

論文2000-37SD-1-7

비선형 간섭계를 이용한 광 코드 분할 다중 접속 부호기와 복호기

(Nonlinear fiber optic CDMA coder and decoder)

鄭 濟 明 *

(Je-Myung Jeong)

요 약

방송 네트워크 또는 근거리 통신망에서 사용 가능한 비선형 간섭계를 이용한 광 부호 분할 다중 접속(Optical code division multiple access) 방식의 통신을 위한 부호기와 복호기를 제안하였다. 제안된 부호기와 복호기의 동작 원리는 광섬유 간섭계 내에서 두 개의 광신호가 같이 진행할 때 생기는 비선형 효과인 교차 위상 변조(cross phase modulation)에 기초를 두고 있으며, 교차 위상 변조를 통해 WDM 결합기 위치 배열에 따라 임의의 광 펄스-시퀀스를 생성(generation)하고 상관(correlation)할 수 있다. 이러한 기본 동작 원리를 보이기 위해 기존의 레이저 및 광섬유로 구성되는 Sagnac 간섭계를 이용해서 기초 실험을 하였다. 실험 결과에서 상관된 출력 값은 예상한 바와 같이 Incoherent 파워 중첩이 아니라 상관된 위상 값의 \sin^2 으로 중앙 침두치 대 부엽의 위상 비는 2:1이나 출력 값은 3:1이었다.

Abstract

We propose a modified nonlinear fiber optic interferometer which can serve to generate binary optical pulse sequences for CDMA networks, and to decode them. In one arm cross-phase modulation between a CW signal and a counter- or copropagating high-power pulse takes place in sequences of segments connected via WDM couplers. Preliminary experimental results on code generation as well as autocorrelation and crosscorrelation are presented, using Sagnac interferometer. As we expected, the experimental results show that the outputs of the interferometer device are not summed simply on the basis of power, but the sin-squared version of it. Arbitrary codes can in principle be implemented.

I. 서 론

확산대역 코드 분할 다중 접속 방식(Code Division Multiple Access : CDMA) 통신은 통신망에서 시간 지연없이 비동기-다중접속(Asynchronous Multiple Access)을 구현할 수 있는 방법이다. 그러나 CDMA 네트워크

는, 수신단과 송신단에서 광대역 채널과 광대역 신호처리를 필요로 한다. 따라서 넓은 대역폭을 가지고 있는 광섬유의 특성과 전광 신호 처리의 초고속성을 이용해 확산대역-광섬유-CDMA-네트워크(fiber-optic CDMA network)가 제안 발표되었고 최근까지 활발하게 연구되고 있다^[1-4].

일반적으로 전형적인 광 CDMA 통신 시스템에서, 광 부호기(encoder)는 정보의 각 비트를 비트에 해당하는 어드레스에 따라 매우 높은 비트율의 광 펄스-시퀀스로 변환, 코드화한다. 코드화된 광 펄스-시퀀스는 광섬유 채널을 따라 수신기로 전송되고 수신기에서는 복호기(decoder)에 내장된 어드레스와 상관(correlation)하게 된다. 이 때 정합된(matched) 비트와 부정합된(mis-

* 正會員, 漢陽大學校 電子電氣工學部

(Division of Electrical & Computer Engineering, Hanyang University)

※ 본 연구는 한국과학재단 핵심전문 연구비(961-0922-117-2) 지원으로 수행되었음.

接受日字:1999年8月19日, 수정완료일:1999年12月27日

matched) 비트에 따라 각각 자기상관(auto-correlation) 함수 또는 교차상관(cross-correlation) 함수가 출력되며, 이 출력 값은 문턱값(threshold)과 비교되어 데이터로 복구된다. 그러므로 광학적으로 CDMA 네트워크를 구현하기 위해서는, 코드화된 광 펄스 시퀀스를 발생시킬 뿐만 아니라 광 펄스 시퀀스를 상관할 수 있는 광학적 방법이 필요하다. 최근에는 광 펄스 시퀀스의 부호화와 복호화를 위해서 광섬유 지연선(delay line)^{[1][2]}과 사다리(ladder)^{[3][4]} 네트워크가 연구되고 있다. 반면에, 비선형 광학을 이용한 광학적 양을 측정하는 상관 기술은 이미 잘 알려진 바 있다. 예를 들면 극초단 펄스의 펄스 폭을 측정하는 상관 기술 등이다.

