

# PCN 응용을 위한 SCM 광송수신기의 설계 및 구현

정희원 박경태\*, 안상호\*, 엄진섭\*, 채창준\*\*

## Design and Implementation of the SCM Optical Transmitter and Receiver for Personal Communication Network(PCN) Application

Kyongate Park\*, Sang-Ho Ahn\*, Jinseob Eom\*, Chang-Joon Chae\*\* *Regular Members*

### 요약

광섬유 링크는 고속 디지털 신호 전송과 아날로그 신호 전송에 우수한 성능을 가지고 있으며, 현재 개인통신망에 광섬유 링크의 사용이 증가하고 있는 추세이다. 본 논문에서는 광섬유 링크의 핵심부라고 할 수 있는 광송신기와 광수신기를 설계하고 제작하였다. 제작된 광송수신기는 개인 통신망 응용에 목적을 두고 있으며 SCM 광전송 방식을 채택하였다. 다 채널 SCM 신호 전송 시 최대의 CNR을 얻을 수 있는 광변조지수를 시뮬레이션을 통해 얻었다. 시뮬레이션을 통해 얻어진 값을 실제 시스템 입력으로 사용하여 시스템의 성능을 측정하였다. 개인통신망을 위한 SCM 신호 전송을 위해 1.9 GHz와 2.1 GHz 두 개의 신호를 전송 실험한 후 제작된 시스템이 개인통신망에 응용될 수 있음을 보인다.

### ABSTRACT

The fiberoptic links show the good quality for the high speed digital signal transmission and the analog signal transmission. And the usage of the fiberoptic links is increasing now. In this paper, we designed and implemented the optical transmitter and receiver which are able to be considered as the main part of the fiberoptic links. Implemented optical transmitter and receiver oriented for the PCN application and adopted the subcarrier multiplexing(SCM) optical transmission method. We extracted the optimum optical modulation index(OMI) for the maximum carrier to noise ratio (CNR) through the simulation. The result of the simulation was used for input of the system performance measurement. After the transmission test of SCMed two signals of which frequencies are 1.9 GHz and 2.1 GHz for the PCN application, we show the fact that the implemented system can be used for the PCN application.

### I. 서론

광섬유 링크의 대표적인 응용분야라고 한다면 CATV와 고속 디지털 신호 전송이라고 할 수 있으며, 현재는 개인통신망에 광섬유 링크 사용이 증가되고 있는 추세이다<sup>[1]</sup>. 이러한 증가 추세의 이유는 광섬유 링크 기술의 많은 장점들이 A/D 변환의 제한사항이나 복잡함을 겪지 않고 RF 시스템 내에서 현재 결합될 수 있다는 것이다. 사실 광섬유 링크의

아날로그 특성은 매우 간단하기 때문에 광섬유 링크 그 자체를 마치 RF 블랙박스로 여길 수 있다. 다시 말해, RF 입력 신호를 집어넣으면 RF 출력 신호를 얻어낼 수 있다는 것이다.

RF 블랙박스로서의 광섬유 링크는 안테나 시스템이 중앙기지국으로부터 멀리 떨어져 위치해 있을 때 효과적인 디자인 방법이 된다<sup>[2]</sup>. 셀룰러 디자인 기술자들이 가장 접근하기 쉬운 방법 중의 하나가 마이크로셀인데, 이것은 지형 상으로 신호가 미치지

\* 강원대학교 전자공학과(light@optics.Kangwon.ac.kr)

\*\* 한국통신 전송기술연구소 전광통신연구실

논문번호 : 98500-1121, 접수일자 : 1998년 11월 21일

\* 이 논문은 한국통신 연구개발 본부의 지원을 받아 수행한 연구결과의 일부입니다.

어려운 작은 지역들에서 신호 품질을 향상시키기 위해 설치될 수 있는 저출력 셀이다. 이러한 지역들은 계곡, 터널, 실내 주차장, 경기장 그리고 높게 솟은 빌딩들에 의해서 형성되는 인공적인 RF 음영지역을 포함하게 된다. 또한 마이크로셀은 인구 밀집 지역이나 고속도로 교차점과 같은 교통 혼잡 지역에서 증가하는 사용량에 대해 유용하다<sup>[3]</sup>. 마이크로셀을 구현하기 위한 접근방법으로써의 RF 광섬유 링크는 다른 방법들을 사용했을 때 감소해야하는 약점을 극복할 수 있다. 예를 들면, 마이크로웨이브 링크에서 요구되는 LOS 신호경로가 요구되지 않으며 일반적으로 혼잡한 마이크로웨이브 스펙트럼의 할당되지 않은 부분을 찾아야 할 필요가 없다. 그리고 RF 증계기나 셀 확장기 사용과 비교해 볼 때 입력과 출력 안테나 사이에서 주파수 변이(translation)나 차단(isolation)이 제거될 수 있다는 점 등이다.

