

# 광 송수신기 기술

辛 宗 德

崇實大學校 情報通信工學科

## I. 서 론

1962년에 레이저 다이오드가 발명되었고<sup>[1-3]</sup>, 1979년에 1.55 $\mu$ m 파장 근처에서 Rayleigh 산란 한계치인 0.2 dB/km 의 손실을 갖는 광섬유 제조 기술이 개발된 이후<sup>[4]</sup>, 세계 각국에서 광통신에 관한 경쟁적인 연구가 시작되어 이미 2.5Gbps 동기식 광전송 시스템이 운용되고 있으며, 10Gbps급 광전송 시스템이 상용화 단계에 접어들었다. 1990년 초에 1.5 $\mu$ m 파장대의 광 증폭기인 EDFA(Erbium-Doped Fiber Amplifier)의 상용화로 장거리 전송분야에서 획기적인 개가를 올리는 등 광 소자 분야에서의 발전은 대용량 광전송 시스템 개발로 이어지고 있다.

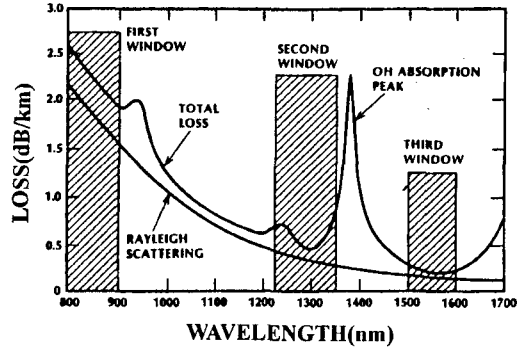
광통신이 육지에서나 대륙간 통신에서 선호되는 신호 전달 방법이 된 가장 중요한 이유는 실리카 단일 모드 광섬유가 제공할 수 있는 막대한 대역폭 및 저손실 광섬유의 제조 기술 및 성능의 급격한 향상에 있다. 단일 모드 광섬유의 저손실 영역인 1200-1700nm에서 이용 가능한 광 대역폭(Optical Bandwidth)는 20THz가 넘는다. 이론적으로는 현재의 2.5Gbps 광통신 시스템 용량의 수천 배에 해당한다. 따라서, 수 많은 가입자들의 음성, 데이터, 영상 정보등이 통합된 멀티 미디어 서비스를 수용하게 될 차세대 초고속 광대역 통신망의 근간이 바로 광통신 기술이다. 이와 같이 거의 무한한 대역폭과 함께, 실리카 광섬유의 낮은 신호 손실은 광대역 신호를 재생하지 않고도 장거리 전송을 가능케 한다.

현재의 광섬유가 제공하는 대역폭을 보다 효율적으로 활용하기 위하여, 광섬유의 특성 및 전기적 정보를 광 정보로 변환하여 광섬유 전송로를 통하여 송신하는 광 송신기와 수신된 광 정보를 다시 전기적 정보로 변환하여 정보를 복원하는 광 수신기의 특성에 대해 알아보고자 한다. 본 고의 제 II 장에서는 광통신 시스템의 정보 전송로인 광섬유의 손실과 분산 그리고 광섬유의 종류에 대하여 설명하였고, 제 III장에서는 광 송신기의 동작 원리와 발전 임계 전류 밀도, 처핑, 선폭 및 변조 속도

등에 관해 설명하였으며, 제IV장에서는 광 수신기의 동작 원리, 잡음의 종류, 검파 방식에 의한 수신 감도를 비교하였다.

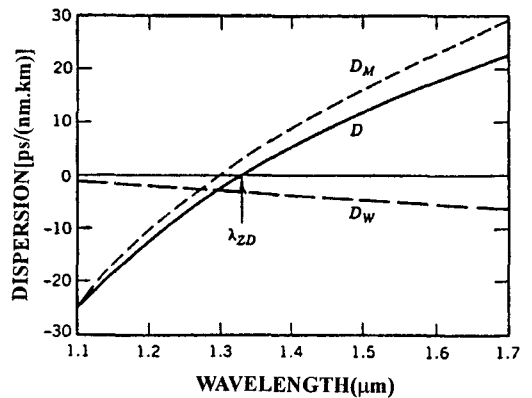
## II. 광섬유(Optical Fiber)

현재 사용되고 있는 실리카 광섬유 손실의 종류는 다음의 세가지로 분류된다. 첫째, 광섬유를 제조할 때 액체 상태에서 고체 상태로 변환되는 과정에서 발생하는 유리의 국부적인 굴절률 불균일성에 의해 생성되는 Rayleigh 산란 손실로서 파장의 4승에 역비례하며 실리카 광섬유 손실의 주된 메카니즘을 이룬다. 두번째로는 OH<sup>-</sup>이온의 흡수에 의해 1.4 $\mu$ m 근처에서 나타나는 손실 피크이고, 세번째는 실리카에서의 분자 진동에 의한 적외선 흡수로 1.6 $\mu$ m 에서 나타나기 시작하여 파장이 증가함에 따라 급격히 증가하는 흡수 손실이 있다. 이상의 세가지 주된 손실 메카니즘의 결과로 그림 1과 같은 실리카 광섬유의 제1세대 전송 파장 영역인 0.85 $\mu$ m 에서는 약 2.2dB/km, 제 2세대 전송 파장 영역인 1.3 $\mu$ m 에서 약 0.6dB/km, 그리고 제 3세대 전송 파장 영역인 1.55 $\mu$ m에서 약0.2dB/km의 손실을 갖는다<sup>[5]</sup>. 보다 많은 정보를 보다 빠르게 전송하기 위해서는 광송신기의 스위칭 속도를 증가시켜야 한다. 그러나, 전송속도가 증가함에 따라 광원의 선폭(line-width)이 늘어나, 광섬유의 분산(dispersion)에 의해 펄스 형태의 왜곡이 생겨 전송거리가 제한된다. 광섬유의 굴절률은 파장에 따라 다르므로 입력단에 인가되는 광펄스가 광섬유 도파로를 진행해 나가면서 군속도 차이에 의해 수신단에 나타나는 펄스의 폭은 입력 펄스의 폭보다 넓게 되어 장거리를 전송해 온 인접 펄스들 간의 식별이 불가능하게 된다. 단일 모드 광섬유에 의한 펄스 폭의 증가,  $\Delta\tau$ 는  $L(D_M+D_W)\Delta\lambda$ 로 표시된다. 여기서 L은 전송 거리,  $D_M$ 는 색분산 계수,  $D_W$ 는 도파로 분산 계수, 그리고  $\Delta\lambda$ 는 광원의 선폭이다. 실리카 광섬유의 색분산 계수는 1.276 $\mu$ m에서 거의 0이 되기 때문에 이 파장을 영 분산 파장

