

A / O 광상관기의 실시간 신호처리

正會員 全 石 熙* 正會員 柳 興 均** 正會員 金 慶 泰*** 正會員 朴 漢 奎****

Real-Time Signal Processing of A / O Correlator

Seok Hee JEON* Heung Gyoon RYU**, Kyung Tae KIM***,

Han Kyu PARK**** *Regular Members*

要 約 본 논문은 A/O광상관기의 실시간 신호 처리에 대하여 이론적으로 분석하고 실험을 통하여 시간적으로 두 신호의 상관함수를 얻는 방법을 연구하였다. 강도변조모드로 동작하는 본 광상관기는 종래의 광상관기에 비해 SNR을 높일 수 있었고 진폭변조모드로 동작하는 기존의 광상관기에 비해 시스템 구성이 간단하고 신호검출이 용이함을 보였다.

ABSTRACT The objective of this paper lies in presenting in theory an interpretation of how signals are detected from the real-time A/O correlator, and scrutinize by experimental processes, thereby to devise a method by which correlation function can be detected in a favorable way in time.

An A/O system for real-time correlation function of two signals has been constructed. This optical correlator when at work in intensity modulation mode by acousto-optic device renders higher output signal to noise ratio, as compared with the traditional optical signal detection, has simple system as compared with existing optical correlator in amplitude modulation mode.

I. 서 론

본 논문은 두 전자신호에 대하여 광학적인 방법에 의해서 실시간으로 상관함수를 얻는 광상

관기에 관한 연구이다.

A/O (Acousto-Optic) 소자를 이용한 광상관기가 Cutrona⁽²⁾에 의해 제안된 이래 Gottlieb³⁾에 의하여 실제적인 광상관기가 구축되기 시작했으나, A/O소자에 의하여 형성된 상관무늬를 공간적으로 적분시켜 출력신호를 얻는 방식을 사용하였으므로 출력신호의 최대 SNR은 A/O 소자의 TBWP (Time Band width Product)로 결정되어 SNR를 더 이상 개선 시킬 수 없었다. 출력신호의 SNR을 보다 개선 시키기 위해 Turpin⁽⁴⁾는 형성된 상관무늬를 시간적으로 적분

* 東洋工業專門大學 通信工學科
Dept. of Telecommunication Engineering Dong Yang
Technical Junior College.

** 忠北大學校 工科大學 電子工學科
Dept. of Electronics, Chungpook Nat'l Univ.

*** 曠園大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Kyeongwon Univ.

**** 延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronics, Yonsei University.
論文番號 : 90 - 30 (接受 1989. 7. 18)

시켜 출력신호를 얻는 방식을 적용하였으나 별도의 RF발진기가 필요로 하였고 A/O소자를 진폭 변조모드로 동작 시켰기 때문에 광검출기 어레이가 수광하는 광강도레벨이 낮아서 신호검출을 하는데 어려움이 있었다. 그 후 A/O소자를 이용하는 광상관기에 대하여 많은 연구가 있었으나, 본 연구에서는 공간적으로 적분하여 상관함수를 얻는 종래의 광상관기에 비하여 출력신호의 SNR을 보다 높을 수 있고, 시간적분으로 상관함수를 얻는 기존의 광상관기보다 시스템 구성이 간단하고 신호의 검출이 용이한 광상관기를 구현하기 위해, A/O소자를 강도변조모드로 동작시키고 CCD (Charge Coupled Device)의 적분시간을 증가시켜 실시간으로 상관함수를 얻는 방법과 출력신호의 SNR을 높이는 방법을 연구하는데 중점을 두었다. 그리고 출력신호의 SNR에 대하여 이론적으로 해석하고 그 실험결과를 비교 분석하고자 한다.

II. A/O광상관기의 구성

광상관기는 A/O소자, 렌즈 및 CCD 등으로 구성된다.

1. A/O소자의 동작모드

A/O소자는 A/O효과 및 회절된 빔의 사용되는 성질에 따라 크게 AOM (Acousto-Optic Modulator)과 AOD (Acousto-Optic Deflector)로 구분된다.

광학 결정내에 음파를 발생시키고 이 음파의

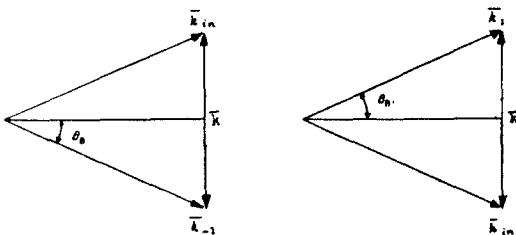


그림 1. 음파와 광파의 상호작용
Acousto-optic interactions

파면에 일정한 각도로 광을 입사 시키면 그림 1과 같이 광은 Bragg 각인 θ_B 로 회절되는데, 이것을 Bragg 회절이라 부른다.

