

간섭잡음을 억압한 양극성 수신기와 PN 부호에 의한 광 CDMA 방식을 사용한 센서 네트워크

박 상 조[†] · 김 봉 규^{††}

요 약

양극성수신기와 무선통신에서 널리 사용되고 있는 PN(pseudo random noise) 부호를 수정하여 적용시킨 광 CDMA 방식을 사용한 광센서 네트워크를 제안한다. 광 센서 네트워크에서 특성을 수치적으로 분석하였다. 센서사이와 광 CDMA의 디코더에 광섬유형지연기를 사용하여 광 CDMA의 인코더와 디코더간 동기를 맞추고, 광지연기의 지연을 PN 부호의 칩폭보다 크게 하면 센서간 간섭잡음을 완전히 제거할 수 있다. 광 신호간 비트 잡음이 잡음전력을 지배하기 때문에 광센서 네트워크에 접속할 수 있는 광 센서의 수를 증가시키기 위하여 광신호간 비트 잡음을 억압하여야 한다.

키워드 : PN 부호, 광 센서 네트워크, 광 CDMA, 광 지연기, 간섭잡음

Multiple Access Interference Suppressed Sensor Network Using Optical CDMA with Bipolar Receiver and Modified PN Code

SangJo Park[†] · Bong Kyu Kim^{††}

ABSTRACT

We propose the optical sensor network using optical CDMA with bipolar receiver and modified Pseudorandom Noise codes which are widely used in the wireless communication network. We numerically analyze the performances in the optical sensor network. In the proposed network, multiple access interferences between two sensors are suppressed by performing synchronization between the optical encoder and the optical decoder and adjusting the delay times of optical delay lines. Numerical simulations confirm that the performance can be acquired by suppressing the beat noise among optical signals as the number of sensors increases.

Key Words : PN Sequence Code, Optical Sensor Network, Optical CDMA, Optical Delay Line, Interference

1. 서 론

스펙트럼확산(SS: Spread Spectrum)기술과 CDMA(Code Division Multiple Access) 기술은 비화성이 있고, 간섭이나 신호방해에 강하므로 군사통신 및 무선통신분야에서는 널리 응용되고 있다. 광 영역에서 스펙트럼확산이나 CDMA를 수행하는 광 CDMA방식은 사용자간 비동기 액세스가 가능하고, 보안성이 뛰어나다는 특징을 가지고 있어 광 네트워크 분야에서의 응용도 최근에 큰 주목을 받고 있다[1].

광 CDMA기술은 현재 세계 여러 나라가 연구 초기 단계에 있으며, 가입자 망과 LAN(Local Area Network)/메트로망 등에 라우터/스위치 기반의 현재의 망을 대체하는 새로운 방식의 광대역 통합망 응용 분야를 제시하여 대학과 연구소에 새로운 망 형태와 광 가입자 LAN/메트로망 연구개

발을 촉진시키며, 새로운 광부품의 활성화에 매우 크게 기여할 것으로 전망되고 있다.

최근 광 센서를 이용한 여러 가지 측정방법에 대한 논문이 연구되고 있다[2, 3]. 광 센서를 사용한 광 네트워크인 경우, 센서가 광섬유를 사용하여 검출하는 것과 센서는 따로 있고 신호의 전달에 광섬유를 사용하는 경우로 구분할 수 있다. 광섬유 센서를 사용한 광 네트워크인 경우 기존의 센서를 사용한 네트워크에 비해 전자파의 장애가 없고, 한 개의 라인으로 여러 개의 센서기능을 가지며, 장거리 신호 전달에 용이하다는 등의 장점이 있다[4]. 광센서 네트워크에 광CDMA 기술을 적용하면 TDMA(Time Division Multiple Access) 방식에 비해 센서간 비동기가 가능하다는 점, WDMA(Wavelength Division Multiple Access) 방식과 비교해 동일 주파수 대역의 공유가 가능해서 레이저 다이오드의 발전 주파수의 제어가 완화될 수 있다는 점 등의 특징을 가진다.