이러한 장점을 살린 광섬유 링크 응용은 개인 휴대 통신망으로의 확장이 요구되고 있으며 실제로 일부 사용되고 있는 시스템과 함께 앞으로 그 수요는 기하급수적으로 증가할 것이 예상된다<sup>[4]</sup>. 본 논문에서는 그러한 필요를 맞추기 위해 개인 휴대 통신망에 실제로 사용될 수 있는 SCM 방식을 이용하는 광섬유 링크의 핵심부인 광송신기와 광수신기를 제작하고 성능을 측정하였다. 본 논문의 구성은 2장에서 레이저 다이오드 구동장치, 자동 온도제어 장치, 자동 출력제어 장치로 구성된 광송신기의 구조와 성능 그리고 포토다이오드 광검출장치와 증폭기로 구성된 광수신기의 구조와 성능에 대해서 설명한다. 3장에서는 광섬유 링크의 시스템 성능의 척도인 CNR에 대한 모의 실험을 하고 주어진 광섬유 링크에서 최적의 CNR을 얻을 수 있는 RF 입력 파워의 크기를 추출하여 제작된 광송신기의 RF 입력으로 사용된다. 4장에서는 SCM된 RF 신호의 입력을 위해서 두 개의 신호원에서 나오는 1.9 GHz의 신호와 2.1 GHz의 신호가 RF 파워 결합기를 통해서 광송신기의 RF 입력으로 사용했을 때 광수신기에서 얻어지는 결과를 측정한다. 5장에서는 시스템에 대한 성능 평가와 더불어 차후 연구과제에 대한 언급으로 결론을 맺는다.

## II. 광송수신기의 설계 및 구현

광송신기의 입력은 다 채널의 SCM된 RF 신호 군이다. 이때 광송신기에 입력되는 신호는 안테나를

통해서 오거나 다른 링크를 통해서 오는 RF 신호이다. 그림 1은 제작된 광송수신기의 기본 구성도를 보인 것이다. 광송신기는 전기적인 RF 신호를 광신호로 변환시켜주는 레이저 다이오드 구동장치와 레이저 다이오드가 최적의 조건에서 일정한 상태를 유지하며 동작할 수 있게 해주는 자동 출력제어 장치와 자동 온도제어 장치로 구성되었으며 광수신기는 포토 다이오드에서 수신한 광 신호를 다시 전기적인 RF 신호로 변환시켜주는 모듈과 광전 전압 변환과 광섬유 전송 시 겪게 된 큰 링크 손실을 보상에 줄 수 있는 증폭기로 구성되어있다. 광송수신기에서 핵심소자인 레이저 다이오드와 포토 다이오드만이 순수한 광소자이고 나머지는 전기적인 소자로 구성되어있다.

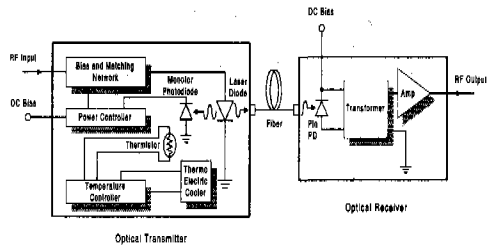


그림 1. 제작된 광송수신기의 기본 구성도

### 1. 광송신기

#### 1) 레이저 다이오드 구동장치

레이저 다이오드를 변조시키는 방식에는 외부변조기를 사용하는 방식과 직접변조 방식이 있으며, 본 논문에서는 직접변조 방식을 사용하였다. 광송신기로 입력되는 RF 신호의 크기에 따라서 레이저 다이오드에서 출력되는 광파워의 크기가 결정되게 된다. 레이저 다이오드 구동장치에서 고려해야 할 사항은 일반 RF 회로에서 고려해야 하는 것과 같이 임피던스 정합으로 최적의 송신효율을 얻는 것이다. 임피던스 정합에 관한 문제는 레이저 다이오드 고유의 특성에 많이 좌우되므로, 본 실험에서는 PCB의 신호선 두께를 50 $\mu$ m 정합으로 했고 정합을 위한 특별한 수동소자를 사용하지 않았다. 그림 2는 레이저 다이오드 구동장치의 PCB의 패턴을 보인 것이다. 레이저 다이오드를 직접 변조하기 위해 신호선에는 레이저 다이오드의 바이어스를 걸어줄 DC 전압이 함께 RF 입력 신호와 함께 인가된다. DC 전압과 RF 입력 전압을 결합시키기 위해서 Bias-Tee를 사용하였고 입력 신호선 주위는 GND로 만듬으로 잡음을 최소화하였다. 레이저 다이오드를 구동시

킨 후 RF 신호와 DC 전압은 공동 GND로 빠진다. 실험에 사용된 레이저 다이오드는 Butterfly 형의 DFB-LD이다. 레이저 다이오드 속에는 파워 제어를 위해 모니터 포토 다이오드, 그리고 온도 제어를 위해서 써미스터와 열전소자가 들어있다. RF 입력 신호선은 임피던스 문제와 잡음 문제를 고려하기 위해 신호선 패턴과 신호선 주위를 GND로 하였으나 포토 다이오드, 써미스터, 열전소자에 연결된 선들은 단순한 DC 레벨의 신호선들이므로 이러한 문제를 고려하지 않았고 제어 회로부에 함께 연결되도록 설계하였다. 그림 3은 Butterfly DFB-LD의 내부 구조를 보인 것이다.

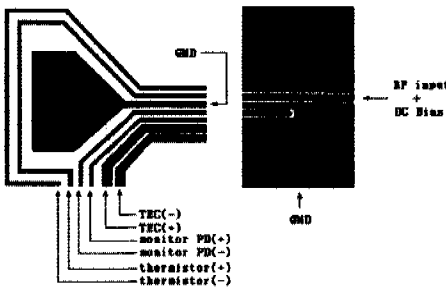


그림 2. 레이저 다이오드 구동장치 P.C.B. 패턴

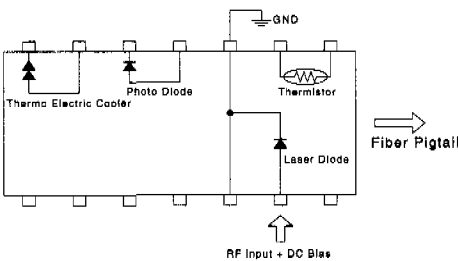


그림 3. 레이저 다이오드 배부 편 연결

2) 자동 온도제어 장치

자동 온도제어 장치는 온도 변화에 민감한 레이저 다이오드가 선형 구간에서 동작하도록 레이저 다이오드의 온도를 일정하게 유지시켜 주는 회로이다. 온도에 의해서 레이저 다이오드의 문턱전류와 광파워의 변화가 생기는데 식(1)과 식(2)은 이러한 값들의 변화를 나타낸다.