Bragg 회절의 조건은 λ_s, λ 를 각각 음파와 광파의 파장이라 하면

$$\sin\theta_B = K_{in} / 2K_{\pm 1} = \lambda / 2\lambda_s \quad (1)$$

가 되어야 한다. 여기서 $K_{in}, K_{\pm 1}$ 는 각각 광파와 음파의 전파벡터이다.

(1)식과 같은 조건이 되면 그림 2와 같이 두차수(0차, 1차)만 동시에 나타난다. 신호처리로 사용되는 A/O소자의 Bragg 회절이 일어날 조건은 Q 를 다음과 같이 정의할 때, $Q \gg 1, 50$ MHz 이상의 고주파에서 일어난다.

$$Q = 2\pi \frac{\lambda}{\lambda_s} L, L; \text{ 압전소자의 길이} \quad (2)$$

AOM에서의 주 성능인자는 회절효율과 상승시간으로서 최대회절효율은 레이저의 파장, 압전소자의 길이 및 음파의 파장에 관계하는 Q 파라미터에 의하여 결정된다. Q 가 증가함에 따라 상승시간도 길어지며 대부분의 응용의 경우에 Q 값의 상한값으로 10이 사용된다. 입력신호에 따라 광빔의 강도를 변조 시킬뿐만 아니라 광빔을 지정된 방향으로 편향 시키기 위해 설계된 AOD에서 편향각도 $\Delta\theta$ 를 조정할 수 있다.

$$\Delta\theta = \frac{\lambda \Delta f}{V_s} \quad (3)$$

여기서, V_s 는 음파의 속도이고 Δf 는 음파의 주파수 변화이다. 광빔폭이 d 인 경우 광빔의 회절퍼짐 $\Delta\phi$ 는

$$\Delta\phi \approx \lambda / d \quad (4)$$

가 되며 $\Delta\phi$ 를 적게 하기 위해서는 광빔의 파장이 작은 것을 쓰거나 광빔폭을 크게 하여야 한다. AOD를 신호처리로 사용하려면 분해능

을 높여야 하는데 최대 주파수편이 Δf_{\max} 에 대해 얻을 수 있는 전체 분해능 N 은 다음과 같다.

$$N = \frac{d}{V_s} \Delta f_{\max} = T_A \Delta f_{\max} \quad (5)$$

여기서, T_A 를 AOD의 time aperture라 부르는데 음파가 A/O매질내를 통과하는데 요하는 시간과 같다. AOD의 신호처리 능력을 나타내는 TBWP는 분해능과 같으며 가능한 N 이 클수록 바람직하다. Bragg회절의 경우 광원의 진폭 E_{in} 에 대한 0차 회절광과 1차 회절광의 진폭 E_0 , E_1 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E_0 &\approx E_{in} \cos(\alpha/2) \\ E_1 &= jE_{in} \sin(\alpha/2) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, $\alpha = 2\pi \Delta n L / \lambda$ 은 A/O매질의 최대 굴절율변화 Δn 에 따른 회절광의 최대 위상편이다. A/O소자의 동작모드는 α 파라미터 및 SBR (Signal Bias Ratio)에 따라 구분된다. 즉, 진폭변조모드 ($\alpha \ll 1$, $SBR = \infty$)와 강도변조모드 ($\alpha > 1$, $SBR \neq \infty$)로 구분되며 (6)식으로부터 Bragg 회절 및 강도변조모드로 동작하는 A/O소자의 0차 회절광과 1차 회절광의 강도는 그림 2와 같다. 강도변조모드로 동작하는 A/O소자에서 가장 중요한 것은 회절효율인데, 1차 회절광의 강도를 입력신호에 의해 선형적으로 변화되기 위해서는 입력신호를 가하지 않을시 회절효율이 50%가 되는 그림 2의 p점에서 A/O소자를 미리 바이아스 시켜야 한다.

