

논문 2004-41TC-12-4

고속 고밀도 WDM 광전송 시스템에서의 ASK-SSB와 PSK-SSB 변조 방식의 성능 분석

(Performance Analysis of ASK-SSB and PSK-SSB Modulation Format
in High-Speed and High-Density WDM Transmission Systems)

박진영*, 최윤희*, 박상규**

(Jin-Young Park, Yoon-Hee Choi, and Sang-Gyu Park)

요약

본 논문에서는 SSB 변조를 이용한 광전송 시스템의 주파수 효율성 및 비선형성에 대한 저항성 등을 규명하였다. 이상적인 SSB 신호를 사용하여 도달할 수 있는 성능의 한계를 확인하는 한편, 실제 제작이 가능한 SSB 변조기가 생성할 수 있는 신호에서 얻을 수 있는 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 살펴보았다. 이를 통해 SSB 변조된 신호는 일반적으로 DSB 변조된 신호에 비해서 광섬유의 비선형성에 취약하나 본 연구에서 목표로 삼고 있는 전송거리가 500~1000 km 미만인 12.5 GHz 채널 간격의 WDM 시스템에서는 SSB 신호가 DSB 신호에 비해 우수한 성능을 보일 수 있음을 확인하였다.

Abstract

This research investigates the performance of the optical transmissions systems using the SSB modulation format. The focus was on the spectral efficiency of the WDM systems and the transmission penalties due to the fiber nonlinearities. By investigating the performance obtained with ideal SSB signal, we set the upper limit of the performance which can be obtained by SSB technology. Furthermore, we investigated the performance obtainable with SSB signals which can be generated with realizable devices. Since SSB formats are more susceptible to the fiber nonlinearities, SSB formats exhibited inferior transmission performances compared to the DSB format. However, within the 500~1000 km transmission range, which is the focus of this research, it was found that the WDM systems with 12.5 GHz channel spacings might benefit from the SSB modulation techniques.

Keywords : optical fiber communication, SSB modulation, amplitude shift keying, phase shift keying

I. 서론

현재까지의 기간 광전송망에서는 대부분 NRZ (non return to zero) 방식의 강도 변조 및 직접 검출(IM/DD:

intensity modulation / direct detection)이 사용되었다. 이 방식은 간단한 송수신기 구조와 비교적 우수한 주파수 효율성을 갖고 있다. 하지만 이 방식으로 얻을 수 있는 주파수 효율성의 한계는 0.5 bit/s/Hz 정도로 보이며 그것도 여러 가지 복잡한 기법을 사용했을 때 가능하다^[1]. 이 때문에 보다 높은 주파수 효율성을 제공하는 변조 방식에 대해서 많은 연구가 진행 중이며 이들 중의 하나가 SSB (single sideband) 변조 방식에 관한 연구이다^[1-2].

한편 현재까지 SSB 변조는 모두 강도 변조 즉 ASK(amplitude shift keying)에 기반을 둔 것이 연구되었으며 이는 광전송 변조 방식으로 ASK가 거의 독점적으로 사용된 것과 관련이 있다. 하지만 SSB 신호의

* 학생회원, 한양대학교 전자통신전파공학과
(Division of Electrical and Computer Engineering,
Hanyang University)

** 정회원, 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부
(Division of Electrical and Computer Engineering,
Hanyang University)

※ 본 연구는 2003년도 한국전자통신연구원 위탁과제
“고속 고밀도 WDM 전송을 위한 optical SSB 변조
기술 연구”에 의해 수행되었습니다.

접수일자: 2004년4월6일, 수정완료일: 2004년12월2일

복조에는 코히어런트 검파의 사용이 불가피한 것을 감안한다면 일반적으로 보다 좋은 수신 감도를 갖는 PSK(phase shift keying) 변조에 기반을 둔 SSB 변조 방식도 유력한 대안이 될 수 있다^[3-6]. 본 논문에서는 ASK-SSB와 PSK-SSB 방식으로 변조된 신호를 사용하여 얻을 수 있는 성능의 한계를 알아보려는데 목적이 있다. 연구는 2단계로 진행되어 제 1단계에서는 이상적인 방식으로 생성된 SSB 신호들의 성능을 알아보고 제 2단계에서는 보다 실제적인 SSB 신호들의 성능을 알아본다.

본 논문의 차례는 다음과 같다. 제 II장에서 SSB 변조 방식의 이론과 그 구현 방법을 기술하고 제 III장에서는 본 논문에서 사용한 연구 방법을 기술한다. 제 IV장에서는 이상적인 필터를 사용하여 생성된 SSB 신호의 성능을, 제 V장에서는 실제로 가능한 방법으로 생성된 SSB 신호의 성능을 살펴본다. 마지막으로 제 VI장에서 결론을 맺는다.