$$I_{th}(T) = I_0 \exp\left(-\frac{T}{T_0}\right) \tag{1}$$

$$P = P_0 \exp\left(-\frac{T}{T_0}\right) \tag{2}$$

식(1)에서  $I_{th}$ 는 온도  $T$ 에 의해 변화된 문턱전류의 값,  $I_0$ 는 상수,  $T_0$ 는 문턱 전류에서의 온도 감지도를 나타내는 특정 온도,  $T$ 는 동작 중인 레이저 다이오드의 현재 온도이고 식(2)에서  $P$ 는 온도에 의한 레이저 다이오드 광출력 이득이고  $P_0$ 는 상수이다. 식(1)에서는  $I_{th}$ 의 증가는 동일한 광출력을 얻기 위해서 DC 바이어스 전류의 증가를 요구하기 때문에 레이저 다이오드의 정상적인 선형 구간에서의 동작에 영향을 주게 되므로 왜곡을 야기시키게 된다는 것을 보이며 식(2)에서는 온도가 증가할 때 레이저 다이오드의 출력 이득은 감소하게 되고 일정한 이득 특성을 얻기 위해서 더 많은 전류를 레이저 다이오드에 인가해주어야 한다는 것을 보여준다. 레이저 다이오드에 전류가 많이 흐르게 되면 온도는 높아지게 되고 일정한 광출력을 얻기 위해 또다시 많은 전류를 요구하게 됨으로써 결국 레이저 다이오드에 무리를 주게 된다. 따라서 장시간 동작해야 하는 광송신기에 자동 온도제어 장치가 필수적이다. 그림 4는 자동 온도제어 장치의 블록도를 나타낸다. 그림 2에서의 써미스터 두 단자 사이의 온도에 의해서 만들어진 전압은 써미스터가 25°C가 될 때의 고정된 기준전압과 비교기에 입력된다. 두 전압의 전위차가 0일 때 온도는 레이저 다이오드 칩의 온도가 25°C로 안정되며 차동 증폭기로의 입력이 0이 되므로 열전소자(TEC)에는 전류가 흐르지 않는다. 레이저 다이오드의 온도의 작은 변화는 비교기의 출력을 만들고 작은 출력 전압이라도 차동 증폭기를 통해 2단 푸쉬-풀 증폭기를 구동시킬 수 있는 전압을 만든다. 그리고 2단 푸쉬-풀 증폭기는 열전소자(TEC)에 흘려줄 500mA~1A 정도의 큰 전류를 만들어 준다. 비교기의 전압의 극성변화는 열전소자의 전류방향을 결정하게 되고 열전소자에 흐르는 전류는 레이저 다이오드 칩의 온도가 25°C가 되게 하는 방향으로 흐르게 된다. 자동 온도제어 장치에 의해서 제어될 수 있는 단위 온도는 0.1°C이다.

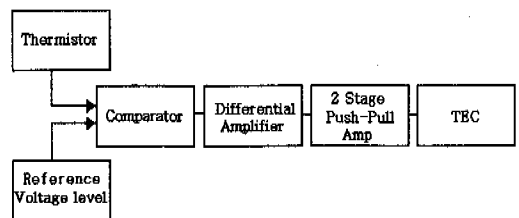


그림 4. 자동 온도제어 장치의 블록도

### 3) 자동 출력제어 장치

레이저 다이오드의 광파워는 인가되는 전류에 선형적으로 비례하는데 그림 5는 2 mW 정도의 일반적인 DFB-LD의 전류에 대한 광파워의 관계를 나타낸 것이다. 그림 6은 레이저 다이오드에 인가된 전압에 대한 흐르는 전류의 관계를 보인 것이다. 만약 레이저 다이오드의 동작이 45 mA에서 이루어진다고 볼 때, 레이저 다이오드에 인가되는 전압은 1.2 V 정도이고 이 값은 전류가 막 흐르기 시작하는 0.8 V와는 0.3 V의 차이 밖에 나지 않는다.