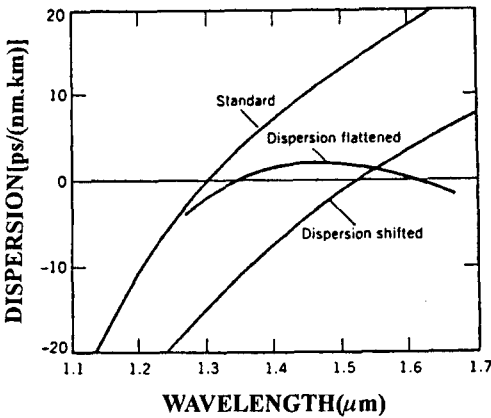


〈그림 1〉 실리카 광섬유의 손실

(zero-dispersion wavelength),  $\lambda_{zd}$ 이라고 한다. 색분산 계수는 매질에 의해서 결정이 되며,  $\lambda_{zd}$  이하의 파장에서 (-)이고,  $\lambda_{zd}$  이상의 파장에서 (+)가 된다. 반면 도파로 분산계수는 광섬유의 V 계수에 의해 결정이 되며, 0-1.6 $\mu$ m의 전 파장 범위에서 (-)값을 갖는다. V계수는  $V = \frac{2\pi}{\lambda} a \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$ 로 정의된다. 여기서, a는 광섬유 코어의 반지름,  $\lambda$ 는 자유공간에서 빛의 파장,  $n_1$ 은 광섬유 코어의 굴절률, 그리고  $n_2$ 는 광섬유 클래딩의 굴절률이다. 따라서, 단일 모드 광섬유( $V \leq 2.405$ )의 총 분산,  $D = (D_M + D_W)$ 는  $\lambda_{zd}$ 보다 약간 큰 1.31 $\mu$ m 근처에서  $\pm 2$ ps/(nm.km)으로 최소가 되며, 1.55 $\mu$ m에서는 15-18ps/(nm.km)의 값을 갖는다. 그림 2에 표준 광섬유의 파장에 따른



〈그림 2〉 표준 단일 모드 광섬유의 분산,  $D_M$ 은 색분산,  $D_W$ 는 도파로 분산,  $D$ 는 총 분산을 나타낸다.



〈그림 3〉 표준 광섬유(standard), 분산 천이 광섬유(dispersion shifted), 균일 분산 광섬유(dispersion flattened)의 분산 계수.

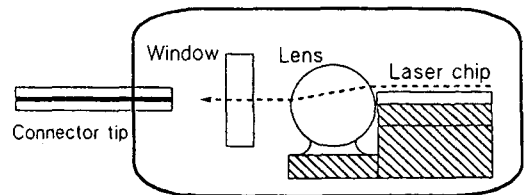
분산이 도시되어 있다<sup>[6]</sup>. 1.31 $\mu\text{m}$ 에서는 분산 D가 작기 때문에 선폭  $\Delta\lambda$ 가 상대적으로 넓은 광원을 사용할 수 있지만, 1.55 $\mu\text{m}$ 에서는 분산 D가 1.31 $\mu\text{m}$ 에서 보다 크기 때문에 선폭  $\Delta\lambda_{1.55}$ 이  $\Delta\lambda_{1.31}$  ( $D_{1.31}/D_{1.55}$ ) 만큼 좁은 광원을 사용하여야 출력단에서 동일한  $\Delta\tau$ 를 얻을 수 있다. 도파로 분산 계수,  $D_w$ 는 광섬유의 설계에 의해 조절가능하므로, 영 분산 파장을 광섬유의 최소 손실 파장인 1.55 $\mu\text{m}$ 로 이동시킨 광섬유를 분산 천이 광섬유(Dispersion-Shifted Fiber, DSF)라 부르며, 1.55 $\mu\text{m}$ 에서의 분산 계수는 약  $+/-2\text{ps}/(\text{nm.km})$  정도이다. 1.55 $\mu\text{m}$  광통신 시스템은 분산 천이 광섬유를 사용하기 때문에 최소 손실 및 최소분산을 갖고, 또한 EDFA를 광 증폭기로 사용할 수 있으므로 현재 대부분의 광소자 및 광통신 시스템 개발은 이 파장대에서 주로 이루어 지고 있다. 하나의 광섬유에서 다른 파장의 광원들을 사용하여 시스템의 용량을 증가시킬 수 있는 WDM 시스템을 위해 1.3 $\mu\text{m}$ -1.6 $\mu\text{m}$ 의 넓은 파장대에서 분산값이 일정하도록 특수하게 설계된 광섬유(Dispersion Flattened Fiber)도 그림 3에 도시되어 있다<sup>[6]</sup>.