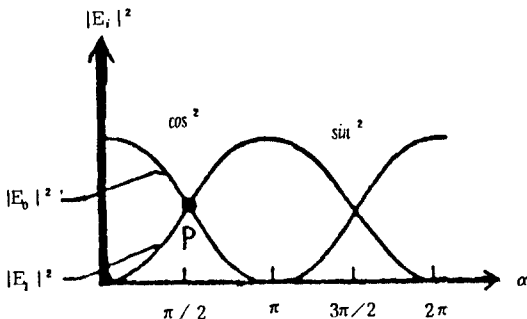


그림 2. A/O소자의 α 대 회절광의 강도
Intensity of diffracted light versus α for AOD

II. CCD와 A/O광상관 시스템

Fairchild社 CCD133의 외관은 그림 3과 같으며 동작은 그림 4에 나타낸 타이밍도에 의해서 이루어진다. 센서의 Pixel들이 광으로 조사 받으면 Photon은 Si반도체 물질에 흡수되어 정공-전자쌍을 발생 시킨다. Photon에 의하여 발생된 전자들은 센서의 pixel에 저장 되는데 이 전자들은 그림 4의 15번 Pin transfer gate에 인가하는 신호 transfer 클럭신호 ϕ_x 가 high로 될 때까지 센서에서 광양에 비례하여 전하를 축적한 후, ϕ_x 가 high로 될 때 센서에 축적된 전하를 analog shift register에 전달된 신호는 그림 3의 16번 pin transport 클럭신호 ϕ_T 에 의해서

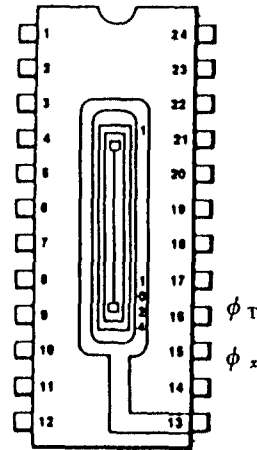


그림 3. CCD의 외관
External appearance of CCD

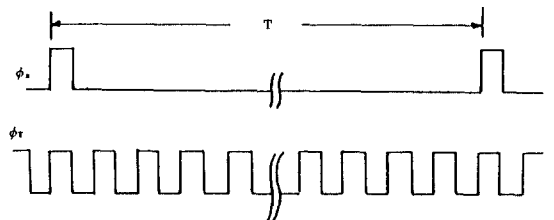


그림 4. CCD의 구동을 위한 타이밍도
Timing diagram for CCD driving

센서로부터 전달된 신호를 순차적으로 추출하게 된다. 광검출기 어레이로서 CCD를 이용하는 A/O광상관 시스템에서 인접해 있는 spot수를 구별하기 위하여 CCD의 pixel의 수를 M_p 라 하면, 이 시스템이 요구하는 CCD의 pixel과 pixel 간의 간격을 나타내는 p (pitch)와 CCD의 최소 pixel의 수를 나타내는 M_p 와의 관계는 다음과 같다.

$$\frac{M_p P}{2F} = \tan \theta / 2 \quad (7)$$

여기서, F 는 transform lens의 초점거리이며 θ 는 A/O소자에 의한 회절각이고 $\theta/2 = (\lambda/2 V_s) \Delta f$ 으로 주어진다.

A/O광상관 시스템에서 요구하는 CCD의 P 와 한개 pixel의 최소높이 H_m 과의 관계는 다음과 같다.

$$P = (\lambda F / 2dk) / h(X) \quad (8)$$

$$H_m = 2F\lambda / dk \quad (9)$$

여기서, F 는 transform lens의 초점거리이며 K 는 A/O소자를 조사하는 광의 aperture 웨이팅 및 빔모양을 나타내는 인자이고 $h(x)$ 는 A/O 소자의 분해능을 나타내는 인자이다.

pixel의 종횡비 (aspect ratio)라고 부르는 H_m/P 는 (8)식과 (9)식으로부터 $4h(x)$ 가 되며 pitch는 마지막 렌즈의 초점거리 선정에 의하여 spot의 크기에 맞출수가 있다. 인접한 spot를 Rayleigh 판정에 따라 구별할 수 있으면 $h(x)$ 는 1이 되어 종횡비는 4이다. 정교한 분해능을 갖는 CCD일수록 종횡비는 더욱더 감소되나 현재 상업적으로 이용되는 CCD의 종횡비는 1~1.4이다. 본 연구에 사용된 CCD113은 1024개의 pixel을 갖고 있고 pitch는 $13\mu m$ 이며 종횡비는 1.2을 갖고 있다. 특히, A/O광상관 시스템에서 SNR을 높이기 위하여 CCD의 적분시간을 길게 할 필요가 있다. 그림 4로부터 ϕ_x 필드간의 간격이 적분시간 T 가 되는데 이것은 단안정

멀티바이브레이터 회로와 potentiometer에 의하여 10ms까지 변경할 수 있도록 제작하였다.

