조파에 대한 LPF의 이득은 식(6)으로 주어지므로 2, 3, 256차의 고조파에 대한 THD의 변화는 표 1과 같다.

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_m})^2}} \tag{6}$$

표1에서 둘째 칸의 수치는 필터의 차단 주파수가 f_m 일 때 n 차의 고조파에 대한 필터의 이득이고, 셋째 칸의 수치는 주변온도의 변화에 의해 필터의 차단 주파수가 $0.8f_m$ 으로 바뀌었을 때 n 차의 고조파에 대한 필터의 이득으로써 이들의 차이 값인 넷째 칸의 수치가 FOG의 주변온도의 변화량, 즉 ΔT 가 200 °C 일 때 n 차의 고조파에 대한 필터의 이득의 변화로서 이 값이 바로 위상변조 신호의 THD 변화량이 된다. 결론적으로 신호처리기 주변환경의 변화에 의한 PM신호의 THD의 변화가 고조파의 차수에 무관하므로 고차고조

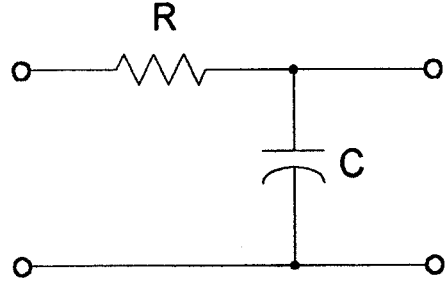


그림 4. single-pole 저역통과필터.
Fig. 4. single-pole low pass filter.

표 1. 주변환경의 변화에 따른 LPF의 이득 변화

	$\frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_m})^2}}$	$\frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{0.8f_m})^2}}$	ΔGain
2고조파	-6.99 dB	-8.6 dB	1.61 dB
3고조파	-10 dB	-11.78 dB	1.78 dB
256고조파	-48.16 dB	-50.10 dB	1.94 dB

파가 주성분인 신호처리기의 안정성이 더 높다는 것을 알 수 있다.

b. 가변사각파와 위상변조 차신호간 위상차의 영향

식(5)의 이상적인 동작을 이루기 위해서는 가변사각파와 위상변조 차신호의 동기가 일치되어야 한다. 그러나 DPT를 실제로 구현함에 있어서 두 신호를 동기시킬 목적으로 디지털 변조 파형 발생기의 기준 클럭을 PLL(phase-locked loop)에 인가하여 정현파 위상변조 신호를 만들 경우 PLL은 대개 수 mrad 크기의 jitter를 수반한다. 또한 디지털 변조 파형 발생기의 경우 100 MHz이하의 기준 클럭을 사용하여 100 kHz이상(Sagnac루프의 길이가 수백 meters이상인 중급이하의 자이로스코프를 기준)의 가변사각파를 만들게 되므로 디지털 변조펄스발생기는 대개 10 비트 이하로 구성되며, 따라서 가변사각파와 위상변조 차신호간의 동기조절은 최소 $2\pi/2^{10}$, 즉 6 mrad이상의 편차를 가진다. 그러므로 PLL을 이용하여 위상변조용 정현파 신호를 발생시킬 경우 가변사각파 $A(t, \delta)$ 와 위상변조 차신호 사이에는 일정 크기 이상의 위상 오차와 수 mrad의

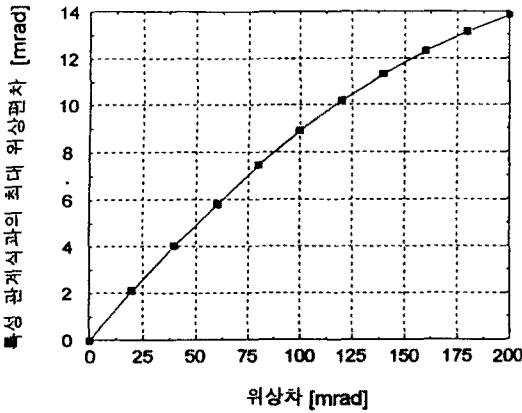


그림 5. 가변사각파와 위상변조신호간의 위상차 대 최대 위상편차.