지금까지 광 CDMA방식에는 광섬유형 정합 필터를 이용

[†] 정 회 원 : 서원대학교 컴퓨터 정보통신공학부 교수

^{††} 정 회 원 : 한국전자통신연구원 선임연구원

논문접수 : 2005년 10월 31일, 심사완료 : 2006년 4월 7일

하여 광 펄스를 시간영역에서 확산하는 방식[5], 광 위상마스크나 FBG(Fiber Brag Grating)를 사용하여 주파수영역에서 부호화하는 방식[6, 7], 위상변조기를 이용하여 코히런트로 스펙트럼 확산을 수행하는 방식 등이 연구되어 왔다[8]. 광섬유형 정합 필터를 이용하는 방식과 주파수영역에서 부호화하는 방식은 부호를 하드웨어적으로 구성해야 하기 때문에 부호 배분에 있어서 유연성이 없다는 단점이 있다. 그리고 광섬유형 정합 필터에 사용된 부호계열은 prime 부호와 같은 단극성의 광학직교 부호만 사용이 가능하다는 제한이 있다[5]. 또한 코히런트 스펙트럼 확산방식은 수신기의 구성이 복잡하다는 단점이 있다.

종래의 광 CDMA 방식의 단점을 해결하기 위하여 무선 통신에 널리 사용되는 PN(Pseudorandom Noise)를 사용하고 양극성 상관 수신기[9]에서 센서간 간섭잡음을 완전히 제거할 수 있는 광 CDMA 방식을 사용한 광센서 네트워크를 제안한다. 센서 사이와 광 CDMA의 디코더에 광섬유형 지연기를 사용하여 광 CDMA의 인코더와 디코더간 동기를 맞추게 되는데, 광 지연기의 지연이 PN 부호의 칩폭보다 크게 되면 센서간 간섭잡음을 완전히 제거할 수 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 제2장에서는 PN 부호와 양극성 수신기에 의한 광 CDMA 방식을 사용한 광센서 네트워크를 제안한다. 제3장에서는 광센서 네트워크의 수신부에서의 신호 대잡음의 비(SNR)와 비트 오차율(BER)을 이론적으로 해석한다. 그리고 제4장에서는 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 도시하고, 문제점을 분석한다.

2. 양극성 수신기와 PN 부호에 의한 광 CDMA 방식을 사용한 센서 네트워크의 제안

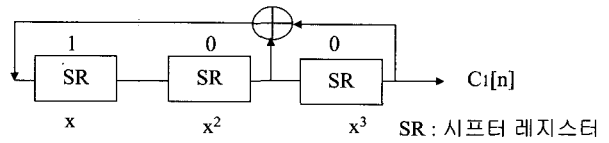
2.1 이동된 PN 부호의 생성

PN(Pseudorandom Noise) 계열 부호는 스펙트럼 확산에 사용되는 부호로서, 이름이 보여주듯이 랜덤 노이즈 기본성질을 가진다[10]. 실제로 PN 계열 부호는 시프터 레지스터를 사용하여 발생시키는 것이 가능한데, 발생과정은 확정적(deterministic)이고 랜덤성을 갖지 않으나 랜덤성을 확인하는 사후 확률에 관한 판정을 만족하기 때문에 유사 랜덤

(Pseudorandom)이라고 부른다. 차수가 m일 때 부호 장은 $L = 2^m - 1$ 이고, 원시 다항식은 <표 1>과 같다.

<표 1> PN 계열의 원시 다항식

차수(m)	부호장(L)	원시다항식
3	7	(1011) (1101)
4	15	(10011) (11001)
5	31	(100101) (110111) (101001) (111011) (101111) (111101)
6	63	(1000011) (1100111) (1011011) (1101101) (1100001) (1110011)



(그림 1) 시프터 레지스터를 사용한 $x^3 + x^2 + 1$ 의 구성

차수가 m=3일 때 부호장은 7이고, 원시 다항식은 $x^3 + x^2 + 1$, $x^3 + x + 1$ 의 2개가 존재한다. 초기치를 설정하면 2개의 PN 계열 부호를 생성할 수 있다. 원시 다항식 $x^3 + x^2 + 1$ 을 시프터 레지스터를 사용하여 구성하면 (그림 1)과 같다. 초기치를 (0 0 1)로 설정하면 3단 시프터 레지스터의 출력은 다음과 같이 이동되고, 부호장만큼 이동되면 다음과 같은 출력이 얻어진다.