III. A/O광상관기의 신호검출

1. 출력신호

그림 5에서 광원과 AOD를 구동시키는 $S_1(t)$ 와 $S_2(t)$ 신호는 입력신호인 $S_a(t)$ 와 $S_b(t)$

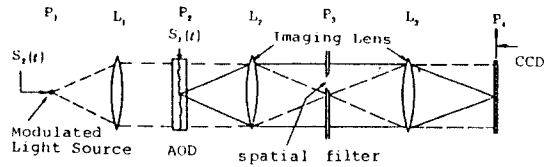


그림 5. A/O광상관 시스템
A/O correlator system

를 DSB (Double Sideband) 진폭변조 시킨 RF 신호이며 여기서 B_1 과 B_2 는 바이아스이다.

$$S_1(t) = [B_1 + S_a(t)] \cos \omega_c t \quad (10)$$

$$S_2(t) = [B_2 + S_b(t)] \cos \omega_c t \quad (11)$$

신호 $S_2(t)$ 에 의해 P_1 평면을 떠나는 광의 강도와 신호 $S_1(t)$ 에 의하여 P_2 평면에 놓여 있는 AOD의 1차 회절광의 강도 $I_2(t, x)$ 는 다음과 같다.

$$I_1(t) = B_2 + S_b(t) \quad (12)$$

$$I_2(t, x) = [B_2 + S_b(t)] [B_1 + S_a(t - x/V_s)] \quad (13)$$

여기서, x 는 A/O매질내에서 음파가 진행하는 거리이고 V_s 는 음파의 속도이다. 렌즈 L_2 , L_3 및 P_3 평면에 공간필터 (spatial filter)는 0차 회절광과 1차 회절광을 분리시킴과 동시에 1차 회절광만을 P_4 평면에 있는 광검출기 어레이에 조사시키는 역할을 한다. 입력신호에 대한 상관을 얻으려면 CCD를 이용하여 적분시켜야 하므로 적분시간을 T , $x/V_s = \tau$ 라고 하였을 때 출력신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 C(\tau) &= \int_{-T/2}^{T/2} [B_2 - S_b(t)] (B_1 + S_a(t-\tau)) dt \\
 &= TB_1B_2 + B_1 \int_{-T/2}^{T/2} S_b(t) dt \\
 &\quad + B_2 \int_{-T/2}^{T/2} S_a(t-\tau) dt \\
 &\quad + \int_{-T/2}^{T/2} S_b(t) S_a(t-2\tau) dt \quad (14)
 \end{aligned}$$

(14)식을 분석하면 우변의 첫항은 입력신호와 관련이 없는 바이아스이고 둘째 및 3째항은 입력신호와 관련된 바이아스이며 4째항이 상관신호가 된다. 입력신호인 $S_a(t)$ 와 $S_b(t)$ 가 평균값 0을 갖는 신호들이고 CCD의 적분시간 $T \gg 1/f_c$ 이면, (14)식은 다음과 같이 된다.

$$C(\tau) = B_1B_2T + \int_{-T/2}^{T/2} S_b(t)S_a(t-\tau) dt \quad (15)$$

따라서 출력신호는 입력신호와 관련된 바이아스는 나타나지 않는다.

2. 출력신호의 SNR

본 논문에서는 SNR은 상관피크가 나타나는 위치에서 출력신호의 평균전력 대 상관피크로부터 벗어난 위치에 출력신호의 Variance비로 정의한다.

$$SNR = \frac{E^2[C(\tau)]}{Var[C(\tau)]} \quad (16)$$

$S_a(t)$ 와 $S_b(t)$ 를 다음과 같다고 하자.

$$S_a(t) = S(t) \quad (17)$$

$$S_b(t) = S(t-\tau_0) + n(t) \quad (18)$$

여기서 τ_0 는 두 입력신호간의 지연시간이고 $n(t)$ 는 잡음이다. $B_1=B_2$ 라 하면 (14)식으로부터 출력신호는 다음과 같다.

$$C(\tau) = B_2 + \frac{B}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t-\tau_0) dt$$

$$\begin{aligned}
 &+ \frac{B}{T} \int_{-T/2}^{T/2} n(t) dt + \frac{B}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t-\tau) dt + \frac{1}{T} \\
 &\int_{-T/2}^{T/2} S(t-\tau) n(t) dt \\
 &+ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t-\tau) S(t-\tau_0) dt \quad (19)
 \end{aligned}$$

시간지연 (τ_0)이 없고 $\tau=0$ 일 때 상관피크가 나타난다고 하면 기대값은 다음과 같이 된다.

$$E[C(\tau)] = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E[S(t)S(t)] dt = R_s(\tau) |_{\tau=0} = R_s(0) \quad (20)$$