Fig. 5. Maximum phase deviations from the characteristic relationship depending on the phase difference between variable-width square wave and phase modulation signal.

위상 jitter가 함께 존재한다고 결론지을 수 있다.

가변사각파와 변조신호사이에 존재하는 위상차가 특성관계식에 미치는 영향을 계산하기 위하여 $I_D(t)$ 에 β 만큼의 위상지연을 준 식(8)의 $I_D^\circ(t)$ 에서 직류 성분을 제거한 신호 $I_D^*(t)$ 를 $I_D'(t)$ 대신 적용하여 식(2) ~ 식(5)의 과정을 반복한 후

$\Delta\phi_R = -\pi \sim \pi$ 의 구간에서 식(5)의 특성 관계식과의 최대 편차를 계산한 결과를 그림 5에 나타내었으며, 이로부터 편차의 위상지연량 β 에 대한 기울기의 최대값은 $\beta = 0$ 근처에서 0.1로 계산되었다.

$$I_D^\circ(t) = \frac{I_0}{2} (1 + \cos[\eta \cos(\omega_m t - \beta) + \Delta\phi_R]) \quad (8)$$

c. 가변사각파 경로의 대역폭 제한에 의한 영향

신호처리기의 구성에서 가변사각파 $A(t, \delta)$ 와 $I_D'(t)$ 를 곱하는 과정은 $A(t, \delta)$ 를 이용하여 $I_D'(t)$ 를 스위칭하는 반(半)디지털 방식으로 수행되고 있다. 식(5)의 이상적인 결과를 얻기 위해서는 완전한 mixing 동작이 이루어져야 하며, 이를 위해서 $A(t, \delta)$ 는 그림 2와 같은 이상적인 가변사각파가 되어야 한다. 그러나 디지털 변조 펄스발생기를 구성하는 각 게이트들의 상승시간과 하강시간이 '0'이 아니고, $A(t, \delta)$ 를

디지털 변조 펄스발생기로부터 mixer로 동작하는 스위치까지 연결하는 이동경로에 기생하는 커패시터 성분 또한 가변사각파에 대해 LPF로 동작하며, 마지막으로 스위치의 대역폭 제한의 영향까지 받아 완전한 사각파를 이용한 mixing 효과를 얻을 수 없게 만든다. 그 외에도 스위치의 ON저항 (R_{ON}) 및 OFF저항 (R_{OFF}), 스위치 구동회로 및 스위치의 상승시간과 하강시간의 차이, 그리고 전파시간 지연 등이 부가적인 오차발생요인으로 작용하며, 이 중에서 가장 큰 오차요인으로 추정되는 스위치 구동회로 및 스위치의 상승시간과 하강시간의 차이와 전파시간지연에 의한 오차는 d에서 별도로 언급하였다.

$A(t, \delta)$ 와 $I_D'(t)$ 를 곱하는 mixing 과정에서 앞에서 언급된 여러 요인들에 의해 $A(t, \delta)$ 가 받게되는 대역폭 제한 효과를 차단 주파수가 $2^N \cdot \omega_m$ 인 single-pole LPF로 모델링하였다. LPF를 거친 가변사각파를 $A'(t, \delta)$ 라 하면 $I_D'(t) \cdot A'(t, \delta)$ 의 DC 성분인 $S'(\delta, \Delta\phi_R)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$S'(\delta, \Delta\phi_R) = \frac{I_0}{\pi} [C_1'(\delta) \cos \Delta\phi_R - C_2'(\delta) \sin \Delta\phi_R] \quad (9)$$

$$C_1'(\delta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{N^2}{N^2 + 4(2n-1)^2} \frac{J_{2(2n-1)}(\eta)}{2n-1} \sin(2n-1)\omega_m \delta \quad (10)$$

$$C_2'(\delta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{N^2}{N^2 + (2n-1)^2} \frac{J_{2n-1}(\eta)}{2n-1} [sgn(\cos \omega_m \frac{\delta}{2}) \cos(2n-1)\omega_m \frac{\delta}{2} + (-1)^n sgn(\sin \omega_m \frac{\delta}{2}) \sin(2n-1)\omega_m \frac{\delta}{2}] \quad (11)$$

