

광섬유 리본을 이용한 병렬 광 상호연결 구조의 성능 해석

正會員 池 尹 圭*, 丁 鍾 珉**

Performance Analysis of Optical Parallel Interconnections

Yoon-Kyoo Jhee*, Jong-Min Cheong** Regular Members

要 約

신뢰도가 높은 병렬 광 상호연결 구조의 광 수신단 front-end 회로를 설계하기 위해서는 스큐, 잡음(수신감도), 누화, 그리고 대역폭 제한에 따른 신호열화 등에 대한 해석이 필요하다. 이러한 요인들과 비트 오류(BER)을 고려하여 eye 마진, 상호연결 길이, 채널 동작속도 등이 시스템 성능으로 계산되었다. FLD(fixed level decision) 방식을 이용한 고속(\sim Gb/s/ch) 시스템에서는 광 수신단의 대역폭을 증가시켜 입력 광전력 변화에 따른 상승/하강(tr/ta) 시간 스큐가 작게 설계하는 것이 바람직하다. 수신감도와 스큐 사이의 상반관계를 고려하여 광 수신단 대역폭이 시스템 성능에 미치는 영향을 종합적으로 분석하였다.

ABSTRACT

In designing a front-end array of optical receivers for optical parallel interconnections, the effects of major parameters such as skew, noise (sensitivity), crosstalk, and signal degradation due to the receiver bandwidth limitation on the system performances need to be analyzed. System performances such as eye margin, interconnection distance, and channel bit rate are calculated analytically by considering those parameters mentioned above and bit error rate (BER). In high-speed applications (\sim Gbit/s/ch) using fixed level decision scheme, it is preferable to design the optical receiver array having low rise/fall time (tr/ta) skew by increasing the receiver bandwidth at the expense of optical power penalty. We discuss the effect of the receiver bandwidth increase on the system performances. The value of the receiver bandwidth increase factor is limited by the optical power budget. We need to consider the eye margin and optical power penalty caused by additional noise due to the wider receiver bandwidth, crosstalk, and signal degradation due to the bandwidth limitation for this calculation.

*이화여자대학교 전자공학과

Dept. of Electronics Engineering, Ewha Womans Univ.

**한국과학기술원 전기 및 전자공학과

Dept. of Electrical Engineering, KAIST

論文番號 : 94284

接受日字 : 1994年 10月 13日

1. 서론

미래 광대역 종합정보통신망(B-ISDN)에서 156 Mbit/s 서비스 채널을 수 만개 이상 처리하기 위한 차세대 ATM(asynchronous transfer mode) 교환 시스템, 고속 대용량 정보처리를 위한 병렬처리 컴퓨터, 그리고 다중프로세서 시스템 등 대용량 디지털 시스템에는 다수의 고속 고밀도 상호연결 구조가 필수적이다. 그러나 기존의 전기적 상호연결 구조는 패키징과 상호연결시 발생하는 문제로 인해 이러한 대용량 시스템에서 고속 데이터 전송에 이용될 수 없다. 이에 대한 해결책으로 고속 디지털 시스템을 위한 광 상호연결 구조가 제안되고 있다.⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾

시스템 계위에 따라 모듈간, 백플레인/보드간, 보드/MCM(multi-chip module) 간, 그리고 칩 사이의 광 상호연결 구조가 연구되고 있으며, 광학채널로는 렌즈, 홀로그램 소자, 격자(gratings), 광섬유, 그리고 폴리머나 실리카를 재료로한 광도파로 등이 이용되고 있다. 여러가지 접근방법 중에서 가장 효용성이 좋고, 기술적 접근이 용이하며, 데이터 전송용량이 큰 구조는 그림 1과 같은 광섬유 리본을 이용한 병렬 광 상호연결 구조이다.⁽⁶⁾⁻⁽⁸⁾ 이는 시스템 내에서 보드간 그리고 모듈간 상호연결에 가장 유용하게 이용될 수 있으며, 주요연구 사례는 표 1과 같다.

표1. 광섬유 리본을 이용한 병렬 광 상호연결 구조
Table1. Optical parallel interconnection using an optical fiber ribbon

	Hitachi	NEC	AT&T	Fujitsu	Toshiba	OETC
동작속도 (Mbit/s/ch)	200	200	125	1200	2000	500
채널수	8	12	28	4	4	32
길이(m)	100	100	—	400	26	—
Skew(ns)	2.0	—	—	—	—	1.5
전력소비 (mW/ch)	280	580	360	700	1080	400
면적(㎢)	1.3	37	—	13	20	—
광 원	LD	LED	LED	LD	LD	SEL
광섬유	SMF	MMF	MMF	SMF	MMF	MMF
파장대(μm)	1.3	1.3	1.3	1.5	1.3	0.85
년 도	1993	1992	1994	1992	1992	1992

이러한 병렬 광 상호연결에 이용되는 광 송/수신기는 어레이 소자로 구성되어 있으며, 전자회로도 장거

리 광통신 시스템용 모듈과 다르다. 병렬 광 상호연결 구조는 모듈의 채널 수를 증가시킴으로써 직렬(serial) 링크에 비해 전송용량(throughput)을 향상시키는 병렬 데이터 링크로, 간단하고, 콤팩트하며, 신뢰성이 높고, 전력을 적게 소비하며, 경제적이어야 한다.^{(9),(10)} 특히, 동기식 병렬 광 상호연결 구조는 시스템 성능에 맞는 좋은 BER(bit error rate) 특성을 유지하도록 높은 신호-대-잡음비를 갖고 논리회로와 인터페이스 되어야 한다. 또한, 버스트 모드(burst-mode)나 연속적인 모드(continuous mode)의 데이터 전송이 가능해야 한다. 기존의 장거리 광통신 시스템에 이용되는 AC-커플링 구조는 데이터 인지시간이 필요하거나 특별한 코딩이 필요하기 때문에, 이러한 요구조건에 맞는 광 수신단은 완전한 DC-커플링 구조가 바람직하다. DC-커플링 방식 중에서 소비전력과 전자회로 크기를 줄임으로써 모듈을 콤팩트하게 만들 수 있는 FLD(fixed level decision) 방식은 이러한 DC-커플링 수신방식 중에서 현재 가장 유용한 방식이라 판단된다.⁽¹¹⁾ 이때, 광 송/수신기의 설계변수가 병렬 광 상호연결 시스템 성능에 미치는 영향을 분석하는 일은 매우 중요하며, 이는 앞으로 디지털 시스템 내에서 병렬 광 상호연결 구조 설계/제작에 큰 도움이 될 것이다.

기존의 연구 결과는 주로 광전소자 제작과 모듈 설계에 초점이 맞추어져 있어서 시스템 설계자에게 많은 정보를 제공하지 못했다. 광검출기(p-i-n PD) 어레이에서 누화에 대한 해석⁽¹²⁾과 스큐에 대한 해석⁽¹³⁾이 있었으나, 이러한 내용은 여러가지 환경변화에 따른 응용 시스템에 이용하기에 부적합하다고 판단된다. 누화를 포함해서 광 수신기 상승/하강시간 스큐와 수신감도 사이의 상반관계(trade-off)관계 해석은 각각 독립적으로 시스템 성능을 결정할 수 없는 것이기 때문에 종합적으로 고려되어야 한다.

본 논문에서는 광섬유 리본을 이용한 병렬 광 상호연결 구조에서 광 수신단 대역폭과 누화가 상호연결 시스템 성능에 미치는 영향을 분석하고자 한다. II 장에서는 광 송신기에 대한 이해와 시스템 성능 계산에 이용한 수치적 범위를 언급하기 위해 LD turn-on 지연시간 스큐 및 온도에 따른 광출력 변화를 계산한다. III 장에서는 광 수신단 front-end 회로를 중심으로 시스템 성능 해석을 한다. 시스템 성능으로 eye

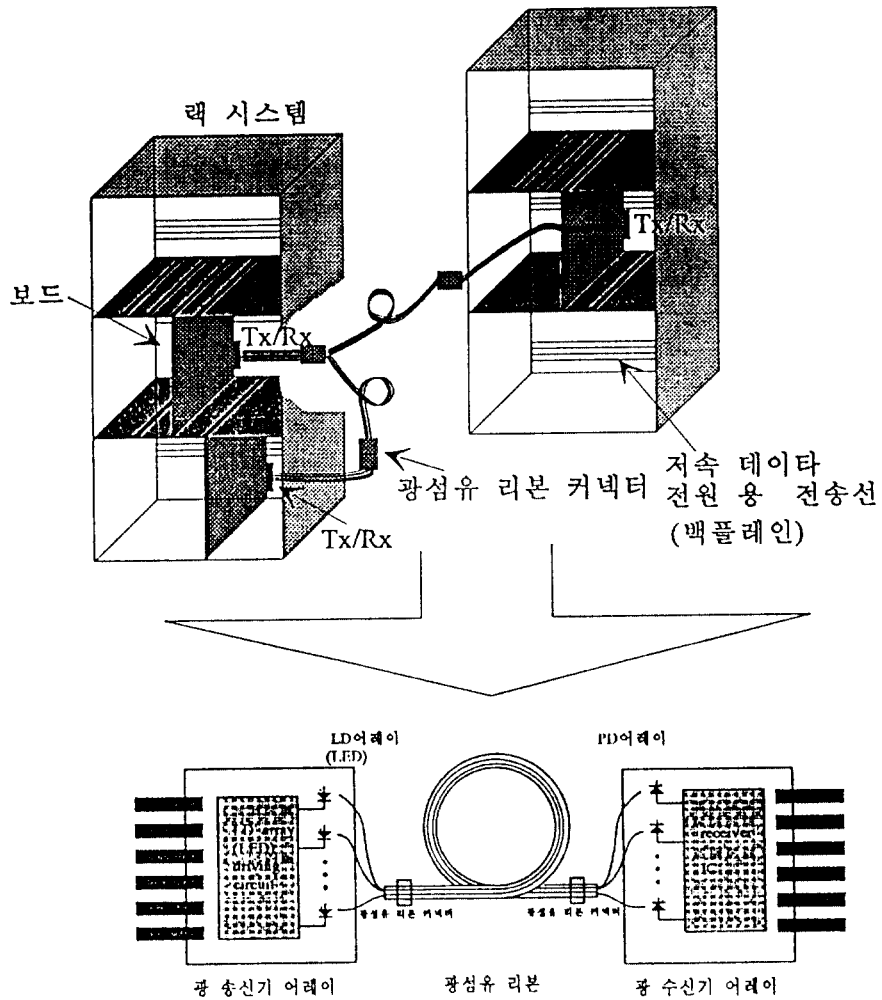


그림1. 광섬유 리본을 이용한 병렬 광 상호연결 구조 및 응용
 Fig. 1. Application and structure of optical parallel interconnection using an optical fiber ribbon

마진, 상호연결 길이, 채널당 동작속도, BER 등을 고려한다. 스큐(skew), 잡음(수신감도), 대역폭 제한에 의한 신호 왜곡 등을 고려하여 시스템 성능을 종합적으로 해석한다. 그리고 IV장에서는 본 연구의 결론을 맺고 있다.