여기서 $R_s(0)$ 는 자기상관 (autocorrelation)이다. $S(t)$ 를 가우시안 분포 신호라 하면 $R_s(Z)$ 는

$$R_s(Z) = R_0 \exp[-\pi\beta^2 Z^2] \quad (21)$$

이 되며 β 는 신호의 주파수 대역폭이고 R_0 는 신호전력의 크기이다. (19)식으로부터 구한 $Var[C(\tau)]$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 Var[C(\tau)] &= (B^2/T^2) \int_{-T}^T (T-|Z|) [2R_s \\
 &(Z) + R_n(Z) + (1/B^2) R_s(Z) + (1/B^2) R_s(Z + \\
 &\tau)R_s(Z-\tau) + (1/B^2) R_s(Z) R_n(Z) + 2R_s(Z - \\
 &\tau)] dz \quad (22)
 \end{aligned}$$

잡음전력 $R_n(Z)$ 이 가우시안 분포함수를 갖고 있다면 입력신호의 SNR_1 는 다음과 같다.

$$SNR_1 = R_0 / R_n \quad (23)$$

여기서 R_n 은 잡음전력의 크기이다. 신호의 TBWP인 $\beta T > 10$ 이라 하고 (20)~(23)식을 (16)식에 대입하면 출력신호의 SNR을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 SNR &= \frac{T\beta}{\sqrt{2/2(1+1/SNR_1)+1/(SBR)^2(4+1/SNR_1)}} \quad (24)
 \end{aligned}$$

여기서 SBR은 RF신호 대 바이아스의 비가 된다. SNR_i 및 SBR을 설정하여 신호의 TBWP로서 (24)식을 계산한 결과는 그림 6과 같다. 출력신호의 SNR은 그림 6으로부터 적분시간 및 신호의 주파수 대역폭이 클수록 개선되며 A/O소자를 진폭변조모드로 동작하는 경우 (SBR=∞)는 강도변조모드로 동작하는 경우 (SBR≠∞)에 비해 더 높다. 그러나 강도변조모드로 동작하는 광상관기는 진폭변조모드로 동작하는 광상관기에 비해 상관신호를 검출하는데 별도의 발진기를 필요로 하지 않아서 시스템 구성이 간단하다. 또한 A/O소자를 저전력 및 가능한 넓은 변조 주파수 대역에서 동작시키려면 그림 6와 A/O소자의 특성으로부터 최적 SBR은 0.5가 되어야 한다.