$A'(t, \delta)$ 를 mixing에 사용한 경우의 펄스폭 δ 와 Sagnac 위상차 $\Delta\phi_R$ 의 관계는 식(9)의 $S'(\delta, \Delta\phi_R)$ 가 '0'인 조건으로부터 구할 수 있으며, 이 때의 Sagnac 위상차 $\Delta\phi_R$ 을 편의상 $\Delta\phi_R'$ 로 표기하여 식(12)에 나타내었다.

$$\Delta\phi_R' = \tan^{-1} \left[-\frac{C_1'(\delta)}{C_2'(\delta)} \right] \quad (12)$$

$\Delta\phi_R = -\pi \sim \pi$ 의 구간에 대한 식(5)와 식(12)의 편차의 최대값으로 정의한 오차를 $A(t, \delta)$ 에 대한 LPF의 차단주파수의 함수(차단주파수는 $2^N \cdot \omega_m$ 임)로써 계산한 결과를 그림 6에 나타내었다. 차단주파수가 $128\omega_m$ 인 $N=7$ 일 때 LPF에 의한 오차의 크기는 $40 \mu\text{rad}$ 이며, 차단주파수의 변화에 대한 오차의 감도는 $37.5 [\mu\text{rad/oct}]$ 로 계산되었다.

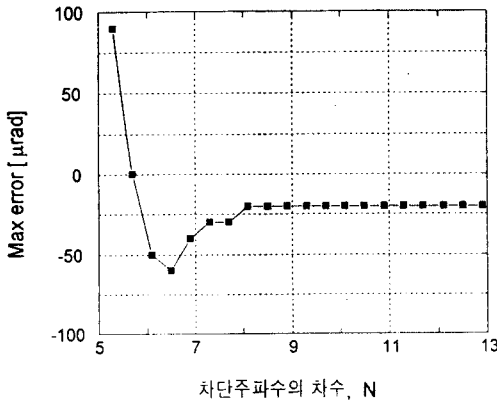


그림 6. 차단주파수의 차수 대 위상오차.
Fig. 6. Phase deviations vs. cutoff frequency of the LPF (cutoff frequency = $2^N \times \omega_m$)

d. 곱셈기에 의한 오차

광검출기 전류 $I_D(t)$ 와 가변사각과 $A(t, \delta)$ 의 곱셈(mixing)을 구현하기 위하여 고속 CMOS 스위치를 사용할 경우 이 스위치를 구동하는 논리케이트는 유한한 크기의 상승시간(t_r)과 하강시간(t_f)을 가지며, t_r 과 t_f 의 값 또한 서로 다르다. t_r 과 t_f 의 존재사실과 t_r 과 t_f 의 차이는 가변사각과 $A(t, \delta)$ 를 변형시키며, 이는 곧 식(5)로 유도된 특성관계식과의 편차로써 귀결된다. 또한 스위치를 구동하는 논리케이트에 대한 부하 커패시턴스의 변화와 논리케이트의 구동전류의 드리프트는 특성관계식의 드리프트로 나타나게 된다.

스위치를 구동하는 논리케이트가 TTL게이트 74F244 또는 74LS244이고, 이들 게이트에 대한 부하

커패시턴스가 50 pF인 경우를 가정했을 때 아래의 표 2에서 보는 바와 같은 크기의 지연시간(Δt_H , Δt_L)을 가지며, 스위치 구동소자가 F244이고 위상변조신호의 주파수가 300kHz일 때 이에 의한 곱셈오차의 크기는 4.76 mrad의 Sagnac 위상오차와 $378 \mu\text{rad}$ 의 가변사각과와 변조신호간의 위상차를 유발하며, 위상차의 크기는 위상변조 신호 주파수에 비례하여 증가한다. 이외에도 곱셈기에서 발생할 수 있는 오차요소로 앞 절에서 언급한 스위치의 ON저항과 OFF저항을 들 수 있다. 이러한 반디지털 방식의 mixing에서 발생하는 문제를 해결하기 위해 아날로그 방식을 취할 경우 아날로그 회로가 갖는 대역폭 제한, 비선형성, 출력단에서의 오프셋, 드리프트 및 잡음의 영향 등으로 반디지털 방식에 버금가는 성능을 얻는 것조차도 쉽지 않다.