본 논문에서는 광 CDMA 네트워크를 위한 바이너리(binary) 광 펄스-시퀀스를 발생과 상관할 수 있는 새로운 광학적 방식을 제안한다. 제안하는 방식은 단일 모드 광섬유의 넓은 대역폭(50THz)과 광섬유의 빠른 비선형성(fused silica에서 비선형 굴절률의 이완시간(relaxation time)은 10^{-14} sec)을 이용한다. 제안하는 광 CDMA 부호기 및 복호기의 기본 동작 원리는, 서로 다른 파장 또는 편광을 가진 두 신호가 같이 진행할 때 상호 작용으로 야기되는 비선형 효과인 교차 위상 변조(Cross Phase Modulation : XPM)를 이용하는 것이다.

먼저 2장에서는 서로 다른 두 파장을 사용한 시스템의 부호기 및 복호기로서 동작 원리를 설명하고 3장에서 제안하는 동작 원리를 증명할 수 있는 기초 실험 결과를 제시하였다.

II. 동작 원리

그림 1은 제안하는 비선형 간섭계를 이용한 광 CDMA 부호기와 복호기 개략도이다. 여기서 결합기 C_1 은 Continuous Wave(CW) 신호 S_1 의 파장 λ_1 에서 3dB인 결합기이고, 결합기 C_2 는 전력 결합 비율(power coupling ratio)이 신호 S_2 의 파장 λ_2 에서 100%, 신호 S_1 의 파장 λ_1 에서는 0%인 Wavelength Division Multiplex(WDM) 결합기이다. Mach-Zehnder 간섭계는 파장 λ_1 인 CW S_1 에 대해 평형(balance)되어 있기 때문에 S_2 가 S_1 에 영향을 주지 않는다면(S_2 가 간섭계에 입사되지 않는다면), 간섭계의 아래 출력 포트로는 S_1 의 출력이 없게 된다. 반면에 그림 1에서 보는 바와 같

이 파장 λ_2 의 펄스 펄스 신호 S_2 가 간섭계 위팔 네트워크에 입사하면, 두 신호가 겹치는 영역(Overlap region)에서 S_2 는 S_1 과 같이 진행하여 서로 상호작용을 일으킨다. 그리고 두 신호 S_1 과 S_2 가 겹치는 영역은 그림 1과 같이 WDM 결합기 C_2 의 수와 위치에 따라 결정된다.

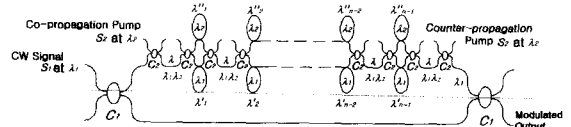


그림 1. 비선형 간섭계를 이용한 광 CDMA 부호기 및 복호기 $C_1 = \lambda_1$ 에서 3dB 결합기, $C_2 = \text{WDM}$ 결합기

Fig. 1. The basic diagram of the proposed fiber optic CDMA coder and decoder. $C_1 = 3\text{dB}$ coupler at λ_1 , $C_2 = \text{WDM}$ coupler.

겹치는 영역에서 신호 S_1 과 S_2 가 같이 진행할 때 XPM에 의해서 S_1 의 위상은 S_2 의 세기에 따라 변화된다. 만일 $P_2(t)$ 가 어느 한 점에서 S_2 의 파워를 나타내는 함수라면 간섭계 아래팔의 S_1 위상을 기준으로 간섭계 위팔 끝에서 S_1 위상, $\phi_1(t)$ 은 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= Q \sum_{k=1}^n \phi(t - t_k), \\ &= Q \phi(t) * \sum_{k=1}^n \delta(t - t_k). \end{aligned} \quad (1)$$

여기서

$$\phi(t) = \int_0^l P_2 \left[t - \left(\frac{1}{v_2} \pm \frac{1}{v_1} \right) z \right] dz, \quad (2)$$

$$t_k = \sum_{i=k}^n \left(\frac{l_i''}{v_2} \pm \frac{l_i'}{v_1} \right), \quad (3)$$

$$t_n = 0, \quad (4)$$

- : counterpropagation, + : copropagation.