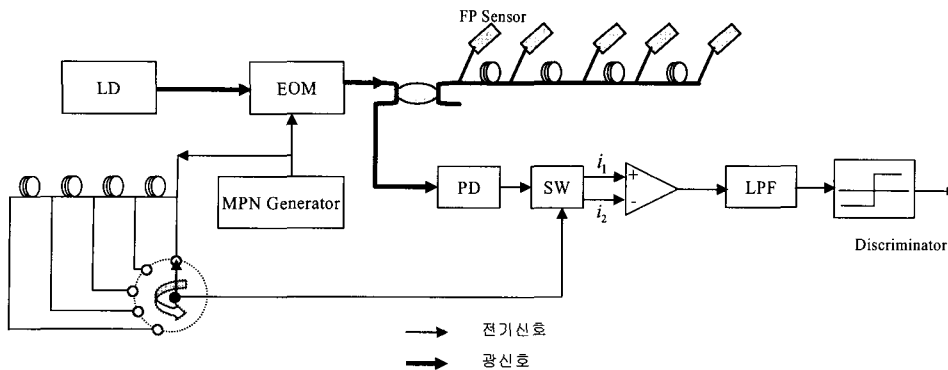
100 → 010 → 101 → 110 → 111 → 011 → 001 → 100

x^3 의 시프터 레지스터의 출력이 PN 계열 부호, $c_1(n) = (0 0 1 0 1 1 1)$ 가 되고, 좌로 1비트씩 이동하면 <표 2>와 같이 7개의 이동된 PN 부호를 생성할 수 있다.

<표 2> 이동된 PN부호의 생성 예

Sensor No.	Code
1	0 0 1 0 1 1 1
2	0 1 0 1 1 1 0
3	1 0 1 1 1 0 0
4	0 1 1 1 0 0 1
5	1 1 1 0 0 1 0
6	1 1 0 0 1 0 1
7	1 0 0 1 0 1 1

PN code 1
Shifed code
From PN code 1



(그림 2) 광 CDMA 방식을 사용한 센서 네트워크의 구성도

2.2 양극성 수신기와 PN 부호에 의한 광 CDMA 방식을 사용한 센서 네트워크

양극성 수신기와 PN 부호에 의한 광 CDMA 방식을 사용한 센서 네트워크는 (그림 2)와 같다. 시프터 레지스터에 의해 생성된 PN 부호를 사용하여 외부광변조기(EOM)에서 광 CDMA 신호로 변환되고, 광 지연기를 거쳐 하나의 칩만큼 지연된다. M개의 광 센서가 광 지연기 사이에 연결되어 수신부의 포토 다이오드(PD)에 접속되어 있다. 다양한 광 센서에 의해 센서가 동작하면 지연된 해당 광 펄스가 포토 다이오드(PD)에 의해 검출된다. 그리고 PN 부호 신호가 지연기에 의해 지연되어 수신부의 아날로그 스위치의 제어신호로 사용된다. M개의 광 센서 중에서 동작 여부를 검출하기 위하여 해당된 광 센서에 입력된 광 CDMA 신호와 동일하게 지연된 신호를 선택하여 아날로그 스위치를 제어한다. 아날로그 스위치에서 제어신호인 PN 부호가 '1'이면 상측으로 연결되어 가산되고, '0'이면 하측으로 연결되어 감산된다.

광 지연기와 지연기의 출력이 동일하지 않은 경우에는 아날로그 스위치의 상, 하단의 출력되는 신호의 크기는 동일하기 때문에, LPF에서 검출되는 신호의 차이는 항상 '0'이 되어 간섭 전력이 상쇄된다. 한편, 광 지연기와 지연기의 출력이 동일한 경우 즉 해당 광 센서가 동작하는 경우에는 아날로그 스위치의 상단에서만 신호가 검출되고, 하단에서는 신호가 없다. 따라서 LPF에서 출력되는 신호는 PN 부호가 '1'인 구간에서 검출된 신호가 된다. 따라서 양극성으로 신호를 검출할 수 있게 되어, 최종적으로 판정기에서 원래의 데이터를 재생하게 된다.