Ⅱ. 광 송신단 어레이에 대한 해석

각 채널당 동작속도가 Gbit/s 정도 되는 고속 병렬 광 상호연결 시스템에 응용할 수 있는 광 수신단 어레이를 설계하고, 이 특성들이 전체 시스템 성능에 미치는 영향을 분석하기 위해서는 광 송신단 어레이에 대한 이해가 필요하다. 따라서 이 절에서는 광 송신단의 특성 중에서 상호연결 시스템 성능에 큰 영향을 주는 LD(laser diode) turn-on 지연시간 스큐와 LD 광출력 변화에 대해 해석한다.

LD 어레이는 LED(light emitting diode) 어레이에 비해서 효율이 높고 고속 동작에 적합하기 때문에 LD 어레이를 이용하는 것이 바람직하다. 광 송신기 모듈의 전자 회로 설계는 LD의 직접변조에 기반을 둔다. 광 송신기 어레이를 구현하기 위해서는 LD 어레이가 매우 낮은 발진 임계전류(threshold current)를 갖는 것이 유리하며, 이의 동작은 바이어스 전류 회로와 광출력 모니터링 회로가 없는 것이 유리하다. 낮은 발진 임계전류 LD 어레이를 제작하기 위한 많은 노력들이 진행되고 있다.⁽¹²⁾⁻⁽¹⁴⁾ 짧은 길이의 cavity, 다중 양자우물구조(MQW: multi-quantum well)나 단일 양자우물구조(SQW: single quantum well), 또는 단면의 고반사 코팅 등은 이러한 낮은 발진 임계전류 LD를 만드는 매우 효과적인 방법이 된다. 이러한 LD는 작은 turn-on 지연시간을 갖고 이전의 펄스에 의한 패턴효과(pattern effect) 발생이 미미하다. LD가 바이어스 전류 없이 바로 구동되기 때문에 발진 임계전류가 구동 전류에 대해 비교적 큰 값을 가지면 turn-on 지연시간은 커질 수도 있다. 이러한 문제는 LD를 적절히 설계하거나 구동 전류 파형을 적절히 정형(shaping)함으로써 부분적으로 해결할 수 있다. 적절한 구동전류 파형을 만들면 relaxation oscillation 피크와 안정시간(settling time)을 줄일 수 있다.⁽¹⁷⁾ 특히, 우리가 BH GRIN SCH(buried heterostructure graded

index separate confinement heterostructure) SQW LD를 이용하게 된다면 일반적인 relaxation oscillation까지 없앨 수 있다.⁽¹⁸⁾

병렬 광 상호연결 구조의 스큐마진을 계산하기 위해 LD turn-on 지연시간 스큐를 계산한다. LD turn-on 지연시간 스큐는 병렬 광 상호연결 구조에서 중요하며, 패키징 방법에도 영향을 받는다. 표 2에 계산에 쓰인 여러 가지 변수들이 나와 있다.

표2. 계산에 이용된 LD 어레이 변수
Table2. Some parameter values for 1.3μm UD array

Parameter	Value	Reference
LD Separation	250μm	
Threshold current(I _{th}) at T _a =25℃	3mA	(16)
Characteristic temperature(T ₀)	55K	(16)
Characteristic temp. for the slope efficiency(T _s)	150K	(16)
Active-region width	1.5μm	
Active-region thickness	250nm	
Cavity length	150μm	
Radiative recombination coefficient(B)	1×10 ¹⁰ cm ³ /s	(9)
Applied constant pulse current(I _p)	30mA	
Self-thermal resistance(R _{nm})	50℃/W	(20)
Thermal crosstalk(R _{nm})	10~15℃/W	(20)
Diode turn-on voltage	1.5V	

* 이 값은 1.3μm 파장 BH LD의 전형적 수치임.

LD의 발진 개시 시간은 주입된 캐리어 농도가 발진 임계 캐리어 농도에 도달하는 시간에 주로 의존한다. 양자우물 구조에서는 높은 캐리어 밀도가 연관되어 있기 때문에 bimolecular 재결합이 시간지연을 구하기 위해서는 반드시 필요하다. 캐리어 비율 방정식으로부터 LD 지연시간을 계산할 수 있다. 캐리어 비율 방정식은

$$\frac{dn}{dt} = \frac{I_p}{qV} - Bn^2 \quad (1)$$

와 같다.⁽¹⁹⁾ 여기에서 n은 캐리어 밀도, I_p는 제공되는 펄스 전류, V는 활성 영역 부피, 그리고 B는 재결합 상수이다. 식(1)을 적분하여 얻은 LD turn-on 지연시간은

$$t_d = \sqrt{\frac{qV}{BI_p}} \tanh^{-1}\left(\sqrt{\frac{1}{m_a}}\right) \quad (2)$$

이고 여기에서 $ma(=I_p/I_{th})$ 는 과도 구동 파라미터이다. LD turn-on 지연시간 스큐는 주로 온도 변화에 따른 발진 임계전류 에너지 변화에 기인한다. 온도가 T일 때 발진 임계전류는⁽⁹⁾

$$I_{th}(T) = I_{th}(T_a) \exp\left(-\frac{T-T_a}{T_0}\right) \quad (3)$$

이고, 여기에서 $I_{th}(T_a)$ 는 온도가 T_a 에서 발진 임계전류이고 T_0 는 특성온도(characteristic temperature)이다.

LD turn-on 지연시간 스큐를 계산하기 위해서는 LD의 온도 상승을 고려하여야 한다. 레이저 n의 온도 상승 $T_n + \Delta T_n$ 을 계산하기 위해 열 저항과 열적 누화성분을 고려할 수 있다. 온도 상승은

$$T_n + \Delta T_n = R_{nn}P_n + \sum_{m \neq n} R_{nm}P_m \quad (4)$$

와 같이 주어지고, 여기에서 R_{nn} 는 레이저 n의 자체 열 저항, R_{nm} 은 레이저 m으로부터 n으로의 열적 누화, 그리고 $P_m(=I_p V_m - P_{l,m})$ 은 레이저 m에서 소비된 전력이며 V_m 은 LD의 turn-on 전압이고 $P_{l,m}$ 은 레이저 m의 광출력이다.

온도 상승은 I_{th} 전류를 증가시키고 slope efficiency $\eta = \eta_a \exp(-dT/T_s)$ 를 감소시킨다. 여기에서 T_s 는 slope 효율의 특성 온도이다. 열적 누화를 무시하고 온도 변화 dT에 따른 광전력 변화 dP를 계산하면 다음과 같다.

$$dP = \frac{P(I, T+dT)}{P(I, T)} = \left[1 + \frac{1 - \exp(dT/T_s)}{m_a - 1} \right] \exp(-dT/T_s) \quad (5)$$

온도 변화에 따른 LD 지연시간 변화가 그림 2에 나와 있다. 만약 우리가 참고문헌 (20)에서와 같이 LD 어레이를 동판 위 실리콘 서브마운트에 패키징 하게 되면 상대적인 온도 변화는 10℃ 이내로 제어된다. 이 경우에 그림 2를 고려하면 I_p 가 30mA일 때 온도 변화가 -25~70℃ 에서 LD turn-on 지연시간

스큐는 100ps 보다 작게 된다. 온도 변화에 따른 출력 광전력 변화는 그림 3과 같으며, 이 그림에서 보듯이 온도 변화가 -10~+85℃ 일때 10dB 정도의 출력 광전력 변화가 있다.