위 식들에서 Q 는 광섬유의 비선형 효과를 나타내는 상수이고, *는 컨벌루션이다. $\phi(t)$ 는 겹치는 영역에서 $P_2(t)$ 에 의해 생기는 S_1 의 비선형 위상변이(nonlinear phase shift)를 나타낸다. n 은 겹치는 영역의 수이며, v_1 과 v_2 는 S_1 과 S_2 의 전파 속도이다. 또 l_i' 와 l_i'' 는 S_1 , S_2 의 겹치지 않는 i 번째 영역의 길이, l 은 S_1 과

S_2 가 같이 진행하는(겹치는 영역) 길이를 나타낸다.

S_1 의 위상이 식 (1)과 같이 시간에 따라 변화하므로 파장 λ_i 에서 간섭계의 아래쪽 출력은 세기변조(intensity modulation)가 되고 시간상에서 출력 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$P_1(t) = P_1 \sin^2 \left[\frac{\phi_1(t)}{2} \right]. \quad (5)$$

여기서 P_1 은 CW S_1 의 입력 파워이다. 식 (1)과 (5)에서 만일 $\phi_1(t)$ 가 바이너리이면, $P_1(t)$ 또한 바이너리가 되며, $\phi_1(t)$ 는 바이너리 함수 $\sum_{k=1}^n \delta(t-t_k)$ 와 $\phi(t)$ 의 상관관을 나타낸다. 따라서, 이 결과에서 알 수 있듯이 바이너리 펄스 시퀀스의 생성 또는 바이너리 펄스 시퀀스 간 상관 처리할 수 있게 된다.

만일 $P_2(t)$ 가 $\delta(t)$ 라면 $\phi_1(t)$ 은 다음과 같다.

$$\phi_1(t) = \sum_k u(t-t_k) - u(t-t_k - \tau_G). \quad (6)$$

여기서 $u(t)$ 는 단위 계단 함수(unit step function)이고 τ_G ($\tau_G = \frac{1}{v_2} \pm \frac{1}{v_1}$)는 색분산(chromatic dispersion) 파라미터이다. 식 (6)에서 $\phi_1(t)$ 는 바이너리 펄스이며 WDM 결합기 위치에 직접적으로 영향을 받음을 알 수 있다. 즉, 생성되는 펄스의 수 P 는 겹치는 영역의 수 n 이고, 근접한 i 번째와 $(i+1)$ 번째 펄스사이의 간격은 l_i' , l_i'' (겹치지 않는 영역의 길이)에 따라 결정된다. 그러므로 2^n 코드^[5], 프라임 코드^[6]와 같은 임의의 코드 시퀀스는 l_i' , l_i'' , n 을 적절히 선택함으로써 생성될 수 있다. 겹치는 영역의 길이는 생성되는 펄스의 크기를 결정하기 때문에 같은 크기의 펄스를 얻기 위해서 상호 작용이 발생하는, 즉 겹치는 영역 길이는 같아야 한다. 그림 1에서와 같이 겹치는 영역의 길이는 l 로서 일정하다. 또한 크기가 큰 신호를 발생시키기 위해서는, 각 겹치는 부분에서의 비선형 위상천이 ϕ_1 는 π 에 가까워야 하며 P_1 값도 커야한다. 지금까지는 바이너리 광 펄스 시퀀스의 부호기에 대해 설명하였다.

$P_2(t)$ 가 위에서와 같은 방법 또는 다른 어떤 방법에 의해 발생된 바이너리 펄스 시퀀스라면, $\phi_1(t)$ 는 두 개의 바이너리 펄스의 상관이다. 즉, 그림 1의 네트워크는 CDMA 부호기로서 동작한다. 식 (5)에서 알 수 있듯이

$P_1(t)$ 는 그 자체가 컨벌루션이 아닌 \sin 의 제곱인 형태이나 수신기 BER 등 확률에는 영향을 미치지 않는다.