### III. 광 송신기(Optical Transmitter)

광 송신기의 역할은 전기적인 입력 신호를 광신호로 변환한 다음 통신 채널인 광섬유에 입사시키는 것이다. 광 송신기의 핵심 부품은 광원(optical source)으로서 광통신 시스템에 사용되는 광원은 반도체 레이저 다이오드(semiconductor laser diode)이다. 반도체 레이저의 장점은 소형, 고효율, 신뢰도, 용이한 파장 선택도, 광섬유 코어 사이즈에 적합한 방사면적, 상대적으로 높은 주파수에서 직접 변조가 가능함등을 들 수 있다.

통상적인 광섬유 피그테일된 레이저 다이오드 모듈은 그림 4와 같다. 레이저 다이오드의 앞면(front facet)에 있는 렌즈는 레이저로부터 방사되는 빛을 광섬유에 집속시키는 역할을 한다. 도면에는 표시되어 있지 않지만, 렌즈와 코넥터 팁 사이에 광 절연기(optical isolator)를 삽입하여 레이저 캐비티로 반사되어 들어오는 빛으로 인해 레이저 다이오드 출력 광의 위상 변화에 의한 시스템 잡음 발생을 막아 준다. 레이저 다이오드의 후면에는 광 검출기를 위치시켜 빛의 세기를 모니터링하여 방열판 밑면에 부착되어 있는 TEC(Thermo-Electric Cooler)에 공급되는 전류를 제어하므로써, 레이저 출력 파워와 발진 파장을 일정하게 유지되도록 한다.

레이저 다이오드는 전자와 정공의 재결합에 의해 활성층내에서 자연적으로 방출되는 빛을 다이오드에 형성된 광 공진기에 의해 코히런트하게 유도 방출되는 빛을 광 공진기 내의 활성 영역에서 증폭시켜 일정한 파장의 빛을 방출하는 소자로서



〈그림 4〉 레이저 다이오드 모듈의 구조

방출 효율이 커 높은 출력 이득을 얻을 수 있으며, 선폭이 좁아 광섬유에서 분산이 적고 직접 변조에 의한 짧은 펄스 생성이 가능하다.

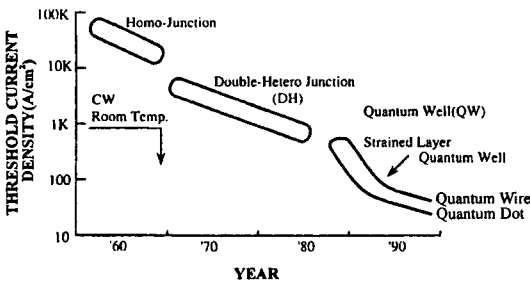
초기의 레이저 다이오드는 0.8 $\mu\text{m}$  파장 영역에서 동작하는 GaAs/AlGaAs로 만들었다. InP/InGaAsP 레이저 다이오드는 나중에 개발되었으며 발진 파장이 광섬유의 저손실 파장대인 1.0-1.6 $\mu\text{m}$  이기 때문에 첨단 통신 응용 분야용으로 현재 가장 널리 사용된다. 광신호의 장거리 전송을 위해서는 광섬유의 코어에 충분한 광 전력을 입사시키고, 광섬유에 의한 손실을 감소시키는 것이 필요하다. 레이저 다이오드를 직경 10 $\mu\text{m}$ 인 단일 모드 광섬유에 입사시킬 때의 결합 효율이 50% 이상 되기 때문에 통상적인 광통신 시스템에서는 단일 모드 광섬유 코어 내의 광전력이 0dBm (1mW) 이상이다.

레이저 다이오드의 발진 임계 전류 밀도는  $J_{th} = qdN_{th}/\tau$  로 나타난다. 여기서, q는 전자의 전하, d는 레이저 다이오드 활성층의 두께,  $N_{th}$ 는 발진 임계 전자 밀도, 그리고  $\tau$ 는 반송자 수명이다. 이 식에서 d와  $N_{th}$  모두 레이저 다이오드의 구조에 의해 결정되며 시대적으로 그림 5와 같은 감소 추세를 나타내고 있다<sup>[7]</sup>. 1970년 GaAs/AlGaAs DH (Double-Heterostructure) 구조의 경우 1.6kA/cm<sup>2</sup> 에서, 1975년에는 0.5kA/cm<sup>2</sup>, 1980년대의 양자 우물 구조(Quantum Well)의 경우에는 활성층의 두께를 10-15nm 정도로 줄여 양자 우물 구조를 형성함으로써, 발진 임계 반송자 밀도를 줄여 발진 임계 전류 밀도를 수백 A/cm<sup>2</sup> 까지 감소시켰고, 1980년대 후반부터 등장하기 시작한 SL-

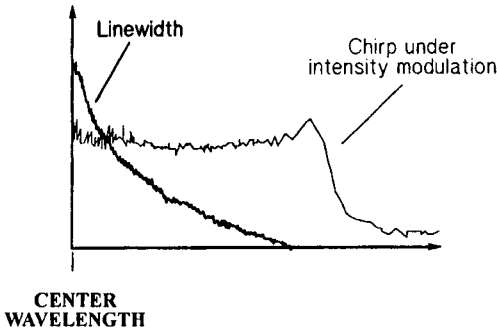
QW(Strained-Layer Quantum Well)구조에서는 수십 A/cm<sup>2</sup> 까지 감소되었다<sup>[8-10]</sup>. 따라서, 레이저 다이오드의 임계 전류 밀도를 줄이기 위한 연구 방향은 보다 더 양자 속박 효과를 얻을 수 있는 양자선 또는 양자 점과 같은 구조의 구현에 있다 하겠다. 현재, 상용 InP/InGaAsP 레이저 다이오드의 발진 임계 전류는 20mA 이하이다.