표 2. 상승시간 하강시간의 예

	F244	LS244	F161
$I_{OH,max}$ [mA]	-15	-15	-1
$I_{OL,max}$ [mA]	+64	+24	20
$C_{L,max}$ [pF]	50	50	50
$C_{L,typ}$ per switch used [pF]	4	4	4
Δt_H for $\Delta V=1$ volt [ns]	3.3	3.3	50
Δt_L for $\Delta V=1$ volt [ns]	0.78	2.1	2.5
$ \Delta t_H - \Delta t_L / \text{mod. period}$ [ppm] (@ $f_m = 300$ kHz)	757	360	14,250

e. 위상변조 진폭의 변화에 의한 오차

Sagnac위상차와 δ 간의 관계는 위상변조 차진폭, η 가 2.77 rad 일 때 선형성이 가장 우수하며, 선형적 관계식과의 편차는 7 mrad 이내 였다. 그러나 그림 7에서와 같이 η 가 2.77 rad이 아닌 경우에는 η 가 2.77 rad 일 때와 편차를 가지며, $\Delta\phi_R = -\pi \sim \pi$ 의 구간에서 편차의 최대값으로 정의한 오차는 $\eta < 2.77$ rad인 경우 진폭에 대해 -0.14의 기울기를 갖고, 2.77 rad보다 클 때는 0.20의 기울기를 갖고 증가하는 것으로 계산되었다. 계산된 오차는 FOG의 선형성 오차로 작용하며, 편차는 $\Delta\phi_R = -\pi \sim \pi$ 의 구간에서 주기가 π 이고 진폭이 오차와 같은 정현함수 형태를 취한다.

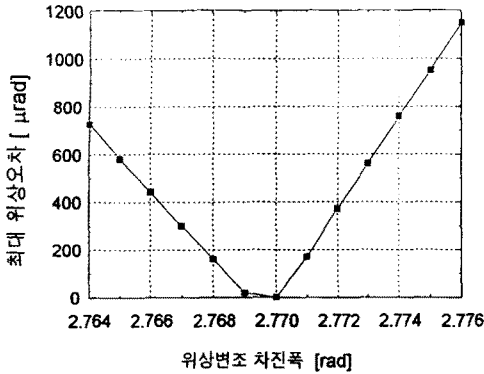


그림 7. 변조 차진폭 대 위상오차.

Fig. 7. Phase deviations vs. amplitude of $\Delta\phi(t)$

f. all-fiber 위상변조기에 의한 오차

all-fiber FOG의 구성에서 위상변조기의 소재인 PZT는 온도특성이 나빠 주변환경의 변화에 민감한 단점이 있다. 예를 들어 Matroc 社の PZT-5A와 PZT-8의 경우 압전 상수의 온도 특성은 비선형적이며, 사용온도의 범위를 $-100^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ 로 가정했을 때 열팽창 계수는 약 $-7 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ 인 반면, 압전상수의 온도계수는 PZT-5A와 PZT-8 각각의 경우 최대 $4000 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$, $10 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ 의 값을 가진다. PZT의 온도 의존성은 FOG 신호처리의 안정성에 치명적인 영향을 미칠 수 있으며, 따라서 온도 드리프트의 영향을 제거하기 위해서는 위상변조기의 온도를 일정한 값으로 조절하거나 위상변조기의 온도를 조절하는 대신 위상변조 차진폭을 일정하게 조절하기 위한 케환루프를 마련하여야 한다. 500ppm의 scale factor안정도를 가진 FOG용 신호처리 회로를 구성하고자할 경우 위상변조 차진폭의 변화는 2500 ppm이내로 제한되어야 하므로 압전상수의 온도계수만을 고려할 경우 위상변조기에 허용 가능한 온도의 온도변화 폭은 0.5°C (PZT-5A의 경우)이내가 된다. FOG용 위상변조기에 사용되는 PZT cylinder는 부피가 커서 열적 부하가 크기 때문에 사용온도 전 범위에 걸쳐 위상변조기의 온도변화를 0.5°C 이내로 유지하기 위해서는 고전력 소모와 함께 상당히 까다로운 조건의 안정화 회로를 구비하여야만 한다. 따라서 all-fiber FOG의 경우에는 위상변조기의 온도를 조절하는 대신 위상변조 차진폭을 조절하는 방법이 더 낫다고 할 수 있다. 이에 반해 집적광학 위상