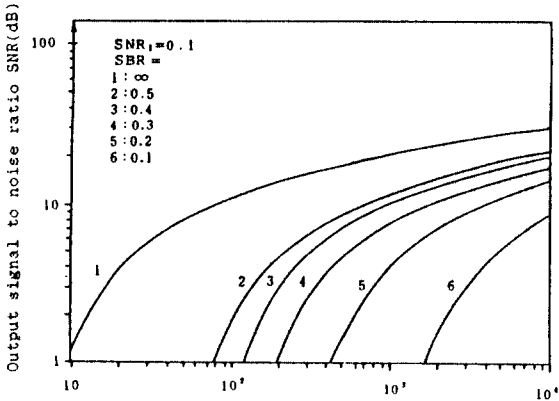


그림 6. TBWP에 대한 출력신호의 SNR
Output signal to noise ratio for TBWP

IV. 실험 및 고찰

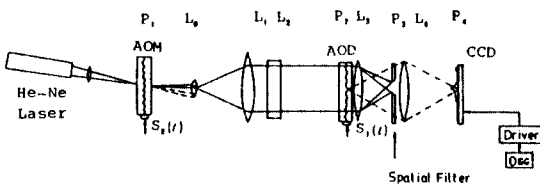


그림 7. 실험 시스템
Experimental system

광원은 출력이 1mw이고 파장이 6328¹⁶인 He-Ne레이저를 사용하였으며 광원을 변조시키기 위해 Q=7을 갖는 AOM을 사용했다. 이 AOM은 그림 5의 P₁평면에 있는 광원과 같은 역할을 한다. DSB 진폭변조 신호인 S₂(t)에 의하여 AOM을 빠져나오는 회절광을 구경이 작은 대물렌즈 L₀를 이용하여 -1차 회절광만을 통과시키고, 렌즈 L₁과 렌즈 L₂에 의하여 -1차 회절광을 Q=7이고 time aperture가 50μs인 AOD에 균일하게 조사 시켰다. S₁(t)신호로부터 발생된 음파에 의하여 -1차 회절광은 AOD를 거치게 되는데, AOD로부터 빠져나온 0차 및 +1차 회절광을 렌즈 L₃에 의하여 Fourier 변환되도록 하였으며, P₃ 평면에 광의 위상변화를 강도변화로 바꾸는 공간필터를 두어 +1차 회절광만을 통과시켜 렌즈 L₄에 의하여 상관무늬를 맺히게 하였다. 상관무늬가 나타나는 영상평면 P₄에 1024개의 pixel을 갖는 CCD133를 두어서 광상관기를 구성하였다. 강도변조모드로 동작하는 광상관기를 구현하기 위해 AOM 및 AOD의 전력 및 바이아스를 조정하여 SBR=0.5가 되도록 하였다. 본 광상관기에서 사용된 AOD의 aperture 길이는 31mm이며 CCD의 aperture 길이는 13.3mm (13μm×1024)이다. AOD에 의하여 형성된 상관무늬를 CCD가 검출하는 부분은 약 1/2이므로 AOD의 time aperture (50μs)의 1/2에 해당하는 상관무늬를 CCD가 검출하게 된다. 따라서 AOD에 의하여 영상평면에 맺히는 상관무늬의 공간주파수는 20.48MHz가 된다. 상관무늬를 CCD에 의하여 검출되면 출력신호는 CCD의 transport 클럭 시간동안에 나타나며 transport 클럭 주파수는 CCD의 클럭 주파수의 1/2이 된다. CCD의 적분시간 T=1ms로 하고 클럭주파수 f_{data}는 5MHz로 하였을 때 코드길이 15, 코드레이트 (code rate)가 1MHz인 PRN코드 입력신호에 대한 출력신호는 그림 8과 같이 실시간으로 나타났다.

U(τ)는 입력신호와 관계없는 바이아스이고, V(τ)는 입력신호와 관계있는 바이아스이며 I(τ)는 자기상관 신호이다. 이때의 결과는 (14

)식의 결과와 좋은 일치를 보였다.

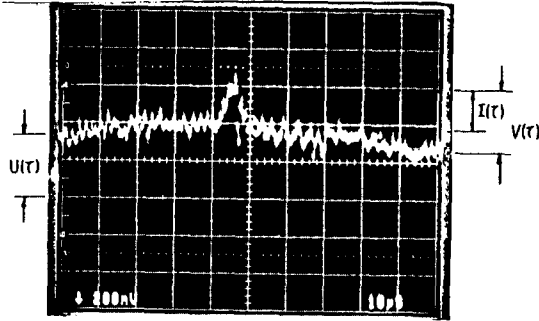
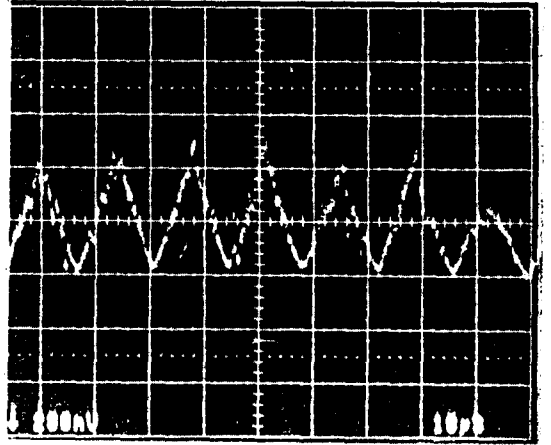
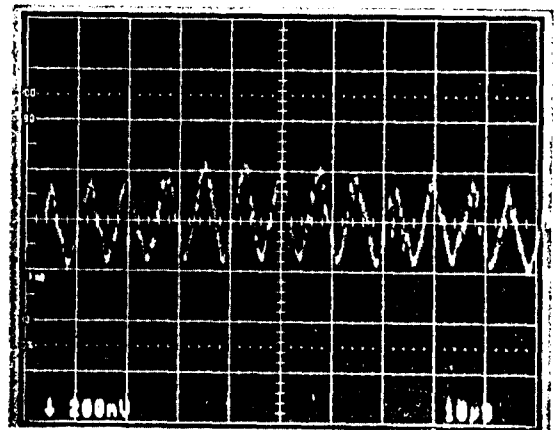