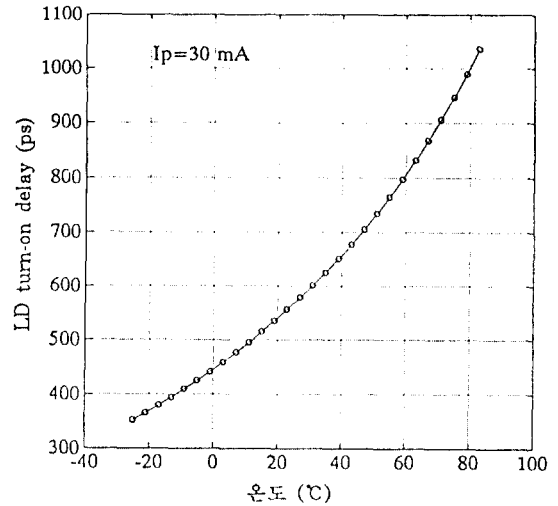


그림2. 온도에 따른 LD turn-on 지연시간
Fig. 2. Dependence of LD turn-on delay on temperature

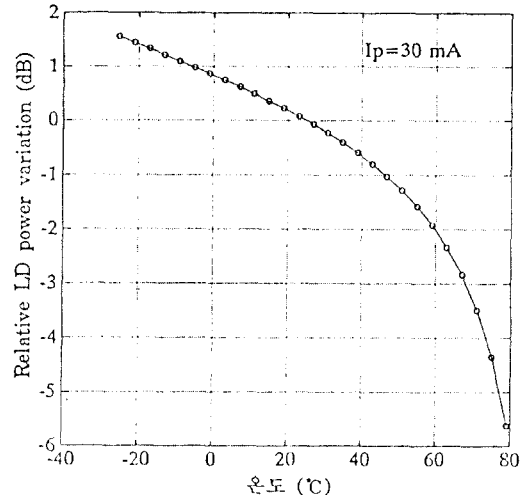


그림3. 온도에 따른 LD 광출력 변화
Fig. 3. Dependence of LD output power deviation on temperature

앞으로 광 수신단 설계 특성이 시스템 성능에 미치는 영향을 살펴보기 위해서 광 송신기의 대역폭은 충분히 커서 광신호의 상승/하강 시간은 무시할 만큼 작다고 생각하자. 여기서 고려되는 단거리(100m 이

내) 상호연결을 고려하면 광신호의 분산이나 ISI(intersymbol interference)는 무시할 수 있다. 그러므로 우리는 광 송신기가 구형의 NRZ(non-return-to-zero) 광신호를 발생시키고, 광섬유 리본을 통해 전송되는 광신호는 변형되지 않고 광 수신단에 도착된다고 가정할 수 있다. 광신호의 파장은 계산을 위해서 $1.3\mu\text{m}$ 로 가정한다.

Ⅲ. 광 수신단 어레이에 대한 해석

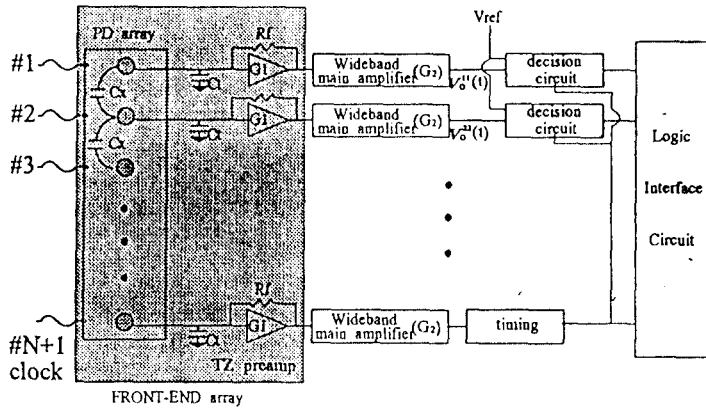
병렬 광 상호연결 구조의 성능에 광 수신단 설계변수가 미치는 영향을 분석하기 위해서 그림 4와 같은 완전한 DC-커플링 FLD 방식 광 수신회로를 고려하며, 해석을 위해 다음과 같은 사항을 가정한다. 첫째, 광 수신단의 전달임피던스 전치증폭기와 PD 어레이로 구성된 front-end 어레이는 시스템의 대역폭과 잡음특성을 결정한다고 가정한다. 보통 전치증폭기의 3-dB 주파수 이하에서 전달임피던스 위상 응답 특성은 단일 극점 전달특성을 갖는 것으로 간주할 수 있다. 출력 임피던스는 3-dB 주파수까지 저항 성분으로 생각될 수 있기 때문에 front-end 구조는 RC 회로로 모델링할 수 있다. 둘째, 전치증폭기와 DC 커플링되어 있는 주증폭기는 충분히 큰 대역폭을 갖는 것으로 가정한다. 주증폭기는 동작 영역에서 선형 전달특성을 갖고 시스템 대역폭내에서 위상 변동이 없다. 셋째, 완전한 DC 커플링 전송과 회로의 간단함을 위해 FLD scheme을 가정한다.

Decision 회로는 적절한 전압 V_{ref} 을 기준으로 주증폭기의 출력이 이상적으로는 광신호의 유무에 따라 V_{ref} 의 상하로 대칭적으로 스위칭한다. 그러나 광신호의 전력이 매우작은 경우 주증폭기의 출력전압이 작아 decision 회로가 logic transition을 충분히 검출할 수 없을 수도 있다. 그러므로 DC 커플링 FLD 광 수신단의 경우 logic transition을 검출하기 위해서는 충분히 큰 광신호 전력이나 높은 주증폭기 이득이 필요하다. 적당한 임계전압 V_{ref} 는 광 수신단 전체의 전달특성을 고려하여 결정되어야 한다. 비록 logic transition이 검출되도록 적당한 V_{ref} 가 정해지더라도 V_{ref} 가 입력 광신호 전력 변화에 따라 항상 중간값을 가질 수 없기 때문에 그림 5와 같은 입력 광전력 변화에 따른 스큐(pulse-width distortion)가 존

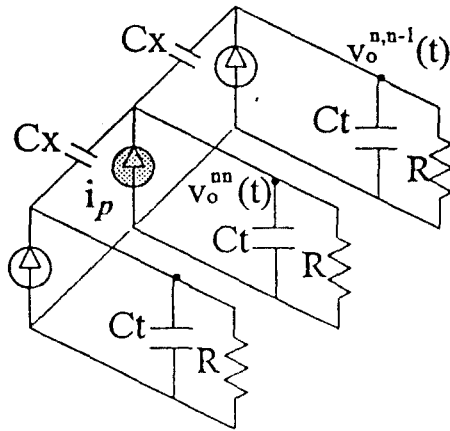
재하게 된다. 온도변화에 따른 광전력 변화는 식 (5)에 의해 그림 3에 나와있다. 이 그림에서 보듯이 온도가 $-25\sim 80^\circ\text{C}$ 일때 광전력 변화는 10dB 이하이다. 입력 광전력 변화를 제거하는 것은 매우 어려우므로 이로인해 발생하는 스큐를 줄이기 위해서는 광 수신단의 상승/하강시간을 줄이는 것이 바람직하다. 이에 대해서는 다음에 계산된다. 마지막으로, 이상적인 데이터 결정순간을 위해 한 개의 클락 채널이 할당된다. 클락신호는 데이터 펄스의 중앙에서 샘플링을 하도록 전기적인 회로에 의해 지연된다고 가정한다.

3.1 스큐(skew) 해석

스큐(skew)란 동기식 병렬채널 상호연결 시스템에서 채널간 신호 전송시간 차이를 말하며, 광 송/수신기 모듈내에서 전기적 도파시간의 차이에 의해 발생하기도 하고, 광학적 전송길이의 차이와 광섬유 리본에서의 굴절률 차이에 의해서도 발생한다. 위에서 언급한 내용 중 첫 번째 원인에 의한 것을 전기적 스큐(electronic skew)라 하고, 그 외에 의한 것을 광학적 스큐(optical skew)라 한다. LD turn-on 지연시간에 주로 기인하는 클락신호의 지터는 무시한다.⁽²¹⁾ LD turn-on 지연시간 스큐는 LD 어레이를 사용하는 시스템에서 항상 주어지는 것으로 LD 어레이의 각 단위소자간 발진 임계전류의 차이와 발진 임계전류의 온도에 따른 변화에 원인이 있다. 이는 앞에서 살펴보았다. 광섬유 스큐는 각 광섬유들의 굴절률의 차이에 의한 것으로 SMF(single-mode fiber) 리본의 경우에는 2~3 ps/m 정도의 값들을 갖는 것으로 알려져 있고, MMF(multimode fiber) 리본의 경우에는 10~15 ps/m의 값을 갖는 것으로 알려져 있다.⁽⁹⁾ 따라서 비교적 긴 거리의 상호연결 구조에서는 스큐를 줄이기 위해서는 SMF 리본을 사용하는 것이 필수적이다. 광 수신단의 상승/하강시간(tr/ta) 스큐는 그림 5와 같이 넓은 범위의 입력 광전력 크기 변화에 대해서 decision 레벨이 일정하기 때문에 생기는 것이다. 전자회로 스큐는 IC 회로와 패키지의 스큐를 모두 포함하는 것으로, 이러한 스큐는 앞으로 계산을 위해서 광 송신기의 경우에 100ps 이하, 광 수신기의 경우에는 100ps 이하의 스큐를 갖는 것으로 한다.



(a)



(b)

그림4. (a) FLD방식의 광 수신단 어레이 구조도
 (b) 광 수신단 front-end 회로의 AC 동가회로
 Fig. 4. (a) A schematic circuit diagram of a receiver array which uses fixed level decision scheme
 (b) An AC equivalent circuit for a front-end array of the receiver

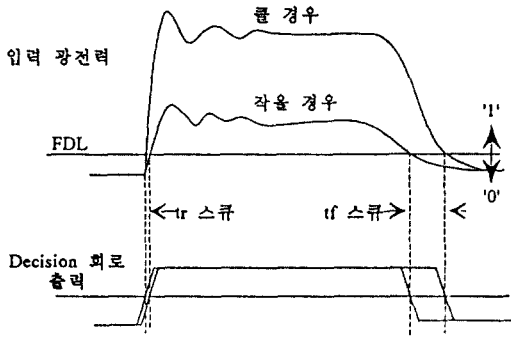


그림5. 입력 광전력 변화에 따른 스큐 해설도
Fig. 5. A Schematic description of the input-power variation skew

병렬 광 상호연결 시스템에서 클락과 데이터 신호는 decision 회로 앞에서 일정한 허용가능 스큐보다 작은 전체 스큐를 가져야 한다. 입력 광전력 변화에 따른 광 수신단의 상승/하강시간 (t_r/t_f) 스큐는 최대 decision 회로의 입력신호의 최대 상승/하강시간의 1/2 값을 가질 수 있다.