II. SSB 변조 이론

반송파 $\cos\omega_c t$ 에 어떤 실수 신호 $a(t)$ 를 곱해서 변조를 하면 다음과 같은 DSB 신호 $s_{DSB}(t)$ 를 얻는다.

$$s_{DSB}(t) = a(t) \cos(\omega_c t) \quad (1)$$

여기서 베이스밴드 신호 $a(t)$ 의 스펙트럼이 $A(w)$ 일 때 $s_{DSB}(t)$ 의 스펙트럼 $S_{DSB}(w)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$S_{DSB}(w) = \frac{1}{2} [A(w - w_c) + A(w + w_c)] \quad (2)$$

DSB 신호로부터 SSB 신호를 얻기 위해서는 식 (2)의 두 항으로 나타나는 두 사이드밴드 중에서 하나를 제거해야 하는데 이 과정은 다음과 같이 힐버트(Hilbert) 변환을 사용하여 나타낼 수 있다.

$$S_{SSB}(w) = \frac{1}{2} [1 \pm jH_{Hilbert}(w - w_c)] S_{DSB}(w) \quad (3)$$

$$H_{Hilbert}(w) = \begin{cases} +j, & w > w_c \\ -j, & w < w_c \end{cases} \quad (4)$$

한편 식 (3)은 시간 공간에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2} \{a(t) \cos(\omega_c t) + \hat{a}(t) \sin(\omega_c t)\} \quad (5)$$

식 (5)에서 $\hat{a}(t)$ 는 $a(t)$ 의 Hilbert 변환을 나타낸다. 식 (3)과 (5)로부터 SSB 신호를 두 가지 방법으로 얻을 수 있음을 알 수 있다. 하나는 DSB 변조된 광신호를 광 필터링을 하는 방법이며 다른 하나는 베이스밴드 신호를 처리하여 이 처리된 신호를 사용하여 광변조를 하는 방법이다. 둘째 방법은 <그림 1>에 나타나 있는 Hartley 변조기를 사용하여 구현할 수 있다^[6].

SSB 변조 방식은 대부분 ASK 변조 방식에 바탕을 둔 것이지만 PSK 변조 방식에 바탕을 둔 SSB 변조도 가능하다^[6]. 즉 식 (5)에서 $0 \leq a(t) \leq a_{max}$ 인 경우 $s_{SSB}(t)$ 는 ASK-SSB 신호로 볼 수 있으며, $-a_{max} \leq a(t) \leq a_{max}$ 인 경우에는 PSK-SSB 신호로 볼 수 있다. 단 ASK-SSB나 PSK-SSB 등 모든 SSB 변조된 신호에는 모두 ASK와 PSK의 요소들이 혼재되어 있으며 다만 그 둘이 혼합되어 있는 방식이 다를 뿐이다^[7-8].

PSK-SSB 신호를 얻기 위해서는 ASK-SSB 신호와 마찬가지로 광 필터링을 하거나 베이스밴드 신호를 처리하여 이 처리된 신호를 사용하여 광변조를 한다. 여기서 광필터를 사용하여 SSB 신호를 생성할 때의 문제점 중의 하나는 광필터의 성능이 필터마다 약간씩 바뀔 수 있다는 점이다. 광필터의 파라미터가 변함에 따라 SSB 신호의 성능이 민감하게 반응하기 때문에 본 논문에서는 SSB 신호를 생성하기 위해 베이스 밴드 신호를 처리하여 광변조를 하는데 MZI (mach zehnder interferometric) 진폭 변조기를 사용하는 경우를 주로 살펴보았다. 그러나 이러한 방법을 사용하는 경우라고 할지라도 광필터의 사용이 완전히 배제되지는 않는다. 최소한 WDM MUX/DEMUX 기능을 위해서도 광필터의 사용은 불가피한데 이 MUX/DEMUX는 동시에 SSB 신호의 형성에도 도움을 줄 수 있다. 따라서 본 논문에서는 MZI 진폭 변조기를 사용하여 SSB 신호를 생

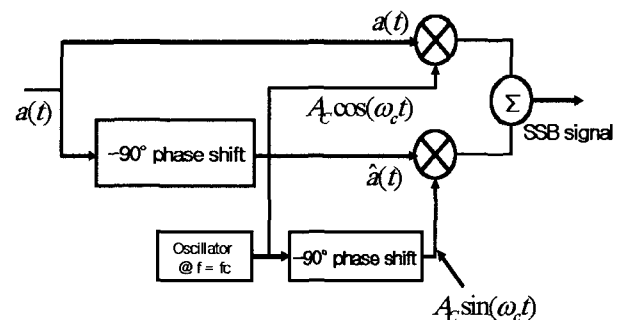


그림 1. SSB 변조를 위한 Hartley 변조기
Fig. 1. Hartley modulator for SSB modulation.