3. 이론적 SINR 및 BER 해석

j번째 광 센서가 동작하여 광지연기를 거쳐 생성된 광 CDMA 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$os_j(t) = P_s \cdot c_j(t) \tag{1}$$

여기서 P_s 는 송신 광 전력의 피크치이다. j번째 광센서가 동작하여 수신부의 아날로그 스위치에서의 CDMA 디코딩 부호가 광 센서에서의 CDMA 인코딩 부호와 동일한 경우, 아날로그 스위치의 상측에서만 신호가 검파된다. j번째 광 센서가 동작하여 CDMA 인코딩한 광 CDMA 신호를 아날로그 스위치에서 동일 부호로 제어할 경우 검파된 상하측 아날로그 스위치간의 감산된 전류신호는 다음과 같다.

$$i_{s_j} = i_1 - i_2 = \alpha P_r \sum_{k=1}^L c_j(k) \tag{2}$$

여기서 P_r 은 수신 광 전력의 피크치이고, α 과 L 은 각각 포토다이오드의 반응도와 부호장이다. 수신 광 전력의 피크치는 다음과 같이 주어진다.

$$P_r = P_s - 10 \log M - L_{loss} \text{ [dB]} \tag{3}$$

여기서 M 과 L_{loss} 는 각각 접속된 광 센서 수, 광 손실이다. 따라서 신호 전력성분은 다음과 같다.

$$S = i_{s_j}^2 = \left\{ \alpha P_r \frac{(L+1)}{2L} \right\}^2 \tag{4}$$

한편 수신부의 아날로그 스위치에서의 CDMA 디코딩 부호가 광 센서에서의 CDMA 인코딩 부호와 동일하지 않은 경우 아날로그 스위치의 상측과 하측에서 동시에 검파하게 된다. 검파된 상하측 아날로그 스위치간의 감산된 전류신호는 다음과 같다.

$$i_{l_y} = i_1 - i_2 = \alpha P_r \sum_{k=1}^n c_i(k) [c_j(k) - \overline{c_j(k)}] \tag{5}$$

아날로그 스위치의 상측과 하측으로 출력되어지는 칩의 개수가 항상 같기 때문에 상하측 아날로그 스위치간의 감산된 전류신호는 0이 되어, 광 센서간 간섭 즉 MAI(Multiple Access Interference)가 0이 된다. 따라서 간섭 전력성분은 다음과 같다.

$$I = \sum_{i=1, j \neq i}^M i_{l_y}^2 = 0 \tag{6}$$

가산적 잡음의 전력성분은 상대강도잡음, 쇼트 잡음, 열 잡음 그리고 광신호간 비트 잡음 등으로 구성된다. 즉 가산적 잡음의 전력성분은 다음과 같이 주어진다[11, 12].

$$N = N_{RIN} + N_{SHOT} + N_{TH} + N_{S-S} \tag{7}$$

N_{RIN} , N_{SHOT} , N_{TH} 그리고 N_{S-S} 은 각각 상대강도잡음, 쇼트 잡음, 열 잡음 그리고 광신호간 비트 잡음이다. 상대강도잡음 N_{RIN} , 쇼트 잡음 N_{SHOT} , 열 잡음 N_{TH} 은 각각 다음과 같이 주어진다[11-13].

$$N_{RIN} = \xi_{RIN} i_{s_j}^2 D_r \tag{8}$$

$$N_{SHOT} = 2e \alpha i_{s_j} D_r \tag{9}$$

$$N_{TH} = \frac{8k_B T}{R_L} D_r \tag{10}$$

중심주파수가 f_o 이고 선포이 $\Delta \nu$ 인 레이저 다이오드(LD)의 반치폭이 $\Delta \nu_{ss} = \sqrt{\Delta \nu^2 + (D_r \cdot L)^2}$ 로 확산되며, 광스펙트럼에서 광신호간 비트 잡음의 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같이 주어진다[14].

$$S_{s-s}(f) = \left\{ \alpha P_r \left(\frac{L+1}{2L} \right)^2 \right\} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1, j \neq k}^M \frac{\Delta v_{ss}^2}{(D_r^2 + \Delta v_{ss}^2)} \quad (11)$$

N_{s-s} 은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$N_{s-s} = \int_{D_r/2}^{D_r/2} S_{s-s}(f) df \quad (12)$$

저대역통과필터(LPF)의 출력단에서 신호대 간섭 및 잡음의 비 (SINR: Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio)는 다음과 같이 주어진다.