멀티모드 레이저 다이오드를 펄스 구동시 레이저 다이오드가 ON되는 시간이 펄스마다 달라 광섬유와 같은 분산 매질 통과시 펄스 형태에 불규칙한 왜곡이 생겨 수신단에서 잡음으로 나타나게 되므로 직접 변조시 중앙 모드와 사이드 모드간의 빛세기 비가 30dB이상인 단일 종모드(Single-longitudinal-mode, SLM) 레이저 다이오드를 사용하여야 한다. SLM 레이저 다이오드를 구현하기 위해서 사용되는 DFB(Distributed Feedback) 구조는 레이저 다이오드의 활성층 위에 그레이팅을 만들어 줌으로써, 주기적인 굴절률 변화 효과에 의해 분산 광 궤환이 일어나게 하여 오직 Bragg 조건을 만족하는 파장에서만 발진이 되도록 한다. 그레이팅의 주기,  $\Lambda$ 는  $\Lambda = m(\lambda_B/2n)$ 로 표현된다. 여기서 m은 Bragg 회절차수이고,  $\lambda_B$ 는 발진 파장, 그리고 n은 모드 굴절률이다. 따라서,  $\lambda_B = 1550\text{nm}$ 인 경우,  $m=1$ 이고  $n=3.3$ 이면, 주기가 235nm인 그레이팅을 제작하여야 한다. DFB 구조를 이용한 SLM 레이저 다이오드가 1982년 선보인 이후, 현재는 대부분의 기가비트급 광통신시스템에 사용되고 있다.

전송속도가 점점 증가함에 따라 전송속도 제한 요소는 처핑(Chirping)이다. 이 현상은 그림 6과 같이 레이저 다이오드를 직접 변조할 때 레이저 다이오드의 반송자 밀도가 변화함에 따라 레이저 캐비티 내의 굴절률이 변화하게 되어 발진 파장이 시간에 따라 변하는 것으로서, 기가비트급의 직접 변조시 약 1nm 정도의 처핑이 발생하게 된다. 따라서 처핑에 의해 증가된 광원의 선폭은 광섬유의 분산을 통해 전송 거리가 제한된다. 처핑 또한 레이저 다이오드의 구조 설계에 의해 줄일 수 있는데, 고속 변조용 레이저 다이오드의 경우에는 활성층의 부피를 줄임으로써 레이저 펄스가 시작하는 동안 발생하는 천이 진동(transient oscillation)을



<그림 5> 연도별 레이저 다이오드의 구조에 따른 임계 전류 밀도

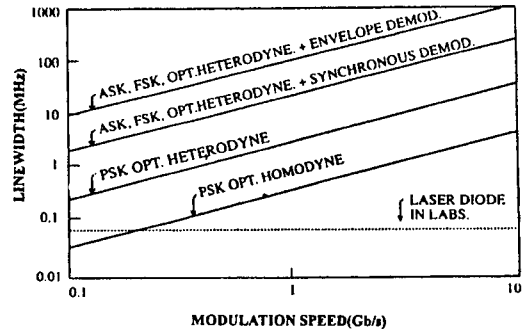


〈그림 6〉 직접 변조에 의한 레이저 다이오드의 선폭 변화

감쇠시켜 처핑을 줄일 수 있으며, 일례로 Deutsche Telekom의 실험 결과에 의하면 15Gb/s로 QW-DFB 레이저 다이오드 변조시 0.24nm의 처핑을 얻었다고 보고하였다<sup>[11]</sup>. SL-QW 레이저 다이오드의 경우, 처핑을 십분의 일 nm 정도로 줄일 수 있다.

라디오 방송처럼 주파수 다중화 방식을 사용할 수 있는 광 코히어런트 시스템에는 선폭이 훨씬 좁은 레이저 다이오드를 사용하여야 한다. 그림 7은 변조 방식에 따른 코히어런트 시스템에서 요구되는 선폭을 나타내고 있다<sup>[12]</sup>. FSK 헤테로다인 시스템에서는 1-dB의 수신 감도 열화에 대해 전송 속도의 9%, DPSK 헤테로다인의 경우 전송 속도의 0.16%, DPSK 호모다인의 경우 전송 속도의 0.03%의 선폭이 필요하다. 레이저 다이오드의 선폭은 Schawlow-Townes의 이론보다  $(1+\alpha^2)$  정도 넓게 나타나는 데,  $\alpha$ 는 레이저 다이오드의 선폭 증가 계수(linewidth-enhancement factor)로서 반송자 밀도  $n$ 의 차동 이득( $\partial g/\partial n$ )에 반비례한다. 여기서  $g$ 는 광 이득이다. 일반적으로  $\alpha$ 는 레이저 다이오드의 조성과 구조에 따라 2-6 사이의 값을 갖는다. 레이저 발전 파장을 이득 피크의 짧은 파장쪽으로 이동시킨 DFB 구조 및 QW 구조 모두 DH 구조보다 차동 이득이 크기 때문에  $\alpha$ 를 약 절반 정도로 줄일 수 있으며, SL-QW의 경우에는  $\alpha$ 가 2보다 적게 나타난다<sup>[13]</sup>.

레이저 다이오드의 직접 변조 속도는 다이오드 칩의 기생 정전 용량 및 본딩 와이어와 패키징에



〈그림 7〉 코히어런트 검파 방식에 요구되는 레이저의 선폭, ASK는 Amplitude-Shift Keying, FSK는 Frequency-Shift Keying, PSK는 Phase-Shift Keying을 나타낸다.

의한 인덕턴스를 줄여 증가시킬 수 있으며, 10GPps 이상의 레이저 다이오드가 보고되고 있다. 다음으로 중요한 것이 차동 이득이다. 차동이득이 크면, 반송자 밀도의 작은 변화에 대해서도 광자 밀도 변화량이 크게 되어 변조 속도를 높일 수 있기 때문에 SL-QW구조를 사용한다.