겹치는 영역의 길이 l 이 펄스 walk-off 길이 l_w ($l_w = \frac{T_P}{|\tau_G|}$, T_P : 펄스 펄스 $P_2(t)$ 의 폭)보다 작고 $l_i' = l_i''$ 일 때, 식 (1)은 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= Q \sum_{i=1}^{m-1} \int_{x_i}^{x_i+1} P_2(t - \tau_G x) dx, \\ &= Q P_2(t) * N'(\tau_G x). \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 x_i 는 간섭계 위팔에서 S_2 의 진행로를 따라, 마지막 WDM 결합기와 S_2 의 입력으로부터 i 번째 WDM 결합기 사이 거리이다. $m(=2n)$ 은 WDM 결합기의 전체 수이고, $N(x = \frac{t}{\tau_G})$ 은 S_1 과 S_2 사이에 겹치는 영역의 공간 분포(Spatial distribution)이다. 즉 경로가 겹치는 부분에서는 1이고, 그 이외에서는 0이다. 식 (7) 역시 $\phi_1(t)$ 는 $P_2(t)$ 와 네트워크의 WDM 결합기 위치 분포와 상관임을 보여준다.

식 (1), (2), (5)들은 원하는 특정한 신호를 생성하는 부호기나 상관하는 부호기를 설계하는데 기본식이 된다. 부호기에 대해서 π 정도의 ϕ_1 를 얻는 것이 바람직하다. ϕ_1 값을 크게 하기 위해서는 1) Q 값; 2) S_2 파워; 3) S_1 과 S_2 의 상호 작용 지속시간을 가능한 최대화 시켜야 한다. 일반적인 광섬유를 사용한다면 Q 값은 거의 고정된 값이나, 납과 같은 중금속^{[7][8]}, 또는 반도체^[9]를 적절히 도핑함으로써 비선형성이 향상된 광섬유를 사용할 수 있을 것이다. S_2 파워는 광섬유에서 발생하는 비선형 효과의 하나인 Stimulated Raman Scattering(SRS)에 의해 제한된다. 따라서 각각의 겹치는 영역에서 발생하는 펄스 당 최대 비선형 위상천이는 $\phi_{1, max}$ 로 제한 받게 된다. SRS에 의해 제한된 $\phi_{1, max}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \phi_{1, max} &= \phi_{max} \frac{l}{l_{tot}}, \\ &= \phi_{max} \frac{l}{Pl + \sum_{i=1}^{P-1} l_i''}. \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 ϕ_{max} 는 SRS가 발생하기 전 전체 광섬유 길이 l_{tot} 에서 펄스 S_2 에 의해 얻을 수 있는 최대의 비선형

위상 천이이다. 여기서 l_{int} 는 간섭계 위팔에서 S_2 경로의 전체 거리를 나타내고, $P(=n)$ 는 발생된 펄스의 수이다. 일반 광 통신용 광섬유에서는 ϕ_{max} 의 값이 수 π 값으로 제한된다. 따라서 P값이 커지면 ϕ_1 은 매우 작아지며, 큰 크기의 펄스를 얻기 위해서 높은 CW S_1 의 파워 P_1 이 필요하게 된다. 상호 작용 시간은 펄스간의 상호 작용 시간과 co-propagation 또는 counter-propagation을 선택함으로써 조절할 수 있다. 펄스간 상호 작용 시간은 색 분산에 의한 v_1, v_2 그리고 상호 작용 영역(겹치는 영역) l 을 선택함으로써 조절 가능하게 된다. 그러나 ϕ_1 의 최대값은 분산(dispersion)에 의해 포화되므로, 펄스 walk-off 길이, l_w 보다 l 을 증가시킨다고 해서 ϕ_1 을 더 이상 크게 할 수 없다.