변조기를 사용하는 FOG시스템에서는 해당부품의 크기와 열용량이 작아 열전변환기와 같은 소자를 이용하여 위상변조기의 온도를 쉽게 제어할 수 있으므로 위상변조기의 안정화는 쉽게 달성될 수 있다. 위상변조 신호의 변화와 위상변조기의 동작환경의 변화에 의한 변조특성의 변화는 똑같이 위상변조 차진폭에 영향을 미치므로 이 두 가지 요소를 동시에 고려한 위상변조 안정화 회로를 구비하는 것이 바람직하며, 이를 위해 위상변조기의 온도를 조절하는 방법을 취할 경우 위상변조신호의 변화에 의한 영향은 그대로 위상변조의 변화로 나타나게 되므로 케환루프를 이용한 위상변조 차진폭의 제어 방식을 이용하는 것이 바람직하다.

4. ADPT신호처리기의 요건

앞에서 언급한 오차의 요소와 그에 따른 영향은 그 값의 크기도 중요하지만 안정성의 결여가 더 큰 문제가 된다. 다시 말해서 문제요인이 항상 일정한 크기의 오차를 유발한다면 그 오차를 보상해 주는 것이 가능하지만 안정성이 결여된 경우 고감도의 FOG 신호처리를 구현하기란 불가능하다. 이 절에서는 앞에서 계산된 결과를 토대로 하여 $1 \mu\text{rad}$ 의 정밀도를 가진 FOG용 DPT 신호처리기를 제작하기 위해서 회로의 구성 요소가 가져야하는 요건을 각 기능블록의 허용오차 범위로써 제시하고, 이러한 요건을 만족하는 안정된 FOG용 신호처리의 구현 방안에 대하여 언급하고자 한다.

그림1의 구성을 취하는 신호처리기가 안정도 500 ppm이내, 정밀도 $1 \mu\text{rad}$ 을 갖기 위해 요구되는 허용오차의 범위는 다음과 같다. THD가 -40dB 이고, 제3 고조파가 주 고조파일 경우 고조파의 변화폭의 허용범위는 0.0026dB , 가변사각파와 변조신호 사이의 위상차 변화폭은 $10 \mu\text{rad}$ (PLL의 위상 jitter포함), 차단주파수 변화폭은 차단주파수에서 2.7%, 변조진폭의 변화폭은 2500 ppm이다.

여기서 제시된 수치들은 개개의 기능블록을 별도로 제작하더라도 불가능한 값들이며, 따라서 DPT 신호처리를 적용하여 $1 \mu\text{rad}$ 의 분해능을 갖는 FOG용 신호처리회로를 구성하기 위해서는 그림1의 구성과는 다른 신호처리 회로가 구성되어야하며, 이를 위한 기본 설계 원칙은 DPT의 문제점에서 논의되었던 결과를 종합함으로써 아래와 같이 정리될 수 있다.

첫째, 위상변조기 구동용 정현파 신호발생기는 출력

에 포함된 고조파 성분을 최소화함과 동시에 저차의 고조파 대신 최소 32차 이상의 고조파 성분만 포함하도록 구성되어야 한다. 이러한 방법을 취할 때의 회로특성의 허용 가능한 특성변화 값의 예로써 256차 고조파가 주 성분인 왜율 -40dB의 위상변조신호의 경우 THD 허용 범위는 0.36dB이나 같은 왜율의 3차 고조파의 경우에는 앞에서의 수치의 1000분의 1정도에 불과하다.