#### IV. 광 수신기(Optical Receiver)

광 수신기의 역할은 광통신 시스템을 통하여 전송되어 온 광 신호를 다시 전기적인 신호로 변환시켜 데이터를 복구하는 것으로써 블럭 다이어그램은 그림 8과 같다. 수신되는 광신호는 광 검출기에서 전기적 신호로 변환된 다음 전치 증폭기와 주 증폭기에 의해 신호 처리 하기 충분한 크기의 신호로 증폭된다. 등화기는 시스템을 통과하여 오는 동안 여러가지 비선형 효과들로 왜곡된 신호를 보정하는 역할을 하며, 여파기는 신호대 잡음비를 높이는 역할을 한다.

광 수신기의 주된 광 소자는 광 검출기(photo-detector)로서 광전효과(photo-electric effect)에 의해 광 신호를 전기적 신호로 변환시킨다. 광 검출



〈그림 8〉 광 수신기의 블럭 다이어그램

기는 광원과 같이 고감도, 빠른 응답속도, 저잡음, 고 신뢰도, 광섬유 코어 사이즈와 비슷한 사이즈등을 가져야 한다. 광검출 프로세스의 기본적인 메카니즘은 광 흡수으로써 입사되는 광자의 에너지가 광검출기의 밴드갭 에너지보다 크면 광자가 반도체에 의해 흡수될 때 마다 전자-정공 쌍이 발생하게 된다. 인가된 역 바이어스 전압에 의해 형성된 전계에 의해 전자와 정공이 반도체를 가로 질러 전극으로 이동하여 광 전류가 흐르게 된다.

광통신 시스템에서 수신기의 수광감도를 높이면 레이저 다이오드의 출력을 높이는 것과 같이 전송거리의 증가를 가져온다. 따라서, 광검출기의 광자-전자 변환 효율인 양자 효율(quantum efficiency,  $\eta$ )을 높이고, 소자 및 전치증폭기의 설계

메카니즘에 의해 광자-전자 변환 시간이 불규칙하기 때문에 발생하며, 잡음 전력은  $P_{NS} = 2q(I_p + I_d)\Delta f$ 로 표현된다. 여기서,  $I_p$ 는 입력 광 전력에 의해 발생된 광 전류로서 광 검출기의 수광 효율(Responsivity)  $R$ 과 입력 광 전력  $P_m$ 의 곱으로 표현된다.  $I_d$ 는 광신호가 없어도 광 검출기에서 발생하는 암전류, 그리고  $\Delta f$ 는 수신기의 대역폭이다. 열잡음은 수신기 부하저항 내의 전자들이 일정한 온도에서 불규칙하게 움직이기 때문에 발생하며, 그 전력은  $P_{NT} = (4k_B T/R_L) F_n \Delta f$ 로 표현된다. 여기서  $k_B$ 는 Boltzman 상수( $=1.38 \times 10^{-23}$  J/K),  $R_L$ 은 수신기의 부하저항,  $T$ 는 절대 온도,  $F_n$ 는 증폭기의 NF(noise figure)이다. 레이저 다이오드에서 발생하는 잡음은 RIN(Relative Intensity Noise)으로 나타내며, 레이저 잡음에 의한 수신기에서의 잡음 전력은  $P_{NI} = RIN(I_p^2) R_L \Delta f$ 으로 표현된다. 따라서, 산탄 잡음, 열잡음, 레이저 잡음을 고려한 수신기의 신호대 잡음비는 PIN 다이오드의 경우에 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR = \frac{R^2 P_{in}^2}{2q(RP_n + I_d)\Delta f + (4k_B T/R_L)F_n \Delta f + RIN(RP_m)^2 R_L \Delta f}$$

를 개선시켜 산탄 잡음(shot noise) 및 열잡음(thermal noise)의 영향을 줄여 수광감도를 높여야 한다. 광검출기의 종류에는 PIN 다이오드와 APD(Avalanche Photodiode)가 있는데, APD(Avalanche Photodiode)는 신호 광자로 부터 발생된 일차 전자를 높은 인가 전압으로 형성된 전계로 가속시켜 다시 이차 삼차 전자-정공 쌍을 발생시킴으로써 수신기의 열잡음을 극복할 수 있는 소자이다.

광 수신기의 성능은 수신기의 잡음에 의해 결정된다. 입력 광신호의 전력이 일정할 경우에도 산탄 잡음과 열잡음으로 인해 광 수신기의 광 전류가 변동하게 된다. 또한 입력 광신호의 전력도 일정한 것이 아니고, 수신기의 레이저 다이오드에서 발생하는 빛 세기 잡음에 의해 변동하므로 이에 의한 잡음도 존재한다. 산탄 잡음은 광검출기의 흡수

PIN 다이오드를 사용하는 광 수신기의 경우 열잡음의 영향이 가장 지배적이므로 열잡음 한계에서의 신호대 잡음비는  $SNR = (R_L R^2 / 4k_B T F_n \Delta f) P_{in}^2$ 으로 나타난다. 이 식을 살펴보면, PIN 다이오드의 경우 SNR이 입력 광 전력의 자승에 비례하므로 SNR을 높이기 위해서는 가능한한 시스템의 손실을 줄여야 한다. 또한 부하 저항을 높이면 SNR을 증가시킬 수 있다. 따라서, 전치 증폭기는 입력 임피던스가 크고, 잡음 지수가 작도록 설계하여야 한다. 입력 광 신호 전력을 높여 산탄 잡음이 기타 잡음보다 지배적인 경우에는 산탄 잡음 한계라 부르며, 이 경우 신호대 잡음비는  $SNR = RP_m / (2q \Delta f)$ 과 같이 표현되며 부하저항에 의한 열잡음의 영향을 받지 않아 신호대 잡음비가 높게 된다.