동작속도 B에서 비트 주기 T에 정규화된 허용 스큐 Δq 는 다음 식으로 주어진다.

$$|\Delta q| = \frac{|\Delta t|}{T} \leq \frac{1}{2} - \frac{\max(t_r, t_f)}{2T} - \frac{t_{sh}}{T} \quad (6)$$

여기에서 Δt 는 스큐이고, t_r/t_f 는 광 수신단의 front-end RC 시정수에 의해 결정되는 상승/하강시간이며, t_{sh} 는 플립플롭의 set-up & hold 시간인데 여기에서는 무시한다. 위 식 (6) 에서 채널당 동작속도와 상호연결 길이 (L) 에 의해 제한되는 허용 가능한 광 송/수신기 스큐는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} |\Delta t_{Tx/Rx}| &\leq |\Delta t|_{\max} - |\Delta t_r| \times L \\ &= \frac{1}{2B} - \frac{0.35}{2f_s} - |\Delta t_r| \times L \quad (7) \end{aligned}$$

여기에서 f_s 는 단일 채널의 3-dB 대역폭이고, $|\Delta t_r|$ 는 광섬유 스큐이다. 그림 6은 채널 동작속도에 따라 광 수신단의 대역폭이 0.56B(Hz) 일때 최대 허용 스큐와 상호연결 길이 제한을 보여주고 있다.

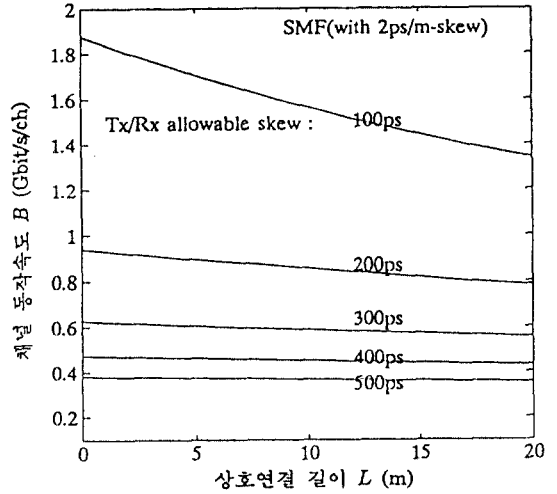


그림6. 상호연결 길이(L)와 채널 동작속도(B)에 의해 제한되는 광 송/수신기 모듈의 전체 허용 스큐
Fig. 6. Total allowable skew in the transmitter/receiver(T_x/R_x) modules limited by the interconnection distance(L) and channel bit rate(B)

고속 동작을 위해서는 그림 6을 보듯이 작은 허용 스큐를 요구한다. 그러나 실제 상황에서 주어진 동작 온도 범위 내에서 1 Gbit/s/ch의 동작속도에서 150 ps 이하의 스큐를 얻는 것은 매우 어렵다. 식 (6)으로부터 front-end 대역폭을 늘려서 광 수신단의 상승/하강 시간을 줄여 정규화된 허용 스큐를 늘릴 수 있다. 보통 장거리 광통신 시스템에서 높은 수신감도를 위해 적정한 광 수신단의 대역폭은 채널 동작속도가 B일때 I_2B 이고, 여기에서 I_2 는 Personick 적분 상수이다.⁽²⁰⁾ 이 값에 대한 상대적인 대역폭 증가를 고려하기 위해 값이 이용되었다. 예를들어, 값이 2 이면 광 수신단의 대역폭은 $2I_2B$ 이다. 이 경우에 상승/하강시간과 식 (6)은 다음과 같이 표현된다.

$$t_r = t_f = \frac{0.35}{f_s} = \frac{0.35}{\alpha I_2 B} \quad (8)$$

[$I_2 = 0.56(NRZ)$]

그리고

$$|\Delta q| \leq 0.5 - \frac{0.31}{\alpha} \quad (\alpha \geq 1) \quad (9)$$

그림 7은 광 수신단 대역폭 증가에 따른 최대 정규화된 허용 스큐 증가를 보여주고 있다.

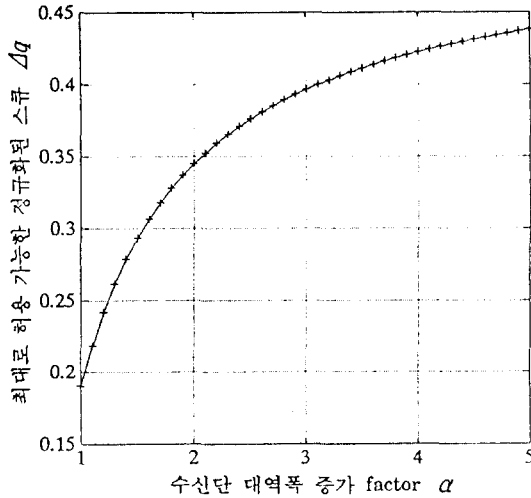


그림7. 광 수신단 대역폭 증가(α)에 따른 정규화된 최대 허용 스쿠(Δq)증가

Fig. 7. Increase of the maximum allowable skew Δq normalized to the bit period T as a function of the receiver bandwidth increase factor α

3.2 광 수신단 대역폭 증가에 따른 광전력 페널티

광 수신단의 대역폭이 증가함에 따라 잡음 전력도 증가되기 때문에 광 수신단의 t_r/t_f 스쿠와 수신감도 사이에는 상반관계가 있다. 단거리 상호연결 시스템의 경우 비교적 충분한 광전력이 전달되기 때문에 광 수신단의 t_r/t_f 스쿠는 수신감도에 대해 우선순위를 가질 수 있다. 그러나, 누화나 다른 영향으로 인한 신호 열화에 의해 광전력 페널티가 더해지기 때문에 광 수신단 대역폭 증가는 광전력 예산에 의해 제한된다. 따라서 광 수신단의 대역폭 증가에 대한 한계를 찾기위해 광전력 페널티를 계산하여야 한다. 여기에서는 대역폭 증가와 광전력 페널티 관계를 계산하고자 한다.

광 수신단의 대역폭 증가에 의한 상대적 잡음전력 증가를 계산하기 위해 front-end 회로의 전체 입력 등가 잡음전류를 고려한다. 여러가지 잡음에 대한 항목들을 고려하였을때 전체 rms 입력 등가 잡음전류는 다음과 같다.⁽²²⁾

$$\langle i_n^2 \rangle^{1/2} = \sqrt{f_{3dB} \left[\frac{4kT_a}{R_f} + \frac{d\langle i_a^2 \rangle}{df} \right]} \quad (10a)$$

여기에서

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{d\langle i_a^2 \rangle}{df}} &= \alpha' \rho A / \sqrt{Hz}, \quad \alpha B \geq 1 \text{ Gbit/s/ch} \\ &= 1 \quad \rho A / \sqrt{Hz}, \quad \alpha B < 1 \text{ Gbit/s/ch} \end{aligned} \quad (10b)$$

k는 볼츠만 상수, T_a 는 절대온도, f_{3dB} 는 effective 수신단 대역폭, 그리고 α' 은 αB (in Gbit/s)이다. 그림 4(b)의 AC 등가회로를 고려한 계산에 의하면 f_{3dB} 와 전달함수는 다음 식들에 의해 주어진다. (부록 참조)

$$f_{3dB} = \frac{f_s}{(1+2C_r)} = \frac{G_1}{2\pi R_f C_r (1+2C_r)} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} Z(f) &= \frac{1}{(1+jf/f_{3dB})} \\ &= \frac{1}{1+jwRC_r(1+2C_r)} \end{aligned} \quad (12)$$

전달임피던스 전치증폭기의 부궤환 저항 R_f 는 front-end 회로의 전체 입력 정전용량 $C_t (= C_{PD} + C_a + C_s = \text{PD 캐패시턴스} + \text{전치증폭기 입력 캐패시턴스} + \text{기생 정전용량})$, 단일 채널 수신단 대역폭 $\alpha I_2 B$, 그리고 전치증폭기 이득 G_1 에 의해 결정된다. 그림 4(b)의 AC 등가회로를 고려하면 부궤환 저항 R_f 는 다음과 같이 주어진다.

$$R_f = \frac{G_1}{2\pi \alpha I_2 B C_t} \quad (13)$$

위의 식 (10a)에서 오른쪽 첫번째 항은 부궤환 저항에서 오는 열잡음이며, $\sqrt{d\langle i_a^2 \rangle/df}$ 는 front-end 회로의 등가 입력 spot 잡음 전류이다. PD의 암전류와 전치증폭기의 누설전류는 대개 수 nA이하이므로 shot 잡음은 무시한다. 그리고 고속 동작을 고려하고 있으므로 flicker 잡음도 무시하였다. 높은 주파수(GHz) 범위에서 front-end 회로의 등가 입력 spot 잡음전류는 광 수신단의 대역폭과 front-end 회로의 전체 입력 정전용량에 의존한다. 그러므로 채널당 동작속도가 1 Gbit/s 이상의 상호연결 구조에서 $\sqrt{d\langle i_a^2 \rangle/df}$ 는 αB (in Gbit/s) $\rho A / \sqrt{Hz}$ 이다. 식(10), (11), (13)을 종합하여 계산하면 광 수신단 대역폭 증가에 따른 잡음전력의 증가 ΔP_n 는 다음과 같다.

$$\Delta P_n (\text{in electrical dB})$$

$$= 10 \log_{10} \frac{\frac{8\pi k T_a I_2 B C_t}{G_1} \alpha^2 + \alpha \frac{d\langle i_n^2 \rangle}{df}}{\frac{8\pi k T_a I_2 B C_t}{G_1} + \frac{d\langle i_n^2 \rangle}{df} |_{\alpha=1}} \quad (14)$$

단일 채널 광 수신단의 수신감도 ηP 는 다음 식으로 주어진다.⁽²²⁾

$$\eta \bar{P} \text{ (dBm)} = 10 \log_{10} \left[\frac{h\nu}{q} Q \langle i_n^2 \rangle^{1/2} \frac{1+r}{1-r} \right] \quad (15)$$

여기에서 h 는 플랑크 상수, ν 는 광신호 주파수, q 는 전자의 전하량, Q 는 BER과 관련된 통계상수로서 BER이 10^{-15} 일때 7.9이다. 그리고 r 은 광원의 소광 비이다. 광 수신단의 대역폭 증가에 따른 광전력 페널티 $O_p(\alpha)$ (in optical decibel)는 위에서 구한 ΔP_n 의 1/2이다. 그림 8(a)에 동작속도에 따른 광전력 페널티가 광 수신단 대역폭에 따라 나와있다. 이때 $T_a=300^\circ\text{K}$ 이고 $G_1=10$ 이다. 그림 8(b)는 $\alpha=1$ 이고 $\text{BER}=10^{-15}$ 일때 동작속도에 따른 수신감도가 나와있다. 이때 $C_r=0$, $T_a=300^\circ\text{K}$, $r=0$, 그리고 $G_1=10$ 이다. 그림 8(b)에서 C_r 값이 0.2보다 작은 경우 누화

정전용량의 효과가 대역폭 변화에 따른 수신감도의 변화에 미치는 영향은 0.7dB 이하이기 때문에 간단한 계산을 위해서 수신감도에 C_r 값의 변화는 포함하지 않았다.