$$SINR = \frac{S}{I+N} = \frac{S}{N} \quad (13)$$

판정기에서 평균오차율에 대하여 분석한다. 저대역통과필터(LPF)의 출력전력이 신호성분 S 와 잡음 N 의 합이 된다. 잡음은 정규랜덤변수이므로 저대역통과필터(LPF)의 출력은 신호성분 S 와 잡음 N 을 가진 정규분포함수라고 가정한다. 해당 광 센서가 동작할 때와 동작하지 않을 경우 저대역통과필터(LPF)의 출력전압의 평균치는 각각 \sqrt{S} , 0이 된다. 해당 광 센서가 동작할 때와 동작하지 않을 경우의 확률을 각각 0.5로 가정하면 판정기에서 평균오차율, P_e 는 다음과 같이 표시할 수가 있다[15].

$$P_e = \frac{1}{4} \left(\operatorname{erfc} \left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0} \right) \right) \quad (14)$$

여기서 I_1 와 I_0 는 각각 광 센서가 동작할 때와 동작하지 않을 경우의 전류값이고, I_D 는 판별치의 전류값이고, ν 과 σ_0 각각 광 센서가 동작할 경우와 동작하지 않을 경우의 잡음의 편차이다. σ_1 과 σ_0 가 같고, $I_D=0$ 라고 가정하면 평균오차율, P_e 는 다음과 같이 표시할 수가 있다[15].

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{I_1}{\sigma_1} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SINR}{8}} \right) \quad (15)$$

여기서 $\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 이다.

4. 컴퓨터를 이용한 수치 결과 및 분석

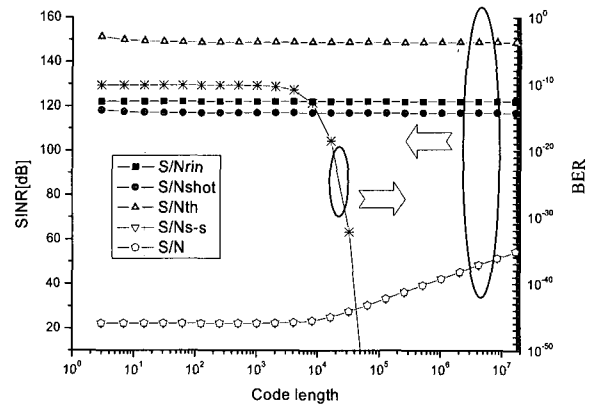
이론적 성능분석의 결과를 토대로 수치 계산을 수행하였다. <표 3>은 수치계산에 사용된 파라미터이다.

(그림 3)는 PN 부호와 양극성 수신기에 의한 광 CDMA 방식을 사용한 광 센서 네트워크에서 광 센서가 20이고 LD의 송신 피크전력이 10dBm일 때, 부호장에 대한 SINR 및

BER을 보여 주고 있다. 양극성 수신기를 사용하고, 광 지연기의 지연을 PN 부호의 칩폭보다 크게 하면 센서간 간섭잡음을 완전히 제거된다. 잡음전력은 상대강도잡음, 쇼트 잡음, 열 잡음 그리고 광신호간 비트 잡음의 전력 등으로 구성된다.

<표 3> 수치계산에 사용된 파라미터

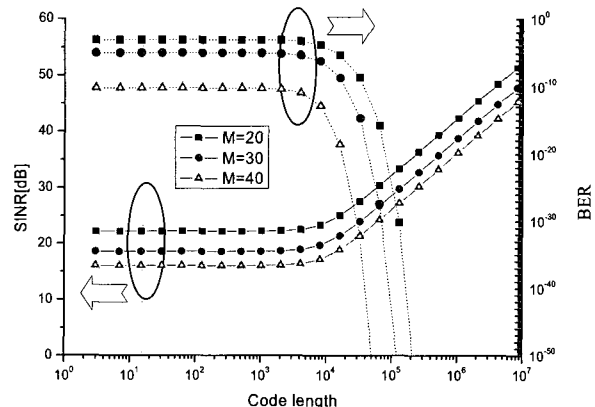
Responsivity of PD	α	0.8 A/W
PSD of relative intensity noise	ξ_{RIN}	-152 dB/Hz
Load resistance	R_L	1M Ω
Data bit rate	D_r	1Kb/s
Noise temperature	T	300 K
Coupling loss of 1:M coupler		10logM [dB]
Fiber loss	L_{loss}	1.5 dB
Line width of LD	Δv	10MHz



(그림 3) 부호장에 대한 SINR 및 BER (M=20)

수치 계산 결과 잡음전력 중에서 광신호간 비트 잡음이 가장 커서 SINR을 지배하는 것을 알 수 있다. 또한 광신호간 비트 잡음은 부호장을 증가시키면 개선되는 것을 알 수 있다.