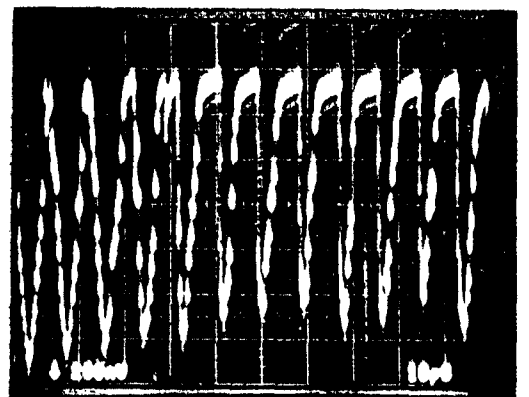
그림 8. 출력 신호
Output signal



(a) $f=0.5\text{MHz}$
 $T=0.38\text{ms}$



(b) $f=1\text{MHz}$
 $T=0.38\text{ms}$



(c) $f=1\text{MHz}$
 $T=1.2\text{ms}$

그림 9. 출력 신호
Output signal

그림 9(a), (b)는 $T=0.38\text{ms}$ 하고 $f_{\text{data}}=5\text{MHz}$ 로 하였을 때 0.5MHz 및 1MHz인 구형과 입력 신호에 대한 출력 신호이다. 구형과 입력 신호는 평균값이 0이고 주기적인 신호이므로 그림 9와 같이 입력 신호와 관계되는 바이어스는 나타나지 않았고, 주기적으로 출력 신호가 나타났으며 이때의 결과는 (15)식의 결과와 일치하였다. 상관무늬를 검출하는 CCD의 샘플링 주파수 2.5MHz는 상관무늬의 공간주파수 20.48MHz에 비해 1/8배가 되므로 상관 피크폭은 실제 상관 피크폭의 8배로 나타났다. 적분 시간을 1.2ms로 증가시켰을 때의 출력 신호는 그림 9(c)와 같이 상관 피크가 예리하지 못하게 나타났다. 이는 상관 피크가 포화되었기 때문에 적분 시간을 길게 하지 않아도 출력 신호를 용이하게 검출할 수 있다. 또한 적분 시간을 1/2배, 입력 주파수를 2배로 하였을 때 CCD에 검출되는 펄스의 위치가 동일하였는데 이것은 적분 시간이 증가함에 따라 주파수 분해능은 감소하고 처리 가능한 주파수 대역폭을 증가시킬 수 있음을 알 수 있었다.

구형파를 입력 신호로 하였을 때 주파수에 따라 측정된 상관무늬폭은 표1과 같으며 상관무늬폭은 표1로부터 $2/fV_s$ (V_s 는 AOD의 음파속도로서 $0.61\text{mm}/\mu\text{s}$)임을 알 수 있었다.

표 1 입력신호의 주파수에 따른 상관 무늬 폭
Width of correlation pattern for input signal frequency

입력신호의 주파수 [MHz]	상관 무늬 폭 (mm)	비 고
0.2	6.0	입력신호: 구형파 음파속도: 0.61mm/μs
0.5	2.1	
1	1	
2	0.58	
3	0.39	

T=10ms, $f_{data}=5\text{MHz}$, $\text{SNR}_i=-10(\text{dB})$ 및 $\text{SBR}=0.5$ 로 하였을 때, 코드길이가 15이고 코드 레이트가 1MHz인 PRN 코드신호에 백색 가우시안 잡음이 혼합된 것을 한 입력신호로 하고 1 MHz인 PRN 코드신호를 다른 입력신호에 하여 측정된 출력신호는 그림 10과 같다. 적분시간을 변경시켜 신호의 TBWP의 변화를 주었을 때 측정된 출력신호의 SNR은 표 2와 같다.

표 2. 측정된 SNR
Measured signal to noise ratio

신호의 TBWP	SNR(dB)	비 고
3×10^2	4.6	T:10ms $f_{data}:5\text{MHz}$ $\text{SNR}_i:0.1$ SBR:0.5
5×10^2	7	
7×10^2	7.5	
9×10^2	8.5	
1×10^3	8.7	

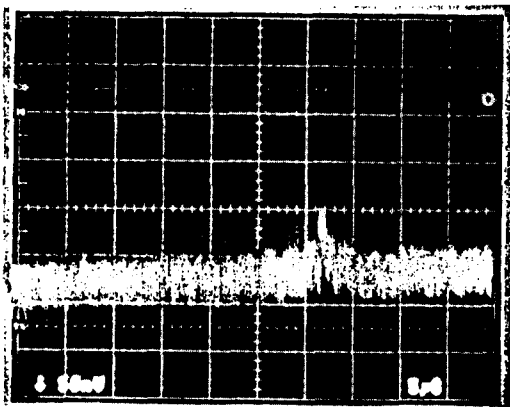


그림 10. 출력신호
output signal

그림 6과 표 2로부터 SNR은 1.5(dB)의 차이를 보이는데 이 차이는 AOD의 입력평면 및 주파수평면 error와 CCD 및 주변 광학장치 잡음에 기인하는 것으로 분석된다.