둘째, 가변 사각파와의 위상 관계를 만족시킬 목적으로 PLL 기술을 채용하여 위상변조신호를 발생시키는 경우 대부분의 PLL 회로에서 발생하는 jitter의량은 허용치보다 훨씬 크므로 PLL 이외의 방법을 이용하는 방안을 고려하는 것이 바람직하며, 이때 가변사각파와 위상변조 차신호 간의 위상차의 jitter는 $10 \mu\text{rad}$ 이내로 유지되어야 하고, 위상차의 드리프트는 FOG의 안정도의 10배 이내에서 안정화 되어야 한다.

셋째, 가변사각파 발생기의 출력은 짝수개의 동일 게이트를 통과시키는 등의 수단을 이용하여 mixer에서 가변사각파의 펄스 폭이 그림2에 명시한 조건을 만족하도록 함과 동시에 mixer로 사용되는 스위치 on, off때의 지연시간이 동일하여 지연시간의 차이에 의한 가변사각파의 펄스폭 변화가 발생하지 않아야 한다. 또한 가변사각파 발생기에서 mixer까지의 경로를 가능한 짧게 하여 기생용량에 의한 대역폭의 제한을 최소화하고, 마지막으로 mixer로 사용되는 스위치의 대역폭 또한 위상변조 주파수의 256배 이상으로 유지시켜야 한다. 그러나 현재 이용 가능한 mixer로는 여기서 제시된 요건을 충족시킬 수 없으며, 따라서 완전한 곱셈기능을 수행할 수 있는 제3의 방법이 모색되어야만 한다.

넷째, 위상변조기의 차진폭은 위상변조기의 동작온도를 조절하거나 광검출기에서 추출한 고조파 성분들의 조합을 이용한 피드백 제어를 통하여 차진폭의 변화를 2500 ppm 이내로 제한하여야 하며, 이는 단순위상변조 방식에 의한 요구조건보다는 상당히 완화된 조건이다. 그러나 PZT PM 특성의 강한 온도의존성은 위상변조기 안정화 회로를 반드시 갖추는 것을 필요로 하며, 이 안정화 회로는 복잡하기는 하지만 FOG의 출력신호를 이용한 피드백 제어형으로 구성되어야 한다. 이에 반해 집적광학 위상변조기를 사용하는 경우 소자의 크기가 작아 저전력으로 쉽게 온도를 제어할 수 있으므로 열전냉각기를 이용한 온도제어형 안정화 회로가 바람직하다. 단, 이 경우에도 위상변조신호의 크기

변화는 제2의 수단을 통하여 2500 ppm이하로 유지시켜야만 한다.

5. ADPT 처리기의 구현

앞에서 언급된 설계원칙에 따라 구현될 수 있는 신호처리 회로의 구성 예를 그림 8의 블록 구성도에서 보았다. 그림 8의 구성에서의 가장 큰 변화는 DPT 구성에서 일부에 그친 디지털 회로의 사용을 회로의 전부분에서 채용함으로써 아날로그 회로구성이 갖는 비선형성, 대역폭 제한, DC 오프셋 및 이의 드리프트, 이득 변화 및 잡음에 대한 민감성 등의 제 단점을 완전히 가깝게 배제할 수 있도록 한 점을 들 수 있으며, 이에 따라 요구되는 디지털 연산의 상당부분을 하드웨어로 구현함으로써 프로세서에 대한 요구조건을 최대한 완화시킬 수 있도록 하였다. 이러한 설계원칙에 입각하여 구성된 신호처리기가 기존의 설계에 대해 갖는 가장 두드러진 몇 가지 변화를 아래에 요약 정리하였다.