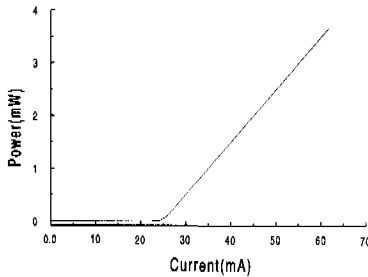


그림 5. 전류 대 파워 곡선

그림 6을 통해서 일단 레이저 다이오드에 일정 전압이 이상이 인가되면 전류는 순식간에 증가되므로 이에 대한 주의가 필요하게 된다는 것을 알 수 있다. 작은 전압의 변화는 큰 폭의 전류량 변화를 만들어내고 그림 5에 나타나듯이 전류 변화는 레이저 다이오드의 광파워를 역시 큰 폭으로 변화시킨다. 따라서 광출력의 흔들림을 막기 위해 자동 출력 제어 장치가 요구된다. 전압의 흔들림으로 레이저 다이오드 내에 흐르는 전류량이 변화되는 것을 막음으로써 레이저 다이오드의 광파워가 흔들리는 것을 방지하는 것이 자동 출력제어 장치이다. 그림 7은 제작된 자동 출력제어 장치의 블록도를 나타낸 것이다. 모니터 포토 다이오드는 출력되는 광의 일부를 감지하는 장치로 광파워에 정비례한다. 출력되는 광파워가 변화되면 모니터 포토 다이오드에서 만들어내는 전압이 기준 전압과의 차이를 만들게 되고 변화된 양만큼의 전압은 레이저 다이오드 바이어스 해주기 위한 기준 전압과 합해져서 레이저 다이오드 DC 바이어스 전압으로 인가된다. 레이저 다이오드의 광파워가 증가하면 모니터 포토 다이오드의 전압은 커지고 비교기에서는 네거티브 귀환회로로 전압의 극성을 반대로 만든다. 결과적으로 가산기에 음의 입력을 공급함으로써 전체적인 레이

저 다이오드 DC 바이어스 전압을 감소시킴으로 광파워를 감소시켜 제 자리로 돌아오게 한다. 레이저 다이오드의 광파워가 감소할 때는 반대로 동작하게 된다. 레이저 다이오드마다 전체적인 광파워 중에서 모니터 포토 다이오드로 방출하는 양이 조금씩 다를 수 있기 때문에 이에 대한 고려도 필요하다. 자동 출력제어 장치로 제어할 수 있는 광파워는 수  $\mu$ W 단위이다.

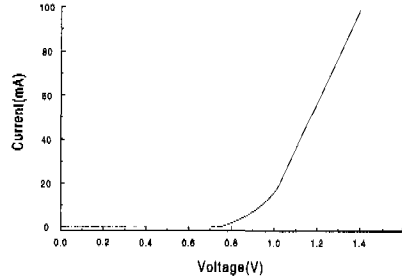


그림 6. 전압 대 전류 곡선

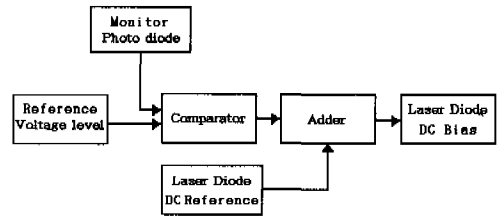


그림 7. 자동 출력제어 장치의 블록도

## 2. 광수신기의 설계 및 구현

그림 8은 광수신기의 구조를 나타낸 것이다. 포토 다이오드에 역 바이어스가 인가된 상태에서 광이 포토 다이오드에 입사되면 광의 세기에 비례하는 전류가 포토 다이오드를 통해 흐르게 된다. 광송수신기의 입력 임피던스를 50  $\Omega$ 로 했듯이 광수신기의 출력 임피던스를 50  $\Omega$ 로 맞추기 위해서 포토 다이오드 다음 단계에 50  $\Omega$ 를 연결해 주었다. 즉 광수신기는 Low 임피던스 구조이다. Low 임피던스는 선형성이 뛰어나고 넓은 대역폭을 가지는 특성이 있으므로 광대역 광수신기의 구조로 적합하다. 포토 다이오드를 통해서 흐르는 전류는 50  $\Omega$ 를 통과하면서 전압으로 변하게 된다. 이 구조는 그림 1의 광수신기에서 변환기에 해당하는 것이다. 50  $\Omega$ 를 통해서 흐르는 전류의 변화는 전압의 변화를 만들어내고, 이 전압의 변화는 최종 광송수신기의 입력 RF 신호와 같은 것이다. 그러나 광송수신기로 입력된 RF 파워는

광송신기에서의 전광 변환과 광수신기에서의 광전 변환을 거치면서 심한 감쇄를 겪게 되므로 이를 보상해주기 위해서 증폭기가 사용된다. 사용된 증폭기는 50Ω으로 정합되어 있는 GaAs MMIC이다. 증폭기의 잡음지수는 2 GHz에서 5 dB이고 증폭이득은 21 dB이다.

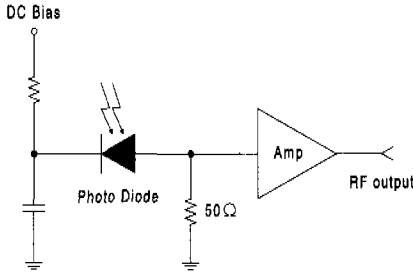


그림 8. 광수신기 구조

### III. SCM 광송수신기의 성능 시뮬레이션

본 장에서는 PCN 대역에서 SCM 방식을 응용한 광전송 시 일반적인 광송수신기로 얻을 수 있는 성능을 분석한다. 광송수신기의 성능은 캐리어 파워 대 잡음 파워(CNR)로 표현되며 시뮬레이션을 통해서 최적의 CNR을 얻을 수 있는 광변조지수(OMI : Optical Modulation Index)를 추출하여 제작된 시스템의 성능을 측정을 위한 입력으로 사용된다.