3.3 누화에 따른 광전력 페널티

광 수신단 어레이에서 대역폭은 물론 누화에 따른 부가 잡음도 수신감도에 악영향을 미친다. 따라서 누화에 따른 광전력 페널티도 해석되어야 한다. 광 송신기의 광신호 커플링 구조에서나 광섬유 리본에서의 누화는 무시할 만큼 작으므로 여기에서는 광 수신단의 누화 캐패시턴스에 의한 누화만을 고려한다. 여기서 누화는 빛이 입사된 광검출기에서 생성된 광전류와 이웃 채널에 유기된 전류의 비로 정의한다. 누화에 대한 해석을 위해 참고문헌 [21]에서처럼 저항회로, 인덕턴스, 압전류 등을 무시하고 나머지 AC 등가회로를 그리면 그림 4(b)와 같다. PD와 전치증폭기 시간 연결길이가 충분히 짧거나 이들이 플립칩 본딩 방법으로 패키징 된다면 인덕턴스가 누화에 미치는 영향은 미미하다. 특히, 광대역 증폭을 필요로 하지 않는 경우 OEIC front-end 어레이에 LC 공진회로

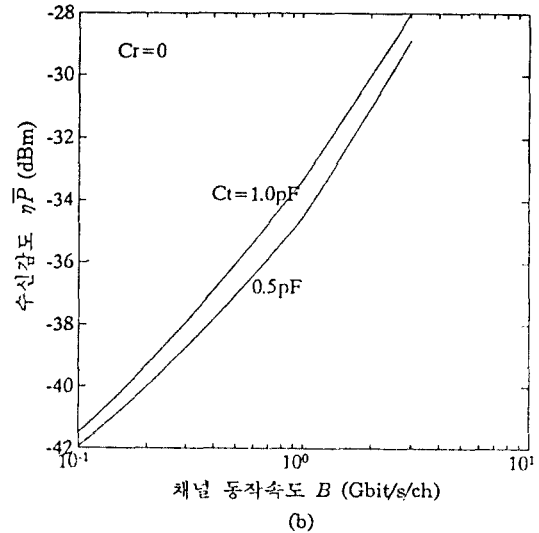
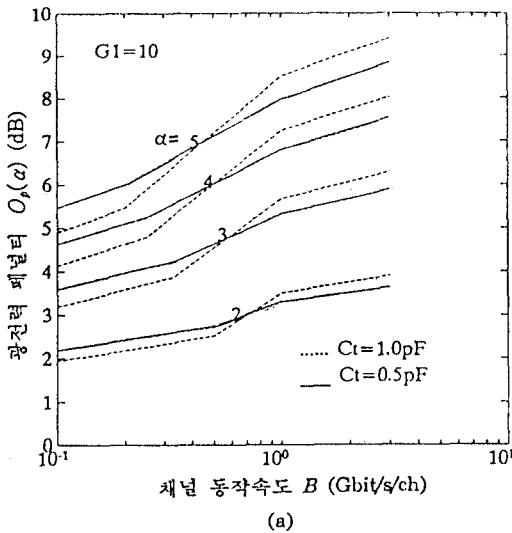


그림 8. (a) 채널 동작속도에 따른 광전력 페널티 $O_p(\alpha)$
(b) $\text{BER}=10^{-15}$ 일 때 채널 동작속도에 따른 수신감도

Fig. 8. (a) Optical power penalty $O_p(\alpha)$ versus channel bit rate for various values of receiver bandwidth increase factor α
(b) Calculated sensitivity as a function of the channel bit rate at the $\text{BER}=10^{-15}$

가 필요없이 L 성분이 0이다.

그림 4(b)의 AC 등가회로를 고려하면 이웃한 두 채널간 sinusoidal 누화 $|x(\omega)|$ 는 다음과 같이 표현된다.⁽¹²⁾

$$|x(\omega)| = \frac{wRC_r}{\sqrt{1 + [wR(C_i + C_r)]^2}} \quad (16)$$

최대 sinusoidal 누화 $|x(\omega)|_{\max}$ 와 단일 채널 대역폭 f_s 에서 누화 $|x(f_s)|$ 는 C_r 에만 의존하게 되고 다음과 같이 표현된다.

$$|x(\omega)|_{\max} = \frac{C_r}{1 + C_r} \quad (17)$$

$$|x(f_s)| = \frac{C_r}{\sqrt{1 + (1 + C_r)^2}} \quad (18)$$

따라서 좋은 성능의 광 수신기 모듈을 위해서는 C_r 값이 작아야 한다. 그러므로 $|x(\omega)|_{\max}$ 와 $|x(f_s)|$ 값이 작은 수신기가 고속 동작용으로 쓰이기 위해서는 C_r 과 C_i 값이 모두 작아야 한다. 최대 크기의 정규화된 허용 누화는 동작속도, 스큐, 그리고 시스템 대역폭에 의존한다. 따라서 우리는 주어진 광 수신단의 대역폭과 허용 스큐를 이용하여 시간 영역에서 누화가 신호열화에 미치는 영향을 계산한다. 먼저 다음과 같이 원래 신호와 누화를 계산한다.

채널 1의 출력전압 $v_0^{(1)}(t)$ 을 구하기 위해서는 광검출기에 입사되는 광신호가 변환되어 다음과 같은 형태의 디지털 펄스열을 갖는 광전류로 변환된다고 가정하자.⁽²⁰⁾

$$i_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n h_p(t - nT) \quad (19)$$

여기에서 b_n 은 n 번째 시간 슬롯에서 신호가 '0' 이나 '1' 이냐에 따라 결정되는 값으로서 각각의 경우에 대해 0 또는 1이다. $h_p(t)$ 는 펄스모양인데 여기에서는 NRZ로 하였다. 광섬유를 통해 전송되어 온 광신호가 왜곡되지 않았다고 제 2장에서와 같이 가정하면 광신호 파형은 구형파가 짐작된다.

채널1의 출력전압은 근사적으로 다음과 같이 표현된다. (부록참조)

$$v_0^{(1)}(t) = F^{-1}[v_{11}(w)G_1G_2]$$

$$\approx F^{-1}\left[\frac{RG_1G_2}{1 + jwRC_r(1 + 2C_r)}\right] \quad (20)$$

여기에서 F^{-1} 은 푸리에 역변환이고 G_2 는 주증폭기의 이득상수이다. 피크-대-피크 전압에 대해 정규화된 출력 전압 $v_0^{(1)}(t)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} v_0^{(1)}(t) &\approx (1 - e^{-(t+0.5T)/RC_r})u(t+0.5T) \\ &\quad - e^{-(t-0.5T)/RC_r}u(t-0.5T) \\ &= (1 - e^{-2\alpha\lambda_1(tT+0.5)/(1+2C_r)})u(t+0.5T) \\ &\quad - e^{-2\alpha\lambda_1(tT-0.5)/(1+2C_r)}u(t-0.5T) \end{aligned} \quad (21a)$$

여기에서

$$C_i = C_r(1 + 2C_r) \quad (21b)$$

이고 $u(t)$ 는 unit 스텝 함수이다.

누화가 신호 열화에 미치는 영향을 살펴보기위해 채널1의 출력전압 크기에 정규화된 $v_0^{(2)}(t)$ 을 계산한다. 동일한 두개의 채널에 대해서 채널1에 의한 정규화된 채널2의 누화 $v_0^{(2)}(\delta q, \lambda)$ 는 다음 식으로 주어진다.⁽²¹⁾

$$v_0^{(2)}(t=0; \delta q, \lambda) = \frac{C_r}{1 + C_r} F(\delta q, \lambda) \quad (22a)$$

여기에서

$$\begin{aligned} F(\delta q, \lambda) &= \lambda \int_0^{\infty} v_0^{(1)}(\delta q - \xi) e^{-\lambda \xi} d\xi \\ &\quad - v_0^{(1)}(\delta q) \end{aligned} \quad (22b)$$

이고 $v_0^{(2)}(\delta q)$ 는 채널 1의 decision 회로 앞단에서 주기 T에 정규화된 출력전압을 나타낸다. δq 는 채널 2의 decision 점에서 주기 T에 정규화된 위상차이다. 여기에서 정규화된 동기여러 δq 는

$$\delta q = \pi \Delta q \quad (22c)$$

이고 광 수신단 대역폭 증가에 따른 정규화된 주파수 비 λ 는

$$\lambda = \frac{1}{\pi BR(C_i + C_r)} = \frac{1.22\alpha}{(1 + C_r)} \quad (22d)$$

예를들어, 여러가지 대역폭에 대해서 정규화된 시간 ($\Delta t/T$)에 따라 $F(\delta q, \lambda)$ 값과 정규화된 신호 $v_0^{(1)}(t)$ 를 구해 그리면 그림 9와 같다. 이때 C_r 은 0.2이다. 계산된 결과는 SPICE 시뮬레이션 결과와 같다. 이 그림으로부터 광 수신단의 대역폭이 증가하거나 허용 스큐

가 줄어들면 누화의 영향이 작아진다는 것을 알 수 있다. 그러나 우리는 여기에서 신뢰성 있는 고속동작용 광 수신기가 요구되며 가능한 허용 스쿠가 크기를 바라기 때문에 되도록 누화를 줄이는 것이 바람직하다.