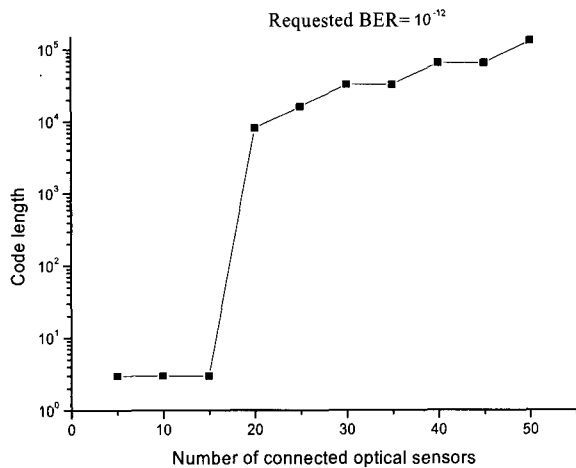
(그림 4)는 PN 부호와 양극성 수신기에 의한 광 CDMA 방식을 사용한 광 센서 네트워크에서 광 센서가 20, 30, 40 이고 LD의 송신 피크전력이 10dBm일 때, 부호장에 대한 SINR 및 BER을 보여 주고 있다.



(그림 4) 부호장에 대한 SINR 및 BER (M=20, 30, 40)

부호장을 증가시키면 광신호간 비트 잡음이 개선되어 성능이 개선된다. 광 센서가 20, 30 및 40개 접속되어 있을 경우 수신단에서 검출한 신호전력 대 잡음전력의 비가 25dB 이상 확보하기 위해서는 부호장이 각각 16383, 65535 및 131071이고, 왜곡률은 10^{-20} 이하가 되는 것을 알 수 있다.

(그림 5)은 BER이 10^{-12} 이상일 경우, 접속되어 있는 광 센서의 수와 부호장과의 관계를 나타내고 있다.



(그림 5) BER이 10^{-12} 이상일 경우 광 센서의 수와 부호장과의 관계

광 센서가 30, 40 및 50개 접속되어 있을 경우 왜곡률은 10^{-12} 이하가 되는 위해서는 부호장이 각각 32767, 65535 및 131071로 설정해야 되는 것을 알 수 있다. 제안방식에서 센서간 간섭잡음은 완전히 제거되어 무시될 수 있고, 광신호간 비트 잡음이 잡음전력을 지배하기 때문에 부호장을 증가시켜 성능을 개선할 수 있으나 실제 센서 네트워크의 구현은 어렵다는 것을 알 수 있다. 따라서 향후 연구계획으로 광신호간 비트 잡음을 효과적으로 억압하는 방법에 대하여 분석할 예정이다.