수신단에서의 CNR은 다음과 같이 주어진다<sup>[5]</sup>.

$$CNR = \frac{m_0^2 I_0^2 / 2}{n_1 + n_2 + n_3 + n_4 + n_5} \quad (\text{units : dimensionless}) \quad (3)$$

식(3)에서  $m_0$ 는 OMI이고,  $I_0$ 는 다음과 같이 주어지는 포토다이오드에서의 출력전류이다.

$$I_0 = \rho P_0 10^{-(\alpha L + 2C)/10} \quad (\text{units : Amperes}) \quad (4)$$

식(4)에서  $\rho$ 는 포토다이오드의 응답도(unit : A/W)이고,  $P_0$ 는 레이저로부터의 평균 광파워(unit : W)이다.  $\alpha$ 는 광섬유 감쇄(unit : dB/km)이고,  $L$ 은 광섬유 길이(unit : m)이다.  $C$ (dB)는 커넥터의 손실이다. 광송신기에서 광수신기 까지의 커넥터의 수는 2 개이다.  $n_1, n_2, n_3, n_4$ , 그리고  $n_5$ 는 각각 열잡음,

산탄잡음, 상대 강도 잡음, clipping 잡음, 그리고 비선형 상호변조왜곡 잡음(nonlinear inetrmodulation distortion noise : NLD)으로서, 다음과 같이 주어진다.

$$n_1 \equiv \langle i \rangle^2 B \quad (\text{units: Amperes}^2)$$

$$n_2 \equiv 2q I_0 B \quad (\text{units: Amperes}^2)$$

$$n_3 \equiv (RIN) I_0^2 B \quad (\text{units: Amperes}^2)$$

$$n_4 \equiv \frac{1}{N} \sqrt{\frac{2}{\pi}} I_0^2 \mu^5 \exp\left(-\frac{1}{2\mu^2}\right) \quad (\text{units: Amperes}^2)$$

$$n_5 \equiv \nu_e P_{3rd} \quad (\text{units: Amperes}^2) \quad (5)$$

식(5)에서  $\langle i \rangle$ 는 effective rms 수신단 잡음 전류로서  $10pA/\sqrt{Hz}$ 로 놓았다.  $B$ 는 채널 하나의 대역폭(CDMA 1개 채널 : 1.5 MHz)이며,  $q$ 는 전자의 전하이다.

표 1. 시뮬레이션을 위해 사용된 부호 및 값

부호	특 성	사용된 값
$\rho$	포토다이오드 응답도	0.8A/W
$P_0$	레이저의 평균 광전력	2mW
$\alpha$	광섬유 내에서의 신호감쇄	0.5dB/km
$C$	커넥터 손실	0.5dB/unit
$Z_{in}$	레이저의 입력임피던스	50 Ohms
RIN	레이저 relative intensity noise	-155dB/Hz
$I_{th}$	레이저의 한계전류	25mA
dc	레이저 dc 바이어스 전류	45mA

각각의 채널의 변조지수가  $m_0$ 로서 모두 동일하다고 할 때,  $N$ 개의 다중 신호의 rms 변조지수  $\mu$ 는 다음과 같다<sup>[6]</sup>.

$$\mu = \sqrt{\frac{Nm_0^2}{2}} \quad (\text{units : dimensionless}) \quad (6)$$

이때 관심 있는 대역 내에 포함되는 3차 상호변조항들의 총 개수는 식(7)과 같다. 여기서 3차 상호변조항은 composite second-order(CSO)항 ( $2f_i - f_j$ )

와 composite triple beat (CTB)항 ( $f_i + f_j - f_k$ )을 포함한다<sup>[7]</sup>.

$$\frac{N^2(N-1)}{2} \quad (7)$$

가장 심각한 영향을 미치는 3차 NID에 의한 각 채널의 신호 품질저하는 단지 위와 같은 3차 NID의 총 개수에 의해서만 결정될 수는 없다. 대역내의 중앙 채널에 포함되는 3차 상호변조항들(CSO와 CTB)의 개수는 식(8)과 같이 주어진다.

$$\nu_e = \frac{3(N^2 - 2N + 1)}{8} \quad (8)$$

한편 대역내의 각 채널에 포함되는 3차 상호변조항들의 개수는 대략 식(9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\nu_i \approx \nu_e \sin \left[ 0.232\pi + \frac{0.536\pi}{N-1} (i-1) \right] \quad \text{for } i=1, \dots, N \quad (9)$$

따라서 시뮬레이션을 통한 CNR 분석에서는 최악의 상황을 가정하기 위하여 상호변조항이 가장 많은 중앙채널을 고려할 것이다. 3차 상호변조항들은 다음 식으로 주어지며,

$$I_{3rd} = \begin{pmatrix} I_0 a_3 m_0^3 \cos 2\pi(2f_i - f_j)t & \text{for CSO} \\ I_0 a_3 m_0^3 \cos 2\pi(f_i + f_j - f_k)t & \text{for CTB} \end{pmatrix} \quad (10)$$

식(10)에서  $a_3$ 는 레이저 다이오드의 선형성을 나타내는 변수이다. 따라서 각 3차 상호변조항의 파워는 식(11)과 같다.

$$P_{3rd} = \frac{1}{2} I_0^2 a_3^2 m_0^6 \quad (\text{units : Amperes}^2) \quad (11)$$

만약에 레이저 다이오드의 선형성이 좋지 않다면  $a_3 = 0.2$  정도이고 매우 좋다면  $a_3 = 0.02$  정도가 될 것이다.  $a_3$ 는 중간정도의 선형성을 가진 레이저 다이오드의 경우를 고려해서 0.05로 놓고 시뮬레이션을 하였다.

그림 9는 채널 수 변화에 따른 CNR 대 OMI를 3 차원적으로 시뮬레이션 한 결과이다. 채널 수가 적을수록 CNR은 OMI에 비례해서 상승하는 것을 보이고 있는 반면 채널 수가 많은 쪽에서는 OMI 증가로 인한 CNR의 증가에 한계가 생기는 것을 볼 수 있다. 특히 채널 수가 많을수록 CNR의 증가추

세가 더 빨리 꺾이는 것을 볼 수 있는데 이것은 채널 수가 증가하면 clipping noise가 빠르게 증가하기 때문이다. 그림 9를 통해서 최대 CNR을 얻기 위한 최적의 OMI가 있다는 것을 알 수 있다. 30 개 이상의 SCM 채널을 사용한다면 광변조지수가 5 %를 벗어나면 안된다는 것을 알 수 있다. 70 개 정도의 채널을 사용한다면 OMI 3 %가 적당할 것이다. 측정을 위해서 OMI는 5 %로 하였다.