V. 결 론

본 연구는 전자신호에 대하여 광학적인 방법에 의해 실시간으로 상관함수를 얻는 방법을 제시하였다. 실험한 결과 영상평면에 나타나는 상관무늬의 공간 주파수는 20.48MHz였으며 출력신호는 CCD의 transport 클럭시간에 나타났고 적분시간을 1.5배 증가시킴에 따라 약 1.8(dB) 개선이 있었다. 본 광상관기는 기존의 광상관기보다 시스템구성이 간단하고 실시간으로 신호검출이 가능하여 잡음에 묻힌 신호를 용이하게 검출할 수 있었다. 그러나 긴 시간동안 상관함수를 얻거나 출력신호의 SNR을 보다 개선시키기 위해 광대역 AOD와 CCD에 Buffer 메모리를 사용하여 적분시간을 더욱더 증가시킬 수 있는 연구가 계속 되어야 할 것이다.

*본 논문은 한국과학재단의 지원에 의하여 연구된 논문입니다.

參 考 文 獻

1. I. C. Chang "Acoustic- Optic Devices and Applications", IEEE Trans. Sonics & Ultrasonics, Vol 23, pp. 2~22, Jan. 1976.
2. L. Curriona, Optical and Acousto- Optical Information Processing, MIT Press Cambrage, MA, 1965.
3. M. Gottlieb, Conroy, and T. Foster, "Optoacoustic Processing of Large Time- Bandwidth Signals", Appl. Opt., vol. 11, pp. 1068~1077, May. 1972.
4. T. Turpin, "Time Integrating Optical Processors", Proc. SPIE, vol 154, pp. 196~203, Aug. 1978.
5. K. Bromley, "An Optical Incoherent Correlator", Opt. Act., vol. 35~41, Jan. 1974.

6. David F. Hotz, "Bulk acousto- Optic Signal Processor for continuous Fourier Transform", Appl. Opt., vol. 23, pp. 1613~1619, May. 1984.
7. A. Papoulis, Probability Random Variables Processes Mcgraw- Hill, New York, 1968.
8. R. K. Hopwood "Design Considerations for a Solid-State Image Sensing Systems", Proc. SPIE, vol. 23 0, pp. 72~82, Apr. 1980.
9. M. G. Gazalet, S. Carsier, et al., "Multifrequency Paratellurite Acousto- Optic Modulator", Appl. Opt. vol. 24, pp. 4435~4438, Jan. 1986.
10. Robert E. Brooks, "Acoustic Wave Diffraction for Array Processing", Appl. Opt., vol. 22, pp. 2810~2816, Sep. 1983.
11. Jimp. Y. Lee, "Interferometric Acousto- Optic Signal Processor for simultaneous Direction Finding and Spectrum Analysis", Appl. Opt., vol. 21 pp. 4005~4011, Nov. 1982.
12. A. Vander Lugt, "Adaptive Optical Processor", Appl. Opt., vol. 21, pp 4005~4011, Nov. 1982.
13. A. Vauder Lugh, "Fresnel Transforms and Bragg Cell Processors", Appl. Opt., vol. 24 pp. 3846~3859, Nov. 1985.
14. Special Issue on Real-Time Processing, Proc. SPIE, vol. 241, 1980.
15. Special Issue on Real-Time Processing, Proc. SPIE, vol. 180, 1979.



全石熙(Seok Hee JEON) 正會員
 1960年8月16日生
 1981年2月: 延世大學校 電子工學科 卒業(工學士)
 1983年2月: 延世大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)
 1990年2月: 延世大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學博士)
 1986年3月~現在: 東洋工業專門大學 通信工學科 助教授



柳興均(Heung Gyoon RYU) 正會員
 1959年7月10日生
 1982年2月: 서울大學校 電子工學科 (B. S)
 1984年2月: 서울大學校 大學院 電子工學科(M. S)
 1989年2月: 서울大學校 大學院 電子工學科(Ph. D)
 1983年1月~1983年10月: 韓國電子通信研究所 委嘱研究員
 1988年2月~現在: 忠北大學校 工科大學 電子工學科 助教授
 關心分野: 通信工學, 光通信, 信號處理等



金慶泰(Kyung Tae KIM) 正會員
 1954年12月19日生
 1978年2月: 慶北大學校 電子工學科 學士
 1980年8月: 延世大學校 電子工學科 碩士
 1987年2月: 延世大學校 電子工學科 博士
 1980年9月~1987年8月: KIMM研究所 前任研究員
 1987年9月~現在: 暎園大學校 電子工學科 助教授



朴漢奎(Han Kyu PARK) 正會員
 1941年6月21日生
 1964年2月: 延世大學校 電氣工學科 學士
 1968年2月: 延世大學校 電氣工學科 碩士
 1973年: 불란서 파리大學校(소로본느大學校) 博士課程修了(DEA)
 1975年: 불란서 파리 6大學(Ph.D)
 1976年~現在: 延世大學校 電子工學科 教授