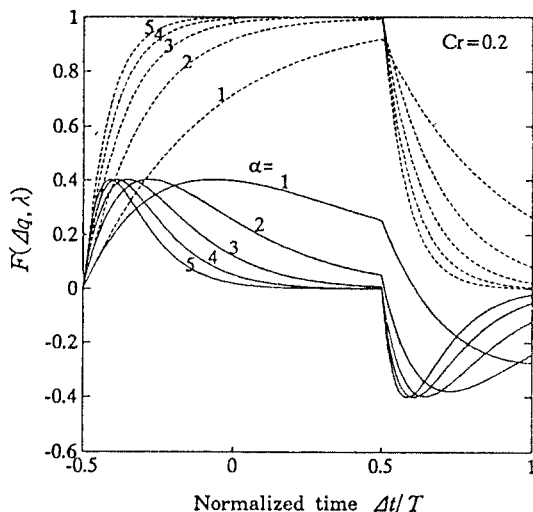


그림9. $C_r=0.2$ 일 때 여러 가지 대역폭에 따라 정규화된 시간 $\Delta t/T$ 에 대한 정규화된 인가 전압 파형 $F(\Delta q, \lambda)$ (실선)과 원래 채널의 출력 전압 파형(점선).

Fig. 9. Normalized induced voltage shape $F(\Delta q, \lambda)$ at the adjacent channel as a function of the normalized time $\Delta t/T$ for various values of receiver bandwidth increase factor with $C_r=0.2$ (Solid lines). Also shown is the output signal in the primary channel (Dotted lines)

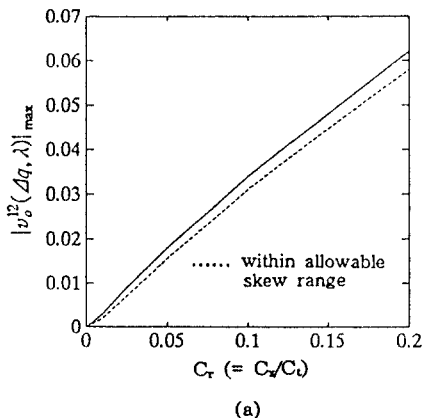


그림 10. (a) C_r 에 따른 정규화된 최대 누화 (실선: 스쿠한계 없을 경우, 점선: 허용 스쿠 범위내)

(b) C_r 에 따른 최대 sinusoidal 누화 $|x(w)|_{\max}$ 와 $|x(f_s)|$

Fig. 10. (a) Maximum normalized crosstalk in time-domain as a function of C_r . (Solid line: without skew limit, Dotted line: within the allowable skew range)
(b) Maximum sinusoidal crosstalk $|x(w)|_{\max}$ and $|x(f_s)|$ as a function of C_r .

그림 10은 계산된 최대 정규화된 누화 $|v_o^{12}(\delta q, \lambda)|_{\max}$ 와 sinusoidal 누화 $|x(w)|_{\max}$ 및 $|x(f_s)|$ 를 보여주고 있다. 그림 10(a)를 보면 최대 정규화된 누화는 오로지 C_r 값에만 의존함을 알 수 있고, 대역폭 증가 상수 α 등에는 무관함을 알 수 있다. 계산된 $|v_o^{12}(\delta q, \lambda)|_{\max}$ 값은 다음 식으로 간략히 표현될 수 있다.

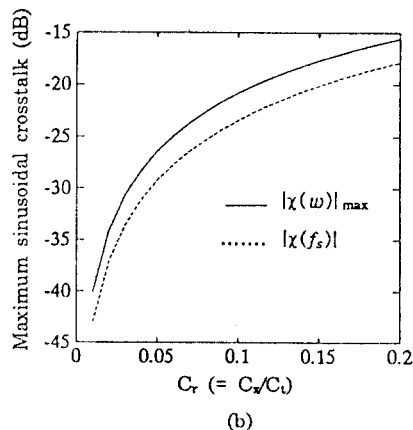
$$|v_o^{12}(\delta q, \lambda)|_{\max} = \sigma_1 C_r \quad (23)$$

여기에서 σ_1 은 상수이다. 계산된 σ_1 평균값은 최대 허용 스쿠 범위내에서 0.3 정도이다. 이때 C_t 값은 1 pF 일때를 가정하였다.

3.4 대역폭 제한에 따른 신호 열화

우리는 eye 패턴 왜곡에 대해 수신기의 대역폭 제한에 따른 정규화된 신호의 열화 δ 를 계산할 수 있다. 클락 신호의 지터를 무시할 때, δ 의 값은 수신기의 대역폭과 정규화된 허용 스쿠 Δq 에 관련되어 있다. 그림 11을 보면, $\delta(\Delta q, f_{3dB})$ 는 아래와 같이 정할 수 있다.

$$\delta(\Delta q, f_{3dB}) = \frac{\delta_1(\Delta q, f_{3dB}) + \delta_0(\Delta q, f_{3dB})}{V_{pp}} \quad (24)$$



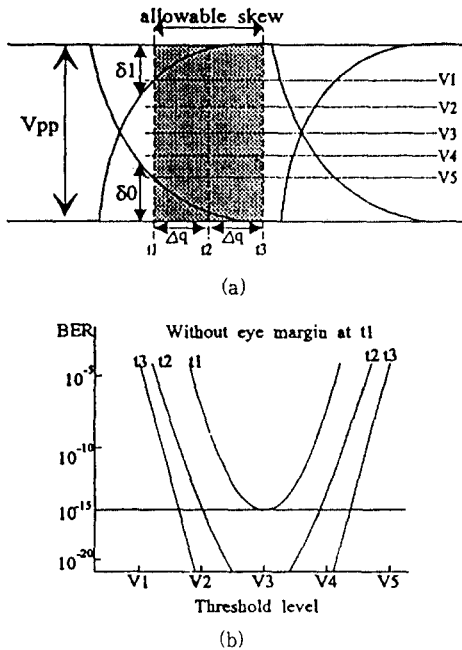


그림 11. (a) 허용 스큐 범위가 포함된 전형적인 eye 패턴
 (b) Decision 시간과 레벨에 따라 그려진 BER 곡선들
 Fig. 11. (a) Typical eye pattern for the mean signal within the allowable skew range
 (b) BER curves at grid points by the variance of decision time and the decision level

Eye 패턴의 중앙에서 수신된 파형을 샘플링할 때 그림 4(b), 식(9), 식(21), (부록)을 참조하여 $\delta(\Delta q, f_{3dB})$ 는 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \delta(\Delta q, f_{3dB}) &= 2 \times 0.5e^{-\frac{(T/2 + \Delta q T)}{KC(1+2C_r)}} \\ &= e^{-2\pi\alpha f_{3dB}(0.5 + \Delta q)/(1+2C_r)} \quad (25) \\ &\leq e^{-0.62\pi f_{3dB}/(1+2C_r)} \\ &\quad (\text{at } \Delta q = -|\Delta q|_{\max}) \end{aligned}$$

누화의 영향 하에 대역폭 제한에 의한 최대 신호 열화는 정규화된 허용 스큐가 $-|\Delta q|_{\max}$ 일 때 발생한다. 정규화된 허용 스큐내에서, C_r 의 함수로서 대역폭 제한에 따른 최대 허용된 신호 열화 $|\delta(C_r)|_{\max}$ 는 그림 12에 보였고, 이 값은 식 (25)에 보인 바와 같이 α 와 무관하다. 그림 12에서 보는 바와 같이 δ 의 값은 근사적으로 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\delta(C_r)|_{\max} \approx 0.336 + \sigma_2 C_r \quad (26)$$

위 식에서 σ_2 는 상수이고, 계산 결과 0.63이다. 이 결과로 볼 때, 우리는 누화 정전 용량이 effective 수신기 대역폭의 감소 효과로 인해 추가적인 신호 열화가 발생함을 알 수 있다.

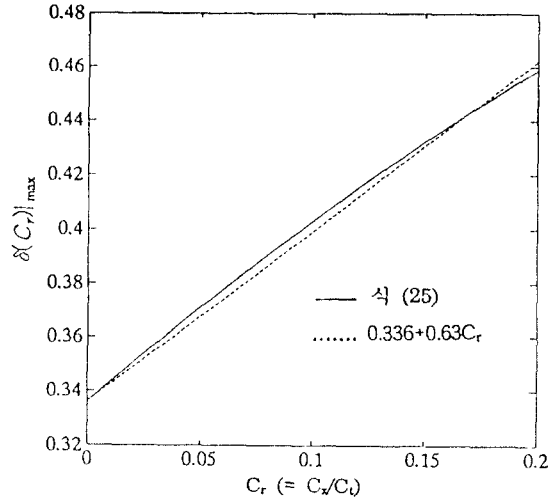


그림 12. C_r 에 따른 최대 정규화된 신호 열화
 Fig. 12. Maximum normalized signal degradation as a function of C_r

3.5 Eye 패턴

우리는 정규화된 허용 스큐, 잡음 특성, 누화, 그리고 수신기 대역폭 제한에 따른 신호 열화를 고려함으로써 eye 패턴을 분석할 수 있다. 오류 발생 곡선 (error rate curve)은 BER 대 수신된 광전력을 보여주고, 디지털 전송 시스템의 성능을 측정하는데 사용되어 왔다. Eye 패턴 테크닉은 스큐 효과와 다른 신호 열화의 영향을 효과적으로 잘 반영한다. 초고속 병렬 광 상호연결 시스템은 앞에서 언급한 여러가지 열화로 인해 신호왜곡이 발생하고 있기 때문에 eye 패턴 분석은 신뢰성 있는 병렬 광 상호연결 시스템 설계에 중요한 역할을 담당한다.