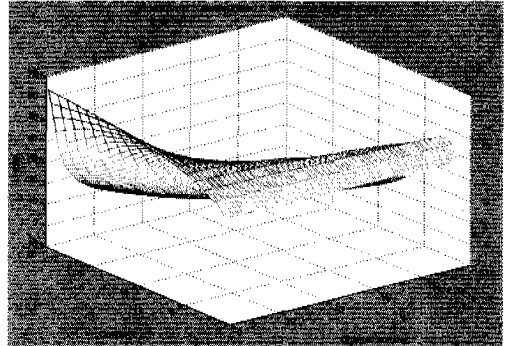


그림 9. SCM 광송수신기의 CNR 특성

#### IV. 측정 및 결과

본 장에서는 PCN을 위해서 상용되는 광송수신기의 규격에 대해 논의한다. 또한 제작된 광송수신기의 성능을 측정하여 상용화된 광송수신기의 요구사항과 비교하여 제작된 시스템의 신뢰성을 검증한다.

표 2. 광송수신기 규격

RF 특성	대역폭	1.7 - 2.2 GHz
	주파수 응답	± 0.5 dB
	입력 1dB compression	+13 dBm minimum
	입력 VSWR(max)	1.8 : 1
	입력 3차 intercept	+28 dBm
	동가 입력 잡음(EIN)	-118dBm/Hz
	RF 커넥터	SMA
	RF 입력 전력	+20 dBm (maximum rating)
광 변 수	파장	1310 ± 30nm
	DC 변조 이득(min)	0.05 mW/mA(typ. 0.2mW/mA)
	출력전력(min)	2 mW
	광 커넥터	FC/APC

표 3. 광수신기 규격

RF 특성	대역폭	0.1 - 3 GHz
	Amplitude Flatness	± 2 dB
	출력 VSWR(max)	2 : 1
	출력 임피던스	50 ohms
광 변수	RF 커넥터	SMA
	DC photodiode responsivity(min)	0.75 mA/mW (typ. 0.9mA/mW)
	RF 수신기 효율/DC photodiode responsivity	50%(at 6dB RF loss )
	광섬유	단일모드
	광 커넥터	FC/APC

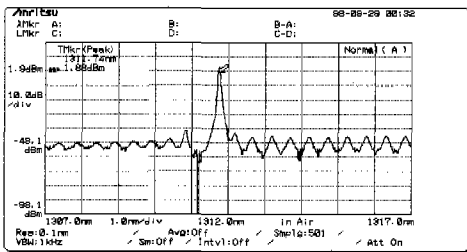
1. 광수신기 규격

표 2와 표 3은 PCN을 위한 광수신기의 시스템 성능 규격을 나타내며 따라서 본 논문에서 제작된 광수신기는 표 2와 표 3에 나온 특성을 목표로 한다.

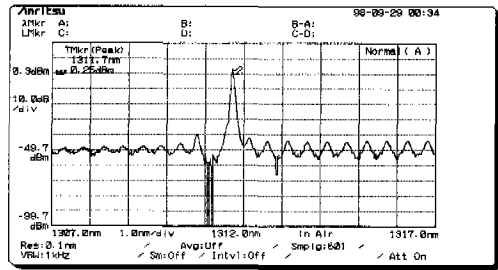
2. 측정 및 결과

레이저 다이오드의 바이어스 전류는 45 mA로 하였고 그림 10은 레이저 다이오드의 전류 변화에 따른 광파워의 변화를 보여주고 있다. 그림 10의 (a)는 45 mA의 전류를 인가했을 때이고 (b)는 40 mA의 전류를 인가했을 때이다. 그림 10으로부터 레이저 다이오드의 변조이득을 구할 수 있다. 45 mA의 경우 광파워는 1.88 dBm으로 1.541 mW이며 40 mA의 경우 광파워는 0.25 dBm으로 1.061 mW이다. 따라서 전류 변화량에 대한 광파워 변화량으로 표현되는 변조이득은 식 (12)로 표현될 수 있다.

$$\frac{1.541 \text{ mW} - 1.061 \text{ mW}}{45 \text{ mA} - 40 \text{ mA}} = \frac{0.48 \text{ mW}}{5 \text{ mA}} = 0.096 \text{ mW/mA} \tag{12}$$



(a) 전류 45 mA 인가 시 광파워



(b) 전류 40 mA 인가 시 광파워

그림 10. 인가 전류에 대한 광파워 변화

레이저 다이오드 45 mA의 전류가 흐를 때의 광파워는 1.541 mW이므로 OMI 5 %에 해당하는 광파워는 1.541 mW의 5 %인 0.07705 mW이다. 식 (12)에서 0.096 mW의 광파워를 얻기 위해서 1 mA의 전류가 필요하므로 0.07705 mW의 광파워를 얻기 위해서는 0.8026 mA의 전류가 필요하다. OMI 5 %에 해당하는 광파워를 만들기 위한 전류 0.8026 mA의 RF 파워는 식 (13)으로 표현될 수 있다.

$$RF_{in} = 10 \log ( I^2 R ) = 10 \log ( (0.8026 \text{ mA})^2 50 ) = -14.92 \text{ dBm} \tag{13}$$

OMI 5 %에 해당하는 광파워를 만들기 위한 RF 파워는 식 (13)에서 표현되었듯이 -15 dBm 정도이고 이 값은 레이저 다이오드의 RF 입력 파워로 사용되었다. 그림 11은 실험 구성도를 보여준다.