부호기에 대해서는, 상관된 ϕ_1 의 \sin^2 형태이므로 출력 $P_1(t)$ 는 단순한 incoherent 파워 중첩은 아니다. S_2 의 신호가 미약할 때 즉 ϕ_1 이 작을 때, 식 (5)는 $P_1(t) \propto \phi_1^2(t)$ 의 관계임을 알 수 있다. 이러한 상황에서는 자기 상관 함수의 중앙 첨두 세기는 수신된 코드 펄스의 수, P 에 비례한다. 이러한 현상은 중앙 첨두 값과 부엽(side lobes)을 뚜렷이 구별할 수 있기 때문에 수신기에서 바람직한 특성이 될 수 있다.(단순한 incoherent 중첩의 경우에는 자기 상관 함수의 첨두 세기는 오직 펄스의 수 P에만 비례하게 된다.) ϕ_1 이 매우 작을 때, 데이터를 검출하기 위한 충분한 크기의 간섭계 출력을 얻기 위해서 역시 큰 전력 P_1 의 CW 레이저 국부 발진기(local oscillator)를 사용하는 것이 중요하다.

지금까지 언급한 경우 그림 1에서 보는 바와 같이 부호기의 출력은 λ_1 의 파장이다. 만일 제안하는 부호기를 이용하여 생성된 광 펄스 시퀀스가 복호기에 전송된다면, 이때 변조된 입력신호 S_2 의 파장은 λ_1 이고 국부발진기 S_1 의 파장은 어떤 다른 λ_3 가 될 것이다. 따라서 제안하는 부호기와 복호기로써 구성되는 전체 네트워크를 설계할 때, 파장의 할당이 적절하게 행해져야 하며, 네트워크에서 파장을 재이용해서 필요한 레이저의 수를 최소화하도록 고려해야 한다. 단일 파장의 동작도 가능한데 이 때에는 두 개의 직교 편광된 파와 편광에 대해 민감한 소자(polarization sensitive device)를 사용하여 쉽게 구현할 수 있다. 제안하는 광섬유를

이용한 부호기에서의 문제점은 코딩 네트워크의 복잡성이다. 이러한 문제는 어떤 송신 측에서 특정한 수신기로 전송하기 위해서는 특정 코딩 네트워크를 사용하기 때문에 발생한다. 이 때 코딩은 코딩 네트워크를 재배열(reconfiguration)하거나 고정된 코딩 네트워크의 집합 중에서 특정 부호기를 선택함으로써 실현할 수 있다. 재배열이 불가능할 경우에는 각각의 송신기에 모든 수신기를 위한 부호기의 집합을 포함하고 있어야 하므로 시스템이 매우 복잡해 질 수 있다. 그림 1과 같은 광섬유를 이용한 부호기는 임의의 다른 배열로 쉽게 재배열할 수 없는 단점이 있다. 그러나 광섬유 형태가 아닌 방식을 채택한다면 재배열이 가능한 부호기는 다음과 같이 구현 가능할 수 있을 것이다. 어떤 Field (예를 들어 auxiliary 전계)가 가해질 때만 Kerr 효과가 높게 나타나는 비선형 매질을 사용할 수 있다면 재배열은 전극에 여러 전압 분포를 인가하여 쉽게 구현할 수 있다. 또 다른 한 방법은 그림 2에서처럼 counter-propagation 방식을 채택함으로써 재배열이 가능한 부호기를 구현할 수 있다. 이 경우에는 매우 높은 비선형 매질의 셀 부분이 주어진 공간에서 임의의 위치로 움직일 수 있어야 하며, 이런 방법으로 길이 L, 펄스 수 P인 모든 코드를 생성할 수 있다.

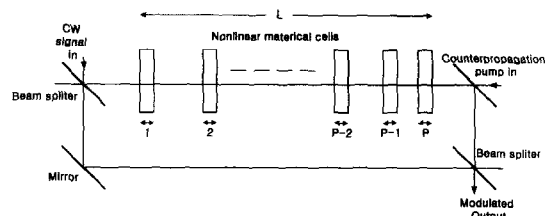


그림 2. Counter propagation 방식으로 동작하는 재배열이 가능한 부호기 및 복호기

L =코드길이, P =펄스 수

Fig. 2. The schematic of a reconfigurable coder and decoder in the counterpropagation configuration. L =code length, P =pulse number.