병렬 광 상호연결 시스템은 일반적으로 특정한 (special) 최대 BER(P_{em})을 가지나, 대개 이 BER에서는 동작하지 않는다. 비트 오류 P_e 가 P_{em} 보다 작을 경우에 대해서 decision 회로 앞에서 피크-대-피크 신호 V_{pp} 에 대한 임계(threshold)전압 V_{ref} 의 상대적인 변화를 eye 마진으로 정의하자.^{(23), (24)} 송신

기의 transient 응답에서 오는 신호 열화, 외부 온도 변화에 의한 송신기의 출력 광전력 변화, 송신기와 수신기 회로의 ringing(overshoot와 undershoot), 그리고 증폭기의 비선형 전달 특성 때문에 적당한 eye 마진은 요구된다. 입력 잡음의 가우시안 근사는 계산이나 통계적인 연구를 쉽게 한다. 일반적인 경우에서 인접한 두 채널의 영향을 고려하여, 허용 스큐 범위 내에서 채널 n의 EM은 아래와 같이 주어진다.

$$E_M(\Delta q_n) = 1 - [\delta(\Delta q_n, f_{3dB}) + 2v_0^{-1} * (\delta q_{n-1}, \lambda) + 2v_0^{+1} * (\delta q_{n+1}, \lambda)] - \frac{2\langle i_n^2 \rangle^{1/2}}{i_{pp}} \quad (27)$$

여기에서 Δq_n 는 채널 n의 정규화된 허용 스큐이고, i_{pp} 는 입력 광전류의 피크-대-피크 값이다.

수신기 어레이의 최대 감도는 E_M 이 0일 때이다. 보통 신뢰성 있는 시스템 동작을 위해 스큐 범위 내의 특정 eye 마진이 요구된다. 많은 신호 열화는 평균 수신 광전력과 거의 관계없는 eye 마진의 변화를 초래한다. 특정한 eye 마진을 유지하기 위한 광 전력 페널티는 eye 마진 변화의 비선형 함수이다. 그래서 우리는 앞에서 말한 신호 열화와 eye 마진의 변화 사이의 관계를 계산할 수 있다.

그림 11에서 보듯이, 수신단 어레이는 허용 스큐 범위 내에서 믿을 수 있게 (P_o/P_{em}) 동작할 필요가 있다. 초고속 병렬 광 상호연결 시스템에서 신뢰성 있는 광 수신단 어레이를 설계하기 위해서, eye 열화의 최악 상황을 고려해 보자. 최악의 상황은 주위의 인접한 세개 채널이 최대 스큐(Δq_{max})에 있을 때 발생한다. 그것은 중앙에 있는 채널이 최대의 신호 열화와 최대의 누화를 가진다는 것을 의미한다. 누화에 의한 광전력 페널티, 수신단 대역폭 제한에 따른 신호 열화, 그리고 eye 마진의 관계로부터 신호열화에 대한 광전력 페널티 ΔP_o 를 식(27)을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta P_o(dB) = 10 \log_{10} \left[\frac{1}{1 - (\delta(C_r) |_{max} + 4\sigma_1 C_r) - E_M} \right] \quad (28)$$

이 경우 광전력 페널티는(dB로) 그림 13에 있는 것처럼 여러 C_r 값에 대한 eye 마진의 함수로 그릴 수 있다. 점으로 표시된 곡선은 아무런 신호 열화가 없을 때 eye 마진을 유지하기 위해 필요한 추가적인 광전력이다. C_r 과 관련된 누화는 낮은 광전력 페널티를 유지하기 위해 충분히 낮아질 필요가 있다.

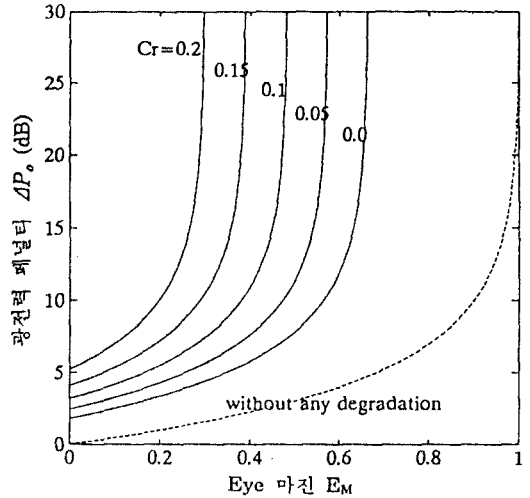


그림 13. Eye 마진에 따른 광전력 페널티
Fig. 13. Optical power penalty due to the crosstalk and the signal degradation as a function of the eye margin

위의 관계를 이용해서 eye 마진이 0일 때 수신기 어레이의 감도(P_{min})를 계산할 수 있다. 수신기 어레이 감도는 누화, 정규화된 허용 스큐, 그리고 수신기 대역폭 제한 등을 고려한 수신기의 가장 나쁜 수신감도로 정의할 수 있다. 수신기 어레이 수신감도 P_{min} 는 아래 식으로 표현된다.

$$\bar{P}_{min} (dBm) = \eta \bar{P} + O_p(\alpha) + \Delta P_o |_{E_M=0} \quad (29)$$

여기에서 $O_p(\alpha)$ 는 수신기 대역폭 증가에 따른 광전력 페널티이고, ηP 는 어떤 신호 열화가 없을 때 1/2의 수신기 대역폭을 가진 하나의 채널의 수신감도이다. 그리고, $\Delta P_o |_{E_M=0}$ 는 정규화된 허용 스큐 범위 내에서 수신기 대역폭 제한에 의한 신호 열화와 누화에 따른 가장 나쁜 경우의 광전력 페널티이다. 우리는 위 식이 실제 광 병렬 상호 연결에서 수신기 어레이 설계에 이용할 수 있는 식으로 기대한다.

병렬 광 상호연결에서 최대 정규화된 허용 스쿼($\Delta q_{l,max}$)를 증가시키는 것이 필요하다. 이것은 수신기 대역폭을 증가시킴으로서 가능하다. 그러나 이것은 수신기 t_r/t_f 스쿼와 수신 감도 사이의 상반관계 문제이다. 그래서 수신단 대역폭을 가능한 한 늘리기 위해서는 광전력 예산 제한을 고려하여 신호 열화에 의한 광전력 페널티를 줄여야 한다.

이제 광전력 예산과 요구되는 시스템 eye 마진 (E_M)을 고려함으로써 수신기 어레이의 수신 광전력 $P_r (> P_{min})$ (dBm)에서 신뢰성있게 동작할 때 C_r 의 최대 값을 계산할 수 있다. 허용되는 최대 C_r 의 값은 전체 광전력 페널티(대역폭 증가에 따른 잡음전력 증가에 의한 광전력 페널티와 eye마진 및 신호열화에 의한 광전력 페널티의 합), 수신된 광전력, 단일채널 수신감도 등의 관계를 고려하고 식(23), (26), (28)을 이용해 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_r \leq \frac{1 - E_M - 10^{(-\bar{P}_r + O_r(\alpha) + \eta \bar{P})/10} - 0.336}{4\sigma_1 + \sigma_2} \quad (30)$$

계산된 C_r 의 허용 최대 값은 P_r 이 -15dBm일 때 여러가지 E_M 값과 α 값에 대해 채널 비트 율의 함수로 그림 14에 그려 있다. P_r 의 값이 -15dBm일 때, 그리고 eye 마진이 0.5(3dB 시스템 마진)일 때 C_r 의 허용되는 최대 값은 1Gbit/s/ch ($\alpha=3$) 채널 작동 속도에서 0.06이고(최대 sinusoidal 누화는 -25dB), 200Gbit/s/ch ($1 \leq \alpha \leq 5$) 채널 작동속도에서 약 0.08(최대 sinusoidal 누화는 -22.6dB)이다. 이 계산에서는 $C_f=1$ pF일 때의 수신 감도가 사용되었다. 그림 15에는 위의 조건하에서 계산된 최대 상호 연결 거리 대 1 Gbit/s/ch에서 C_r 의 값이 그려있다. 우리는 광 LD의 turn-on 지연(Δq_{on})을 100ps로, 그리고 송신기/수신기 모듈의 결과에서 오는 전기적 스쿼(Δq_{es})를 200ps로 가정하였다. 상호 연결 미디어는 2ps/m-스쿼의 단일 모드 광섬유 리본과 10ps/m-스쿼의 다중 모드 광섬유 리본이다. 예를 들어 C_r 의 값이 0.05일 때(최대 sinusoidal 누화는 -26.4dB), 그림 14에서 보듯이 수신단 대역폭을 4dB이상으로 증가시킬 수 없다. 이 경우 단일 모드 광섬유 리본을 이용한 상호 연결 거리는 그림 15에서 보듯이 수신단

대역폭 증가와 신호 열화에 따른 광전력 페널티에 의해 약 60m로 제한되었다.

위 결과로부터 신호 열화를 고려함으로써 최대 수신기 대역폭 증가 factor α 를 계산할 수 있다.

제안된 분석 순서를 고려함으로써 주어진 병렬 광 상호연결에 대한 최대의 허용 스쿼를 가지는 신뢰성 있는 광 수신단 어레이를 설계할 수 있다. 또한, 주어진 상호연결 구조를 위한 광 수신단 어레이 설계변수를 추출하여 광소자 어레이 및 ASIC 칩 설계에 적용할 수 있다.