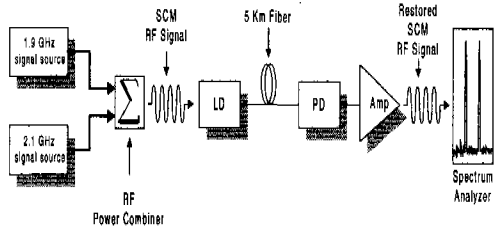


그림 11. 실험 구성도

1.9 GHz와 2.1 GHz 두 개의 캐리어가 RF 파워 결합기를 통해서 광수신기의 레이저 다이오드에 입력된다. 레이저 다이오드로 입력되는 두 개의 캐리어 파워는 모두 -15 dBm이다.

그림 12는 레이저 다이오드로 입사되는 RF 파워의 반사되는 정도를 측정한 것이다. 그림 12에서 반사가 가장 많이 되는 부분의 반사량은 -7 dB 정도로 전체 입력 파워의 20 %에 해당하는 양이다. 반사가 20 % 생길 때의 VSWR은 식 (14)로 표현된다.

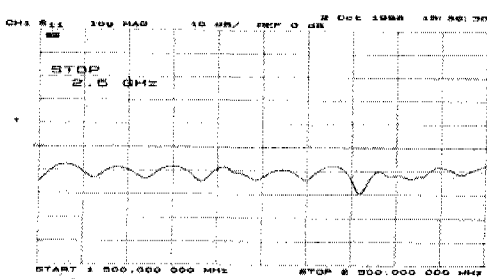


그림 12. 레이저 다이오드의 RF 반사량

$$VSWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{1 + 0.2}{1 - 0.2} = 1.5 \quad (14)$$

표 2에 나타난 VSWR의 한계치가 1.8 대 1 이라고 볼 때 제작된 광송신기는 요구되는 RF 전송 특성을 가지고 있다고 말할 수 있다. 이제 두 개의 RF 캐리어는 SCM되어 레이저 다이오드를 직접 변조시키고 레이저 다이오드로부터 출력되는 광은 광섬유를 통해서 광수신기의 포토 다이오드에 입사하게 된다. 광섬유를 거치는 동안 광의 강도는 1 Km 당 0.5 dB 감소하므로 5 Km의 광섬유를 거친 후에는 2.5 dB의 광손실을 겪게 되고 광커넥터를 두 개 통과하면서 다시 1 dB의 광손실을 겪게 된다. 광파워는 RF 파워의 제공에 비례하게 되므로 3.5 dB의 광손실은 7 dB의 RF 손실을 가져오게 된다. RF 파워 손실은 광손실뿐만 아니라 광송신기에서의 전광 변환과 광수신기에서의 광전 변환에 의한 손실을 겪게 된다. 실험에 사용된 레이저 다이오드의 전광 변환 효율은 0.096 mW/mA이고 포토 다이오드의 광전 변환 효율은 0.668 mA/mW이므로 광송신기와 광수신기를 거치면서 발생하는 RF 손실은 식(15)와 같이 표현될 수 있다.

$$RF_{Loss} (dB) = 20 \log(0.096 \times 0.668) \approx -24 dB \quad (15)$$

따라서 광섬유를 거치는 과정에서의 손실과 전광 광전 변환을 거치는 과정에서의 손실을 합하면 총 31 dB의 손실을 겪는 셈이다. 이러한 손실을 보상하기 위해서 2 GHz에서 21 dB의 증폭 이득을 갖

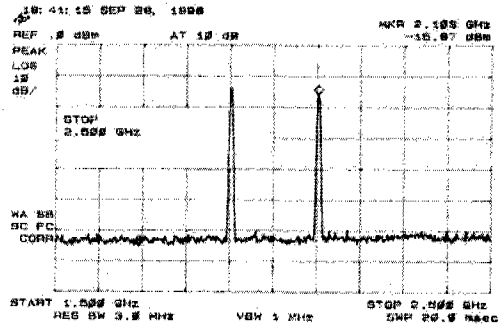
는 LNA를 사용한다. 그림 12는 광송신기에 SCM 되어 입력되는 신호에 대한 광수신기에서 복원되는 출력 신호를 측정한 것이다.

최초 입력 RF 파워가 -15 dBm이기 때문에 광수신기의 최종 출력은 식(16)과 같이 표현될 수 있다.

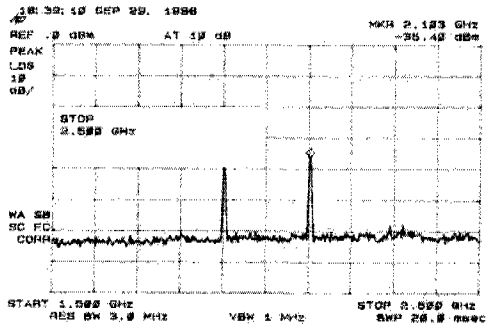
$$RF_{output} = RF_{Input} + RF_{Loss} + RF_{Amp} \quad (16)$$

$$= -15 - 31 + 21 = -25 dBm$$

그림 13의 출력 RF 파워가 식(16)의 결과와 다른 이유는 사용된 레이저 다이오드의 주파수 응답 속도가 PCN 대역에서 사용될 수 있을 만큼 충분히 따라주지 못하기 때문이다. 그러나 제작된 광송수신기의 최대의 CNR을 얻을 수 있는 최적의 OMI로 광변조 하였을 때의 최종 RF 출력 파워의 결과는 CNR 15 dB 이상이므로 5 Km 이상의 피아버를 통해서 30 가입자 이상의 음성 서비스에 충분히 사용될 수 있음을 보여준다.