6. 결 론

양극성 수신기와 무선통신에서 널리 사용되고 있는 PN (pseudo random noise) 부호에 의한 광 CDMA 방식을 사용한 광 센서 네트워크를 제안하였다. 광 센서 네트워크에서 SINR 및 BER 특성을 수치적으로 분석하였다. 그 결과 센서사이와 광 CDMA의 디코더에 광섬유형 지연기를 사용하여 광 CDMA의 인코더와 디코더간 동기를 맞추고, 광지연기의 지연이 PN 부호의 칩폭보다 크게 되면 센서간 간섭잡음을 완전히 제거할 수 있었다. 그리고 광신호간 비트 잡음이 잡음전력을 지배하기 때문에 부호장을 증가시켜 개선할 수 있으나, 광신호간 비트 잡음을 효과적으로 억압하여야 광 센서 네트워크에서 접속할 수 있는 광 센서의 수를 증가시킬 수 있음을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] K. Kikuchi and Y. Takushima, "Spread spectrum in optical fiber communications," Tech. Report of IEICE, SS93-41, OCS94.71, pp.1~6, March. 1994.
- [2] 오세백, 김경찬, 김수현, 박윤근, "조정밀 광학식 변위 측정을 위한 센서 구호 밀 신호 처리 시스템", 한국정밀공학회지, 1225-9071, 제18권 8호, pp.40~47, 2001.
- [3] 신대정, 나승유, 김진영, "광 센서에 기반한 동하중의 측정 및 잡음 감소", 한국정보처리학회논문지C, 1598-2858, 제12C권 4호, pp.519~524, 2005.
- [4] A. Dandridge and A. D. Kersey, "Multiplexed interferometric fiber sensor arrays," SPIE, Vol.1586, pp.176~181, 1991.
- [5] A. S. Holmes and R. R. A. Syms, "All optical CDMA using 'Quasai-Prime' codes," IEEE J. of Lightwave Tech., Vol.LT-10, No.2, pp.279~286, Feb. 1992.
- [6] D. Zaccarin and M. Kavehrad, "An optical CDMA system based on spectral encoding of LED," IEEE Photonics Tech. Letters, Vol.5, No.4, pp.479~482, Apr. 1993.
- [7] A. Grunnet-Jepsen, A. E. Johnson, E. S. Maniloff, T. W. Mossberg, M. J. Munroe and J. N. Sweetser, "Demonstration of all fiber sparse lightwave CDMA based on temporal phase encoding," IEEE Photonics Tech. Letters, Vol.11, No.10, pp.1283~1285, Oct. 1999.
- [8] G. Vannucci and S. Yang, "Experimental spreading and despreading of the optical spectrum," IEEE Trans. Commun., Vol.37, No.7, pp.777~780, 1989.
- [9] D. Zaccarin and M. Kavehrad, "New architecture for incoherent optical CDMA to achieve bipolar capacity," Electron. Letters, Vol.30, No.3, pp.258~259, Feb. 1994.
- [10] L. Tancevski, et al., "Incoherent asynchronous optical CDMA using Gold codes," Electron. Letters, Vol.30, No.9, pp.721~723, Apr. 1994.
- [11] S. Kajiyama, K. Tsukamoto and S. Komaki, "Proposal of fiber-optic radio highway networks using CDMA method," IEICE Trans. Electron., Vol.79-C, No.3, pp.111~117, Jan. 1996.
- [12] S. Park, K. Tsukamoto and S. Komaki, "Polarity-reversing type photonic receiving scheme for optical CDMA signal in radio highway," IEICE Trans. Electron., Vol.81-C, No.3, pp.462~467, Mar. 1998.
- [13] J. L. Gimlett and N. K. Cheung, "Effects of phase-to-intensity noise conversion by multiple reflections of gigabit-per-second DFB laser transmission system," IEEE J. of Lightwave Tech., Vol.LT-4, No.11, pp.1711~1716, June. 1989.
- [14] R. W. Tkach and A. R. Chraplyvy, "Phase noise and linewidth in an InGaAsP DFB laser," IEEE J. of Lightwave Tech., Vol.LT-7, No.6, pp.888~895, Nov. 1986.
- [15] G. P. Agrawal, 'Fiber optic communication systems', 2nd Ed., (John Wiley & Sons, Inc. 1997), page172.



박 상 조

e-mail : parks@seowon.ac.kr
1983년 서울대학교 제어계측공학과(공학사)
1985년 서울대학교 제어계측공학(공학석사)
1999년 일본 오사카대학(공학박사)
1984년~1991년 삼성전자 종합연구소 과장
1992년~2000년 한국전자통신연구원 선임
연구원

1995년~1996년 오사카대학 연구생
2003년~2006년 한국전자통신연구원 초빙연구원
2000년~현재 서원대학교 컴퓨터정보통신공학부 교수
관심분야: 광무선 액세스 네트워크, 광 CDMA 방식,
광센서네트워크



김 봉 규

e-mail : bongkim@etri.re.kr
1989년 한양대학교 물리학과(학사)
1992년 한국과학기술원 물리학과(석사)
1996년 한국과학기술원 물리학과(박사)
1996년~1999년 한국과학기술연구원
Post-doc

1999년~현재 한국전자통신연구원 선임연구원
관심분야: 광통신시스템, 광센서네트워크, 광가입자망