a. 그림 8의 위상변조신호 발생기는 정현파 디지털 데이터를 위상변조 주파수의 128배 이상의 주파수를 가진 클럭을 이용하여 읽어낸 후 D/A 변환기(Digital-to-Analog Converter)를 거침으로써 저그리짐이 거의 없는 정현파를 발생시키고 동시에 위상변조 주파수의 고차 고조파 성분이 주된 왜곡원이 되도록 한다. 또, 디지털 setting과 미세조정이 가능한 위상 지연회로를 이용하여 가변사각파와의 위상변조신호의 위상차를 설정할 수 있도록 동기된 위상변조 신호 발생기를 구성함으로써 PLL의 사용을 피할 수 있도록 한다. 이 방법을 쫓아 위상변조 신호와 가변사각파의 위상차를 jitter 없이 1 mrad 이내로 유지할 수 있으며, 위상변조신호 주파수의 128배 고조파가 주 고조파 성분인 위상변조신호의 THD를 -65dB이하로 할 수 있다. 또 위상변조신호의 진폭을 조절할 수 있도록 구성하여 위상변조기 안정화 회로를 부차하는 것이 가능하도록 할 수 있다.

b. 고속 A/D 변환기(Analog-to-Digital Converter)와 latch, 그리고 MUX를 이용하여 DPT 처리기의 반디지털 구성을 완전 디지털 회로로 구현하고, 저역통과 필터링을 위한 디지털 평균기를 구비함으로써 완전한 곱셈과 저역통과 필터링을 구현한다.

c. 회로의 구성에서 아날로그 신호의 직류성분을 제거하고, 대칭성을 가지도록 구현함으로써 부품이 갖는

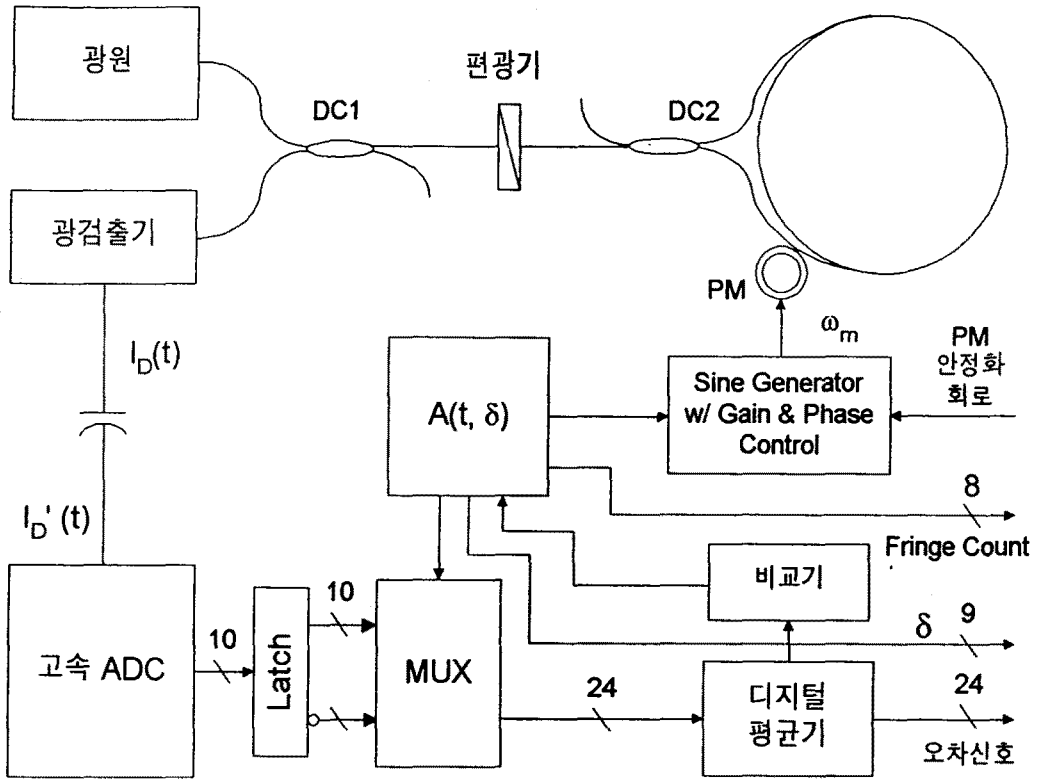


그림 8. ADPT신호처리의 블록 구성례

드리프트 및 비선형 특성에 의한 오차를 최소화할 수 있도록 구성한다.