(a) 입력 RF



(b) 출력 RF

그림 13. 입력 RF 대 출력 RF



V. 결론

본 논문에서는 PCN에 응용될 수 있는 광송수신기를 제작하여 성능을 측정하였다. 광송수신기는 레이저 다이오드 구동장치, 자동 온도제어 장치, 자동 출력제어 장치로 구성하였고, 광수신기는 포토다이오드 검출장치와 증폭기로 구성되었다. 1.9 GHz의 신호와 2.1 GHz의 신호를 SCM하여 광송수신기의 RF 입력으로 사용하였고 최적의 RF 입력을 추출하기 위해 광송수신기의 성능 시뮬레이션을 수행하였다. 30 개 이상의 채널을 SCM할 때 최적의 CNR을 얻기 위한 광변조지수는 DC 바이어스된 광파워의 5 % 이하라는 사실을 시뮬레이션을 통해 알 수 있었다. 레이저 다이오드의 광파워가 1.5 mW일 때 OMI 5%에 해당하는 RF 입력 파워는 -15 dBm이다. -15 dBm의 파워를 가진 두 개의 RF 신호는 광송수신기와 광섬유를 거쳐 광수신기에서 다시 원형의 RF 신호로 복원될 수 있음을 보였다. 실험에 사용된 레이저 다이오드는 PCN 대역에서 좋은 특성을 보인다고 할 수 없는 레이저 다이오드이므로 PCN 대역에서 많은 손실을 보였으나, 음성 서비스를 위해 요구되는 CNR 15 dB 이상을 만족시킬 수는 있었다. 차후의 실험에서는 PCN 대역 이상에서도 동작할 수 있는 넓은 대역폭을 가진 레이저 다이오드를 사용한다면 더 높은 CNR 특성을 보일뿐만 아니라 40 dB 이상의 CNR을 요구하는 화상 서비스를 가능하게 할 것임을 짐작할 수 있다. 차후에는 PCN 대역에서 동작하는 레이저 다이오드를 사용하여 시스템 성능을 측정하며 장거리 전송에 대한 실험과 실제 음성 신호와 영상신호를 광링크를 통해 전송 실험을 통해서 상용화가 가능한 시스템을 설계하려 한다.

참 고 문 헌

[1] Thomas E. Darcie, and George E. Bodeep, "Lightwave Subcarrier CATV Transmission Systems," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 38, No. 5, pp. 524-533, May 1990.

[2] Hideyuki Uehara, and Iwao Sasase, "Coherence Multiplexed/Subcarrier Multiplexing(CM/SCM) Lightwave System For Microcellular Mobile Communications," *The 18th Symposium on Information Theory and Its Ap-*

*plications*, pp.793-796, October 24-27, 1995.

[3] L. J. Meyer, "Using Fiber Optics with Analog R.F. Signals," *Veh. Technology Conf.*, pp. 398-400, 1989

[4] Juin-Hung Chen, and Hen-Wai Tsao, "FM Subcarrier Fiber Optical Transmission System Design and Its Application in Next-generation Wireless Access," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 16, No. 7, July 1998

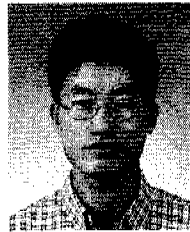
[5] Ozan K. Tonguz, and Hanwook Jung, "Personal Communications Access Networks Using Subcarrier Multiplexed Optical Links," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 14, pp. 1400-1409, No.10, June. 1996

[6] A. A. M. Saleh, "Fundamental Limit on Number of Channels in Subcarrier Multiplexed Lightwave CATV Systems," *IEE Electron. Lett.*, Vol.25, pp.776-777, June1989

[7] W. C. Bobcock, "Intermodulation Interface in Radio Systems: Frequency of Occurrence and Control by Channel Selection," *The Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 31, no. 2, pp. 63-73, Jan. 1953

박 경 태(Kyongtae Park)

정희원



1971년 8월 5일생

1997년 2월 : 강원대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1999년 2월 : 강원대학교 전자공학과 졸업(공학석사)

<주관심 분야> 광통신, 광교환

안 상 호(Sang Ho Ahn)

1967년 10월 3일생

1993년 2월 : 강원대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1995년 2월 : 강원대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1995년 2월~현재 : 강원대학교 대학원 전자공학과 박사과정.

<주관심 분야> 광통신, 광교환, 광소자

엄 진 섭(Jinseob Eom)

1959년 2월 20일생

1982년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
1995년 2월 : 서울대학교 대학원 전자공학과졸업(공학석사)  
1990년 12월 : 미국 Texas A&M University 전기공학  
학과 졸업(공학박사)  
1984년~1985년 : 금성반도체(주)연구원  
1985년~1987년 : 한국통신선임연구원  
1992년~현재 : 강원대학교 전기전자공학부 부교수  
<주관심 분야> 광통신, 광소자, 광교환

채 참 준(Chang-Joon CHAE)

1958년 4월 23일 생  
1981년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 학사  
1984년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사  
1989년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 박사  
1989년 3월~현재 : 한국통신 가입자망연구소 선임  
연구원  
1992년 10월~1993년 9월 : 일본 NTT 전송시스템  
연구소 객원연구원  
<주관심 분야> 광통신망