III. 실험 결과

비선형 위상천이는 τ_c^{-1} 에 비례하므로 ϕ_1 는 co-propagation 방식에 비해 counter-propagation 방식에서 매우 작게 된다. 이런 이유로 co-propagation 구성을 사용하는 것이 바람직하다. 펄스 S_2 는 주파수

가 배가된 532nm, Q 스위치된 Nd:YAG 레이저를 사용하였다. 펄스 펄스는 반복률(repetition rate)가 15kHz, 첨두전력(peak power)는 200W, 펄스폭은 150ns fwhm이다. 신호 S₁는 633nm CW He-Ne 레이저를 사용하였다. 실험에서 사용된 레이저의 파장 532nm과 633nm에 대해 walk-off 파라미터 τ_G는 대략 30ps/m이다. 이 때 펄스 walk-off 길이 l_w는 T_p≈150ns에서 5km정도가 된다. 본 실험같이 간섭계 위팔의 길이가 l_w와 비교해서 작은 값일 때, 식(1)은 l₁'=0의 경우에 다음과 같이 변하게 된다.

$$\phi_k(t) = QI \sum P_2(t - \tau_k) = QI P_2(t) * \sum \delta(t - \tau_k) \quad (9)$$

여기서

$$\tau_k = \sum_{i=1}^k \frac{l_i'}{v_2} \quad (10)$$

식 (9) 역시 φ₁이 P₂(t)와 네트워크의 WDM 결합기의 물리적인 배치와 상관 함수임을 보여준다. 본 실험에서는 co-propagation 구성으로 동작하는 Sagnac 간섭계를 사용했다. Sagnac 간섭계는 항상 균형 잡힌 간

섭계 팔을 사용하기 때문에, 주위 온도와 음향의 변화에 덜 민감하다. 실험 구성은 그림 3에서 보였다. WDM 결합기의 전력 결합 비는 532nm에서 99%, 633nm에서 5%였고, WDM 결합기의 과잉손실(excess loss)은 0.2dB이하였다. 그림 3에서 보는 바와 같이 Sagnac 간섭계는 빔 분배기, 단일모드 광섬유 루프, 그리고 WDM 결합기로 구성된다. 두 파장이 겹치지 않는 영역에서 경로 길이의 차이 L₂는 70m이다. 첫 번째 겹치는 영역 L₃와 두 번째 겹치는 영역 L₄는 각각 100m와 200m이다. 광섬유의 루프의 손실, WDM 결합기의 과잉 손실 그리고 분배 손실등을 보상하기 위해서 L₄를 L₃보다 더 길게 하였다. 광섬유 루프의 출력 단에서 펄스와 신호를 분리하기 위해서 필터를 사용했다. 본 실험을 하면서 먼저 CW S₁신호에 대해서 뚜렷한 간섭 패턴을 얻었으며 간섭 패턴의 dark fringe에 Photomultiplier Tube(PMT)를 위치한 후 간섭계 네트워크에 높은 전력의 펄스 S₂를 인가하여 출력을 측정했다.