d. 적절한 비트 수를 가진 A/D 변환기를 선택함으로써 A/D 변환기의 LSB에 해당하는 전압의 크기를 회로잡음의 크기보다 작도록 유지하고, 디지털화된 데이터를 디지털 적분함으로써 아날로그 필터링과 같은 잡음감소효과를 얻는다.

e. 그 외에도 현행 DPT구성에서 가변사각과 발생기의 출력이 갖는 비대칭성을 교정하고 광원 구동을 위한 자동 출력레벨 제어, 광원의 동작온도 제어, 광원의 보호를 위한 ramping 기능 등이 구비되어야 한다.

6. 결론

중급 FOG를 위한 독자적인 신호처리의 방식과 회로 개발을 위한 연구의 한 단계로서 이미 발표된 신호처리 방법 중에서 개회로 신호처리의 장점뿐만 아니라 폐회로 방식의 장점까지 취할 수 있는 가능성을 갖고 있으면서도

불완전한 단계에 있는 위상추적 신호처리(DPT) 기법을 분석하고 검토함으로써 이 방식의 실용화를 위해 신호처리 회로가 해결해야 할 문제점을 찾고 정리하였다.

현행 DPT 방식의 구현이 갖는 문제점을 극복하기 위해서는 FOG의 광학적 구현이 완전하다고 가정하였을 때 위상변조신호는 최저 32차 이상의 고조파 성분만으로 구성되어야 하며, THD 또한 -65 dB이하로 최소화되어야 한다. 위상변조신호와 가변사각파간 위상차의 드리프트는 요구되는 신호처리 안정도의 10배 이내로 제한되어야 한다. 또한 고속스위치를 이용하여 mixer를 구현하기 위해서는 가변사각파와 신호채널의 대역폭을 위상변조 주파수의 256배 이상으로 유지하면서 대역폭 변화의 허용범위는 차단주파수의 2.7%이내이어야 한다. 또, 스위치 구동기의 스위칭 지연시간의 차이는 가변사각파의 펄스폭 변화와 직결되고, 이에 의한 오차의 크기는 수 mrad 정도로 큰 값을 가질 수 있으므로 가장 중요하게 다루어져야 할 변수이다. 마지막으로 위상변조 신호의 차진폭은 2500 ppm 이내로 제한되어야 한다.

7. 참고문헌

- [1] Herve Lefevre, "The fiber-optic gyroscope", Artech House (1993).
- [2] Y. Gronau and M. Tur, "Digital signal processing for an open-loop fiber-optic gyroscope," Appl. Opt., 34(25), 1995
- [3] K. Toyama, K. A. Fesler, B. Y. Kim, and H. J. Shaw, " Digital integrating fiber-optic gyroscope with electric phase tracking", Opt. Lett., 16(15), 1207(1991).
- [4] R. A. Bergh, H. C. Lefevre, and H. J. Shaw, "All-single-mode fiber-optic gyroscope with long_term stability", Opt., Lett., 6(10) 502 (1981).
- [5] 홍종범, "광섬유 자이로스코프에서의 디지털 위상 추적 신호처리 연구," 한국과학기술원 석사학위논문, 1995.
- [6] D. A. Jackson, A. Dandridge, S. K. Sheern, "Measurement of small phase shifts using a single-mode optical-fiber interferometer," Opt. Lett., 5(4), 139(1980)

著 者 紹 介



예 윤 해

1980 경북대 전자공학과 학사,
1982 서울대 전자공학과 석사,
1991 Texas A&M Univ. EE (Ph. D.),
1982-1987 금성사 중앙연구소,
1992-현재 경희대학교 공과대학 전자공학과 부교수.



김 종 호

1995년 경희대 전자공학과 학사,
1997 동대학원 전자공학과 석사예정.



조 성 목

1994 경희대 전자공학과 학사,
1996 동대학원 전자공학과 석사,
1996-현재 성미전자 연구소, 관심 분야 : 광전송 시스템, 광통신 소자 등.