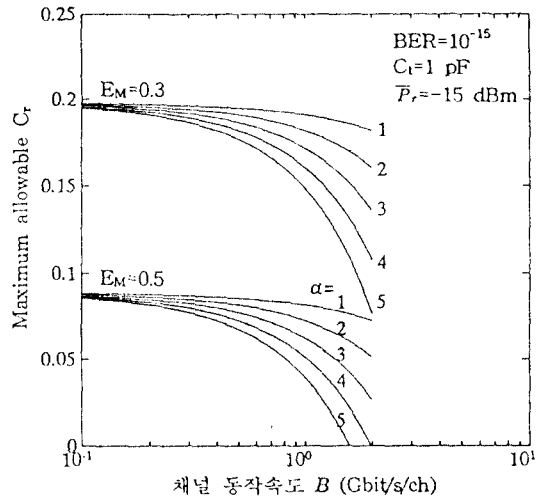


그림 14. 채널 동작속도에 따라 최대 허용되는 C_r
Fig. 14. Maximum allowable values of C_r versus channel bit rate for various values of eye margin and α .

부 록

광수신단 effective 대역폭(f_{3dB})계산

광수신단 어레이의 effective 3-dB 대역표 f_{3dB} 을 다음과 같이 구한다. Front-end 어레이가 단일 극점 전달 특성을 갖기 때문에, 누화 캐패시턴스 C_x 가 없는 광 수신단 대역폭 f_s 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$f_s = aI_2B = \frac{G_1}{2\pi R C_f} \quad (A.1)$$

그림 4(b)의 광 수신단 어레이 AC 등가회로를 고려하면, 두개의 똑같은 이웃 채널($n-1$, $n+1$)을 갖는 가운데 채널 n 의 부하저항에 걸리는 전압 $v_{nm}(w)$ 은 다음과 같다.

$$v_{nn}(w) = \frac{R[1+jwR(C_t+C_x)] I_p(w)}{(1+jwRC_t)[1+iwR(C_t+3C_x)]} \quad (A.2)$$

여기에서 $R(=R_t/G_1)$ 은 front-end 회로의 입력 저항이고, $I_p(w)$ 은 본문의 식 (19)의 입력 광전류 $i_p(t)$ 에 대한 푸리에 반환이다. 이때, front-end 회로의 표준화된 전달함수 $Z_r(f)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$Z_r(f) = \frac{[1+j\frac{f}{f_s}(1+C_r)]}{(1+j\frac{f}{f_s})(1+j\frac{f}{f_s}(1+3C_r))} \quad (A.3a)$$

여기에서

$$C_r = \frac{C_x}{C_t}, \quad w = 2\pi f \quad (A.3b)$$

전달함수 $Z_t(f)$ 의 3-dB 대역폭 f_{3dB} 는 다음과 같다.

$$f_{3dB} = f_s \sqrt{\frac{-B + \sqrt{B^2 + 2A}}{2A}} \quad (A.4a)$$

여기에서

$$A = 0.5(1+3C_r)^2 \quad (A.4b)$$

$$B = 0.5(1+3C_r)^2 - (1+C_r)^2 + 0.5$$

이때 f_s 와 f_{3dB} 의 비를 $\beta(C_r)$ 으로 다음과 같이 표현하면 다음과 같다.

$$f_{3dB} = \beta(C_r) f_s \quad (A.5)$$

$\beta(C_r)$ 은 C_r 의 함수로 그래프를 그려보면, 작은 값의 C_r (≤ 0.2)에 대해 effective 대역폭 f_{3dB} 는 다음과 같이 근사될 수 있다.

$$f_{3dB} \approx \frac{f_s}{(1+2C_r)} = \frac{G_1}{2\pi R_t C_t (1+2C_r)} \quad (A.6)$$

식(A.6)를 이용하면, 광 수신단 어레이의 front-end 회로 전달함수 $Z_r(f)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_r(f) &\approx \frac{1}{(1+jff_{3dB})} \\ &= \frac{1}{1+jwRC_t(1+2C_r)} \end{aligned} \quad (A.7)$$

IV. 결론

차세대 대용량 디지털 시스템에서 필수적으로 요구되는 병렬 광 상호연결 구조의 광 수신단 어레이 설

계변수가 시스템 성능에 미치는 영향을 분석하였다. 시스템 성능으로 상호연결 길이, 채널 동작속도, BER, 그리고 eye 마진을 고려하였고, 이에 대해 광 송/수신기의 특성이 미치는 영향을 분석하였다.

광 송신기에서는 LD 어레이의 turn-on 지연시간 스큐를 계산하였고, 온도변화에 따른 출력 광전력 변화를 계산하였다. 출력 광전력의 변화는 현재 기술수준에서 피할 수 없는 특성으로 인정되며, 이러한 문제가 시스템 성능에 최소한의 영향을 미치도록 광 수신기를 설계해야 한다. 광 수신단 어레이 설계변수 및 소자 특성이 시스템 성능에 미치는 영향을 분석하기 위해 광 수신단의 대역폭, 수신감도, 누화, 대역폭 제한에 의한 신호열화, 그리고 스큐 등을 고려하였다. 특히, 시스템 허용 스큐를 증가시키기 위해서 광 수신단 대역폭을 제한된 수신 광전력 하에서 각종 광전력 페널티를 고려하여 증가시켰다. 이러한 해석은 버스트 모드 동기식 병렬 데이터 송/수신을 위한 모듈 설계에 그 응용도가 높을 것으로 예상된다.

참고문헌

1. D. Z. Tsang, "Optical interconnections in digital systems - status and prospects", Optics and Photonics News, pp. 23-29, Oct. 1990.
2. J. W. Goodman, et al., "Optical interconnections for VLSI systems", Proc. IEEE, vol. 72, no. 7, pp. 850-866, 1984.
3. S. Hino, et al., "Implementation issues for very-large-capacity ATM switching fabrics optically intra-connected", GLOBECOM 92, Conf. Record, vol. 1, pp. 208-212, 1992.
4. G. Lalk, et al., "Interconnects within high-speed digital systems : 1990 workshop summary", IEEE LCS, pp. 14-19, Nov. 1990.
5. J. W. Parker, "Optical interconnections for electronics", Proc. of ECOC'92, TuA7.1, Berlin, 1992.
6. Y. Ota and R. G. Swartz, "Multichannel

- parallel data link for optical communication", IEEE The Magazine of LTS, pp. 24-32, May 1991.
7. Y. Ota, et al., "28 channel parallel optical data link with total throughput of 3.5 Gb/s", Tech. Digest of 5th OEC, 13C1-2, pp. 48-49, 1994.
 8. T. Nagahori, et al., "150Mbit/s/ch 12-channel optical parallel interface using an LED and a PD array", Optical and Quantum Electronics, vol. 24, pp. S479-S490, 1992.
 9. A. Takai, "Optical subsystem interconnections", Proc. of ECOC' 93, WeP10.1, pp. 114-119, 1993.
 10. A. Nakagami, "Optical fiber interconnection links for high-speed switching and computer systems", Proc. of PS' 93, PTuA1-1, pp. 74-76, 1993.
 11. A. Takai, et al., "Error-free subsystem optical interconnection module using laser arrays and fixed decision level receivers", Proc. ECOC' 93, pp. 553-556, 1993.
 12. D. Z. Tsang and Z. L. Liau, "Sinusoidal and digital high-speed modulation of p-type substrate mass-transported diode lasers." IEEE J. Lightwave Technol., vol. LT-5, no. 3, pp. 300-304, 1987.
 13. D. Z. Tsang, "One-gigabit per second free-space optical interconnection", Appl. Optics, vol. 29, no. 14, pp. 2034-2037, 1990.
 14. S. Yamashita, et al., "Low-threshold (3.2 mA per element) 1.3 m InGaAsP MQW laser array on a p-type substrate", Photonics Technol. Lett., vol. 4, no. 9, pp. 954-957, 1992.
 15. R. A. Nordin, et al., "High performance optical data link array technology," in Proc. of 43rd ECTC, pp. 795-801, 1993.
 16. K. Y. Lau, et al., "High-speed digital modulation of ultralow threshold (<1mA) GaAs single quantum well lasers without bias," Appl. Phys. Lett., vol. 51, no. 2, pp. 69-71, July 1987.
 17. G. P. Agrawal and N. K. Dutta, Long-wavelength semiconductor lasers, Van Nostrand Reinhold Company (New York), 1986.
 18. K. Sato and M. Murakami, "Experimental investigation of thermal crosstalk in a distributed feedback laser array", Photonics Technol. Lett., vol. 3, no. 6, pp. 501-503, 1991.
 19. D. H. Hartman, et al., "Optical clock distribution using a mode-locked semiconductor laser diode system," in Technical Digest of OFC' 91, paper FC2, p. 210, 1991.
 20. R. G. Smith and S. D. Personick, Semiconductor Devices for Optical Communication, H. Kressel, Ed. New York:Springer-Verlag, pp. 89-160, 1979.
 21. D. R. Kaplan, "Electrical Cross-talk in p-i-n Arrays Part I: Theory", J. Lightwave Technol., vol. LT-4, no. 10, p. 1460, 1986.
 22. D. G. Duff, "Computer-aided design of digital lightwave systems," IEEE J. on Selected Areas in Communications, vol. SAC-2, no. 1, pp. 171-185, 1984.
 23. H. Nishimoto, et al., "New method of analyzing eye patterns and its application to high-speed optical transmission systems," IEEE J. Lightwave Technol., vol. 6, no. 5, pp. 678-685, 1988.



池 尹 圭 (Yoon-Kyoo Jhee)

1978년 : 서울대학교 전자공학과 학사

1980년 : 서울대학교 대학원 전자공학과 석사

1984년 : The University of Texas at Austin 박사

1984년~1989년 : AT&T Bell 연구소, MTS

1989년~1994년 : KAIST 전기 및 전자공학과, 조교수, 부교수

1994년~현재 : 이화여자대학교 전자공학과 부교수

* 주요관심분야 : 광통신, 광대역통신



丁 鍾 環 (Jong-Min Cheong)

1968년 12월 16일 출생

1986년 : 광주과학기술대학교 졸업

1990년 : 한국과학기술대학 정보통신공학과(학사)

1992년 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(석사)

현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정 4년차 재학중

* 주요관심분야 : 광 상호연결 시스템, 광소자 모듈 패키징, 광 수신기