부호기 실험에서는 B입력을 막고 A입력만 사용했다. 그림 4(a)에서는 Sagnac 간섭계의 변조된 출력을 볼 수 있으며 이는 부호기 네트워크가 복호기로 사용될 때 복호기의 임펄스 응답이다. 70m의 겹치지 않는 영역 때문에 두 개의 펄스는 350ns만큼 떨어져 발생하였다. 펄스의 첨두전력이 0.77W일 때, 측정된 비선형-위상천이는 π이다. 상호 영향을 주는 길이가 100m 정도일 때 위상 천이 값 π에 대한 이론적인 펄스전력의 값은 0.8W이다. 복호기 실험에서는 그림 3의 점선안의 빔분배기 BS 2와 3dB 결합기로 구성된 수동 네트워크를 이용 입력 부호를 발생하였다. 먼저, L₁=180m에서 교차 상관 실험을 수행했다. 이것은 부정합된 입력신호의 경우이며, 발생된 입력코드는 그림 4(b)에서 보는 바와 같다. 두 펄스 사이의 간격은 900ns이다. 각 펄스의 측정된 첨두전력은 0.26W였다. 그림 4(c)는 4개의 같은 크기(크기 1)를 가진 펄스로 구성된 교차 상관 출력을 보여준다. 각 펄스의 비선형 위상천이는 π/3였다. 다음으로 L₁=L₂=70m가 되도록 L₁를 자르고 자기 상관 실험을 수행했다. 이것은 정합된 입력 신호의 경우이다. 생성된 입력 코드는 그림 4(a)와 같이 350ns만큼 떨어진 2개의 펄스로 구성되었으며, 각각의 펄스의 첨두 전력은 0.26W였다. 그림 4(d)는 크기가 3인 중앙 펄스 하나와 크기가 1인 2개의 부엽)의 자기 상관된 출력을 보

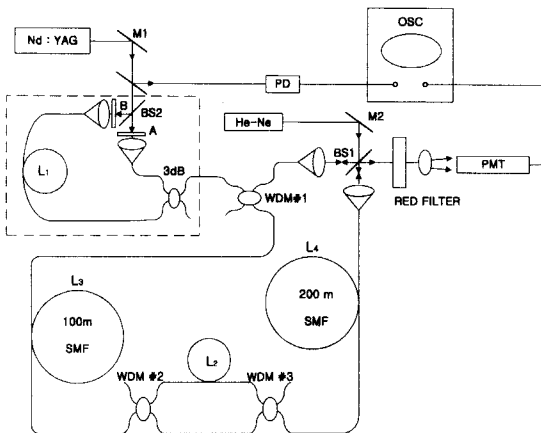


그림 3. CDMA 부호기 및 복호기

M=mirror, PD=photodetector, SMF=single-mode fiber, OSC=oscilloscope, BS=beam splitters, PMT=photomultiplier tube, PC=polarization controller

Fig. 3. Experimental setup for CDMA coder and decoder.

M=mirror, PD=photodetector, SMF=single-mode fiber, OSC=oscilloscope, BS=beam splitters, PMT=photomultiplier tube, PC=polarization controller.

여준다. 3:1의 비는 incoherent 중첩에서 예상했던 것과 같은 2:1이 아니라 $\phi_1(t)$ 와 연관된 sin 제곱의 형태 때문에 발생한다. 중앙 펄스와 부엽에 대한 비선형-위상 천이는 $2\pi/3$ 와 $\pi/3$ 였다.(위상비는 2:1)

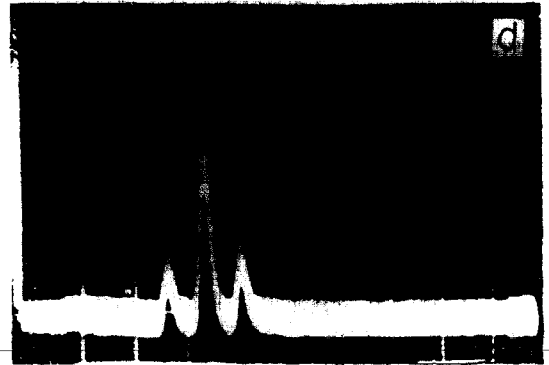
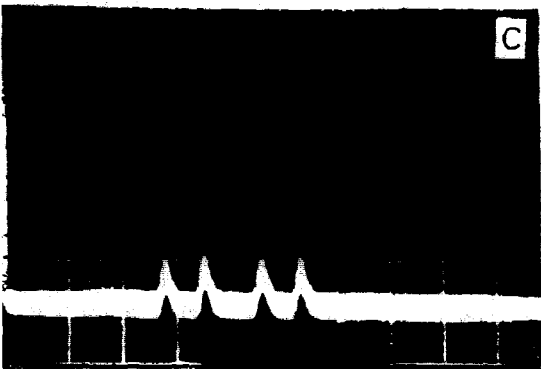
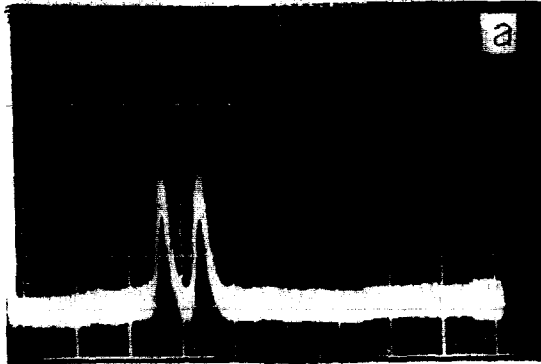