APD의 경우에는 다이오드에 인가되는 역 바이어스 전압이 크기 때문에, 입력 광 신호에 의해 발

생된 일차 전자들이 새로운 전자-정공 쌍을 발생하기 충분한 에너지를 갖고 있어 입사 광자 1개가 평균 복수 개(M)의 전자-정공을 발생한다. M은 APD의 평균 이득이므로 광전류는  $I_p = MRP_{in}$  으로 표현할 수 있다. 따라서 APD를 사용하는 광수신기의 경우, 신호대 잡음비는 다음과 같다.  
 위의 식에서  $F_A$ 는 APD의 액세스 잡음 계수이다.

$$SNR = \frac{(MRP_{in})^2}{2qM^2F_A(RP_{in} + I_d)\Delta f + (4k_B T/R_L)F_n\Delta f + RIN(RP_{in})^2R_L\Delta f}$$

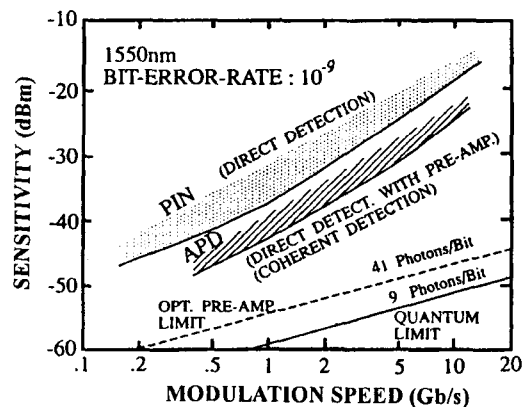
열잡음 한계에서 신호대 잡음비는  $SNR = (R_L R^2 / 4k_B T F_n \Delta f) P_{in}^2 M^2$  으로 PIN 다이오드 경우의  $M^2$  배로 개선됨을 알 수 있다. 그러나, 산탄 잡음 한계에서는  $SNR = RP_{in} / (2q\Delta f F_A)$  이 되어 오히려 액세스 잡음 계수만큼 감소하는 것을 알 수 있다. InGaAs APD 광검출기의 경우 SNR이 가장 높을 때의 최적 이득은 10 정도이다. InGaAs APD가 광통신 시스템에 사용되는 이유는 적은 광 전력으로도 PIN 수신기와 동일한 성능을 낼 수 있기 때문이다.

비트 오차율이  $10^{-9}$ 인 경우, 1550nm 시스템의 수광 감도와 변조 속도의 관계를 그림 9에 도시하였다<sup>[7]</sup>. APD를 사용한 수신기는 PIN 다이오드를 사용한 것보다 5dB 정도 성능이 우수함을 알 수 있다. 최근 몇 년간 NEC, NTT, Hitachi 등의 일본 연구팀들에 의해 이득x대역폭이 100GHz를 초과하며, 3-dB 주파수가 10GHz 이상의 성능을 갖는 초격자(super-lattice) 구조의 APD에 관한 연구 결과가 발표되고 있다<sup>[14-19]</sup>. 반면에 PIN 다이오드를 사용하는 수신기들의 경우 PIN-HBT, PIN-HEMT, 광증폭기+PIN 등의 구조를 이용하여 저잡음의 전치 증폭기를 직접시켜 대역폭을 증가시키고 있다<sup>[20-25]</sup>. 일례로 PIN 다이오드와 도파로를 집적시킨 구조로 양자 효율이 0.5이며, 100GHz 이상의 대역폭을 갖는 PIN 다이오드도 보고되었다<sup>[25]</sup>.

코히어런트 검파방식을 사용하면 양자 한계(quantum limit)에 근접한 수광 감도도 얻을 수 있어 직접 검파 수신기 보다 약 10dB 이상의 수광 감도 개선을 보이며, 이로 인해 1.55 $\mu$ m 시스템의

경우 이론적으로 약 50km 정도의 전송 거리를 증가시킬 수 있게 된다. 또한 RF 여파기를 사용하여 인접 채널들을 용이하게 분리해 낼 수 있는 장점이 있다. 직접검파 방식에서는 광파에 의해 반송된 신호가 광파의 위상과는 무관하게 단순히 에너지 변환 과정에 의해 기저대(baseband) 신호로 직접 변환되지만 코히어런트 검파 방식에서는 입력 광신

호  $A_s \cos(2\pi f_c t)$ 와 LO(local oscillator)의 광신호  $A_{lo} \cos(2\pi f_{lo} t)$ 가 더해져 광검출기에 의해 검출이 된다. 광검출기에 의해 발생하는 광전류는  $(A_s A_{lo})^2 \cos[2\pi(f_c - f_{lo})t]$ 에 비례하게 된다.  $|f_c - f_{lo}|$ 는 IF(intermediate frequency) 주파수이다. 입력 신호의 광 주파수,  $f_c$ 와 국부발진기의 광 주파수,  $f_{lo}$ 가 같으면 호모다인(homodyne) 검파 방식이라고 부르며, 광 주파수가 서로 다르면 헤테로다인(heterodyne) 방식이라고 한다. IF 신호의 진폭은  $(A_s A_{lo})^2$ 에 비례하므로 국부발진기의 신호 전력을 높이면 IF 신호의 진폭도 증가하게 되어 코히어런트 검파 방식이 열잡음과 검출기 잡음에 제한을 받는 직접 검파 방식보다 수광 감도가 훨씬 높다. LO의 전력을 높임으로써 광전류의 신호대 잡음비는 산