그림 4. 실험결과 :

- (a) 부호화된 광펄스 출력 및 복호기의 임펄스 응답
- (b) 부정합된 광펄스 시퀀스 입력
- (c) 교차 상관된 출력
- (d) 자기 상관된 출력(시간축: 200ns/div)

Fig. 4. Experimental data:

- (a) The coded pulse sequence and the impulse response of the decoder
- (b) the input code for the crosscorrelation
- (c) the cross -correlated output
- (d) the autocorrelated output(Time axis: 200ns/div)

IV. 결 론

기존의 광 섬유와 레이저 기술로 구현 가능한 새로운 비선형 간섭계를 이용한 CDMA 부호기와 복호기를 제안하였다. 제안된 부호기와 복호기는 광섬유 간섭계 내에서의 교차 위상 변조에 기초를 두어 설계되었으며, 교차 위상 변조를 통해 광펄스를 생성하고 상관하였다. 코드 길이 L과 펄스 수 P의 임의의 모든 부호를 생성, 상관할 수 있으며, 이는 간섭계 네트워크의 WDM 결합기의 위치 배열을 변경함으로써 가능하다.

참 고 문 헌

- [1] P. Prucnal, M. A. Santoro and T. R. Fan, "Spread spectrum fiber-optic area network using optical processing," J. Lightwave Technol., vol. 4, pp. 547-554, 1986.
- [2] J. A. Salehi "Code division multiple access techniques in optical fiber networks-Part I: Fundamental principles," IEEE Trans. commun., vol. 37, pp. 824-833, 1989.

- [3] Y. L. Chang and M. E. Marhic, "Fiber-optic ladder networks for inverse decoding coherent CDMA," J. Lightwave Technol., vol. 10, pp. 1952-1962, 1992.
- [4] Marhic, "Coherent optical CDMA networks," J. Lightwave Technol., vol. 11, pp. 854-863, 1993.
- [5] Y. L. Chang and M. E. Marhic, "2ⁿ codes for optical CDMA and associated networks," IEEE/LEOS Topical meeting, on Optical Multiple Access Networks, Monterey, CA, July 25-27, 1990, pp. 49-50.
- [6] A. A. Shaar and D. A. Davies, "Primes sequences quasi-optimal sequences for OR channel code division multiplexing," Electron. Lett., vol. 19, pp. 888-889, 1983.
- [7] M. A. Newhouse, D. L. Weidman and D. W. Hall, "Enhanced-nonlinearity single-mode lead silicate optical fiber," Opt. Lett., vol. 15, pp. 1185-1187, 1990.
- [8] S. R. Friberg and P. W. Smith, "Nonlinear optical glasses for ultrafast optical switches," IEEE J. Quantum electron, vol. QE-23, pp. 2089-2094, 1987.
- [9] S. Tsuda and C. H. Brito Cruz, "Femtosecond response time in a polarization-rotation switch using semiconductor-doped glasses," Opt. Lett., vol. 16, pp. 1596-1598, 1991.

 저 자 소 개



鄭濟明(正會員)

1955년생, 1978년 서울대학교 전자공학과(학사), 1980년 KAIST 전기 및 전자공학과(석사), 1992년 Northwestern univ. 전기공학과(박사). 1980년~1992년 : 한국전자통신연구원 선임연구원. 1994년~현재 : 한양대학교 전기전자

공학부 조교수. 주관심분야 : 광통신 시스템 및 네트워크 전광신호처리