<그림 9> 1550nm 시스템에서 비트 오차율이  $10^{-9}$  일 때, 전송 속도에 따른 광 검출기들의 수신 감도

〈표 1〉 코히어런트 방식의 BER

Modulation Format	Bit-Error Rate(BER)	$N_p$	$N_{p, AVE}$
ASK heterodyne	$\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{\eta N_p}/4)$	72	36
ASK heterodyne	$\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{\eta N_p}/2)$	36	18
PSK heterodyne	$\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{\eta N_p})$	18	18
PSK heterodyne	$\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{2\eta N_p})$	9	9
FSK heterodyne	$\frac{1}{2}\text{erfc}(\sqrt{\eta N_p}/2)$	36	36

탄압음 한계인 양자한계에 까지 이를 수 있게 된다. 10Gbps, 1540nm 시스템에서 동기 PSK 호모다인 방식을 사용하면 비트오차율이  $10^{-9}$  일 때, 비트당 광자의 갯수,  $N_p$ , 는 9개이므로 수광감도,  $P_s$ 는  $P=N_p(h\nu)B$ 의 식에 의해 11.5nW, 즉 약 -49 dBm이 된다. 이 식에서 B는 데이터 전송속도를 나타내며, h는 Planck 상수(=6.63x10<sup>-34</sup> J. sec), 그리고  $\nu$ 는 광주파수(=c/λ)이다. 동기 FSK 헤테로다인 방식의 경우  $N_p$ 가 36개이므로 수광감도가 -43dBm가 된다. 표 1은 변조 방식에 따른 동기 코히어런트 방식의 비트 오차율(BER) 표현과 BER=10<sup>-9</sup> 인 경우 비트당 광자의 수를 보여준다.

직접 검파 방식중에서 광 증폭기를 PIN 다이오드 전단에 위치시킨 수신기의 경우에 대한 수광감도의 한계가 그림9에 도시되어 있다. 실험에 의하면 10Gbps, 1540nm 시스템에서 EDFA를 사용하여 얻은 수광감도는 -37dBm로 APD의 수광 감도 -24dBm보다 훨씬 향상된 결과를 보고하였다. 이와 같은 결과는 동기 FSK 헤테로다인 방식과 비교하면 약 6dB정도의 성능 차이만이 있음을 알 수 있다.

### V. 결 론

본 고에서는 광통신 시스템의 광 송수신기 기술에 대하여 알아보았다. 광섬유 선로가 제공할 수

있는 막대한 대역폭을 효율적으로 활용하기 위해서, 광 송수신기는 보다 많은 정보를 송신할 수 있도록 충분히 빠른 변조 속도를, 광 수신기는 수신되는 고속 광신호를 전기적 신호로 충실히 복구시킬 수 있도록 넓은 주파수 대역폭 및 높은 수신 감도를 가져야 한다. 10Gbps이상의 고속 광통신 시스템을 구현하기 위해서는 광섬유 선로의 분산 효과에 의한 펄스폭의 증가를 원천적으로 억제하여야 하므로, 선폭 증가 계수가 작은 strained-layer QW 레이저 다이오드가 현재 연구되고 있으며, 수신기의 대역폭 및 수신 감도 개선을 위해서는 초격자 구조의 APD 및 OEIC 형태의 PIN다이오드가 연구되고 있다.

이외에 특수 광섬유나 실리카 도파로를 광섬유에 연결하여 광섬유의 분산 효과를 보상하는 방법 등이 있으며, 20Gbps 이상의 광통신 시스템에서는 레이저 다이오드를 직접 변조하지 않고, 구동시 처핑이 적은 electro-absorption 을 이용한 외부 변조기를 레이저 다이오드에 연결하여 사용하는 방법에 관한 연구도 진행중이다. 또한, OTDM(Optical Time Division Multiplexing), OFDM(Optical Frequency Division Multiplexing), SCM(Subcarrier Multiplexing), WDM(Wavelength Division Multiplexing)등의 다중화 방식을 이용하여 광섬유의 대역폭을 한층 효율적으로 사용하는 테라비트급의 광통신망 구현을 위한 연구도 한창 진행중에 있다.



## 참 고 문 헌

- [1] R5. N. Hall, G. E. Fenner, J. D. Kinsley, T. J. Soltys, and R. O. Carlson, "Coherent light emission from GaAs junctions," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 9, pp. 366-368, 1962.
- [2] M. I. Nathan, W. P. Dumke, G. Burns, F. H. Dill, Jr., and G. Lasher, "Stimulated emission of radiation from GaAs p-n junctions," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 1, pp. 62-64, 1962.
- [3] T. M. Quist, R. H. Radiker, R. J. Keyes, W. E. Krag, B. Lax, A. L. McWhorter, and H. J. Zeigler, "Semiconductor maser of GaAs," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 1, pp. 91-92, 1962.
- [4] T. Miya, Y. Terunuma, T. Hosaka, and T. Miyashita, "Ultimate low-loss single-mode fibre at  $1.55\mu\text{m}$ ," *Electron. Lett.*, vol. 15, pp. 106-108, 1979.
- [5] J. C. Palais, *Fiber Optic Communications*, 3rd ed., Prentice Hall, New Jersey, p. 112, 1992.
- [6] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, John Wiley & Sons, New York, p. 44, 1992.
- [7] T. Ikegami, "Survey of telecommunications applications of quantum electronics-Progress with optical fiber communications," *Proc. IEEE*, vol. 80, pp. 411-419, 1992.
- [8] K. Uomi, A. Oka, T. Tsuchiya, M. Komori, T. Kawano, and A. Oishi, "Ultralow threshold and uniform operation ( $1.3\pm 0.09\text{mA}$ ) in  $1.3\text{-}\mu\text{m}$  strained-MQW 10-element laser arrays for parallel high-density optical interconnects," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 7, pp. 1-3, 1995.
- [9] K. Uomi, "1.3- $\mu\text{m}$  low threshold strained-MQW laser array for optical interconnection," *CLEO/Pacific Rim'95*, p. 169, July 10-14, 1995.
- [10] T. P. Lee, "Recent advances in long-wavelength semiconductor lasers for optical fiber communication," *Proc. IEEE*, vol. 79, pp. 253-276, 1991.
- [11] F. Steinhagen, H. Hillmer, S. Hansmann, S. Mohrdiek, R. Losch, W. Schlapp, H. Walter, R. Gobel, H. W. Dinges, E. Kuphal, H. L. Hartnagel, and H. Burkhard, "AlGaInAs/InP 1.5mm DFB laser diodes for high capacity transmission modules," *IOOC'95*, vol. 4, pp. 52-53, Hong Kong, June 26-30, 1995.
- [12] L. G. Kazovsky, "Coherent optical receivers: Performance analysis and laser linewidth requirements," *Optical Engineering*, vol. 24, pp. 575-579, 1986.
- [13] H. Horikawa, Y. K. Sin, and T. Kamijoh, "High-power InGaAs/AlGaInAs/InP strained-multiple-quantum-well lasers with a small linewidth enhancement factor," *OFC/IOOC'93*, pp. 83-84, San Jose, CA, Feb. 21-26, 1993.
- [14] I. Watanabe, S. Sugou, H. Ishikawa, T. Anan, K. Makita, M. Tsuji, and K. Taguchi, "Large gain-bandwidth-product, low dark-current InAlAs/InAlGaAs quarternary-well superlattice avalanche photodiodes," *OFC/IOOC'93*, pp. 184-185, San Jose, CA, Feb. 21-26, 1993.
- [15] K. Makita, I. Watanabe, M. Tsuji, and K. Taguchi, "150GHz GB-product and low dark-current InAlGaAs quarternary well superlattice avalanche photodiodes," *IOOC'95*, vol. 1, pp.36-37, Hong Kong, June 26-30, 1995.
- [16] T. Kawaga, Y. Kawamura, and Hidetoshi,

- “Wide-bandwidth avalanche-photodiode receivers,” *OFC/IOOC'93*, pp. 186, San Jose, CA, Feb. 21-26, 1993.
- [17] S. Hanatani, H. Nakamura, S. Tanaka, C. Notsu, H.Sano, and K. Ishida, “Superlattice avalanche photodiode with a gain-bandwidth produce larger than 100 GHz for very-high-speed systems,” *OFC/IOOC'93*, pp. 187-188, San Jose, CA, Feb. 21-26, 1993.
- [18] S. Hanatani, H. Nakamura, and S. Tanaka, “High-speed superlattice avalanche photodiodes with large gain-bandwidth products,” *OEC'94*, pp. 64-65, Chiba, Japan, July 12-15, 1994.
- [19] M. Shishikura, H. Nakamura, S. Hanatani, S. Tanaka, T. Miyazaki, and S. Tsuji, “An InAlAs/InGaAs superlattice avalanche photodiode with a waveguide structure,” *OEC'94*, pp. 68-69, Chiba, Japan, July 12-15, 1994.
- [20] Y. Akahori, “Monolithically integrated long-wavelength high-speed pin-HEMT receivers,” *OEC'94*, pp. 70-71, Chiba, Japan, July 12-15, 1994.
- [21] A. K. Peterson, T. Reynolds, R. Nagarajan, Y.-G. Wey, J. E. Bowers, and M. Rodwell, “3MHz- 30GHz traveling-wave optical front-end receiver,” *OFC'95*, pp.157-158, San Diego, CA, Feb. 26-March 3, 1995.
- [22] J. Schlafer, W. Rideout, M. Abdalla, E. Meland, W. Niland, W. Russell, E. Eichen, and W. Powazinik, “Wide-bandwidth integrated optical amplifier/photodetectyor lossless tap,” *OFC/IOOC'93*, pp. 189-190, San Jose, CA, Feb. 21-26, 1993.
- [23] R. H. Walden, W. E. Stanchina, R. A. Metzger, R. Y. Loo, J. Schffner, M. W. Pierce, Y. K. Brown, F. Williams, V. Jones, J. Pikulski, M. Rodwell, K. Giboney, R. A. Mullen, and J. F. Jensen, “Broadband optoelectronic integrated receiver front-ends comprising InP-based heterojunction bipolar transistors and base-collector photodiodes,” *OFC'94*, p. 33, San Jose, CA, Feb. 20-25, 1994.
- [24] M. S. Park and R. A. Minasian, “New low-noise tuned P-I-N-HEMT optical receiver for 10-Gbit/s signal detection,” *OFC/IOOC'93*, pp. 15-16, San Jose, CA, Feb. 21-26, 1993.
- [25] K. Kato, Y. Muramoto, A. Kozen, Y. Itaya, T. Nagatsuma, and M. Yaita, “110GHz, 50%-efficiency waveguide p-i-n photodiode for a 1.55 $\mu$ m wavelength,” *OEC'94*, pp. 66-67, Chiba, Japan, July 12-15, 1994.

## 저 자 소개



### 辛 宗 德

1958年 1月 25日生

1981年 2月 延世大學校 電子工學科 學士

1987年 12月 The University of Texas at Austin 電氣 및 컴퓨터  
工學科 碩士

1991年 5月 Texas A&M University, 電氣工學科 博士

1980年 10月~1983年 3月 大榮電子工業(株) 開發部

1991年 6月~1995年 2月 韓國電子通信研究所 先任研究員

1995年 3月~現在 崇實大學校 精報通信工學科 助教授

주관심분야: 광통신 시스템, 완전 광 통신망, 광 신호처리, 광섬유 소자, 광 비선형 효과