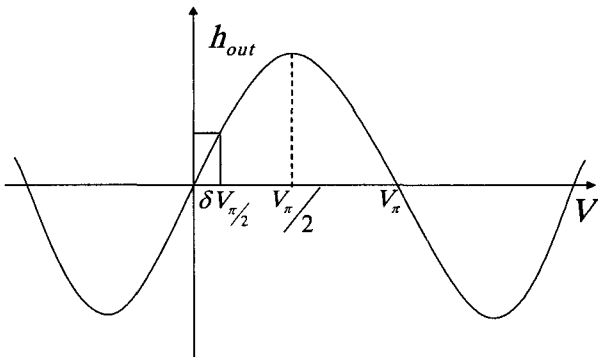


그림 2. MZI 진폭 변조기의 입력전압과 출력신호의 관계
 Fig. 2. Output signal vs. input voltage of MZI amplitude modulator.

을 고려하였다. 이 경우에는 베이스밴드 신호를 처리하여 광변조를 함으로써 상당한 정도의 SSB 신호가 형성되어 있는 상태에서 광필터가 작용하는 것이기 때문에 필터의 성능에 대한 요구조건이 낮다.

한편 SSB 변조를 베이스밴드 신호의 Hilbert 변환을 사용하여 구현하고자 할 때에는 변조기의 선형성이 매우 중요하다^[11]. 정확한 SSB 신호를 얻기 위해서는 베이스밴드 신호와 변조된 광신호 사이의 관계가 식 (5)와 같아야 한다. 하지만 MZI 진폭 변조기와 같이 사인파 응답을 갖는 변조기를 사용하는 경우에는 식 (5)와 같은 관계를 얻기가 곤란하다. MZI 진폭 변조기를 이용하여 생성된 SSB 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_{SSB}(t) = \sin[a(t)]\cos(\omega_c t) + \sin[\hat{a}(t)]\sin(\omega_c t) \quad (6)$$

MZI 진폭 변조기의 응답의 비선형성에 의한 효과를 경감할 수 있는 방법 중의 하나가 <그림 2>에 나타낸 것과 같이 $a(t)$ 가 스윙하는 범위를 $0 \leq a(t) \leq V_{\pi/2}$ 에서 $0 \leq a(t) \leq \delta V_{\pi/2} (\delta < 1)$ 로 줄이는 것이다^[11]. 다만, 이 경우의 단점은 변조기의 손실이 커진다는 것인데, 평균 출력은 $A_0^2/2$ 에서 약 $(A_0^2/2)\sin^2(\pi\delta)$ 로 감소된다. 여기서 변조기의 손실에 의한 평균 출력의 감소를 파워 손실(Power Loss)로 정의했다.

본 논문에서는 시스템의 성능을 평가하기 위해 <그림 3>에 나타낸 것과 같이 눈열림의 크기를 측정하였는데 눈열림 페널티(EOP: eye-opening penalty)는 백투백에서의 눈열림 크기와 전송 후의 눈열림 크기의 비로써 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$EOP(dB) = -10\log_{10} \frac{E_t}{E_{bb}} \quad (7)$$

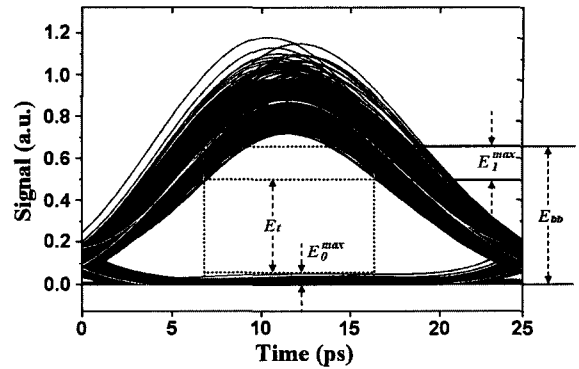


그림 3. 백투백 눈열림 다이어그램과 전송 후 신호의 눈열림 다이어그램
 Fig. 3. Back-to-back eye diagram and eye diagrams of signal after transmission.

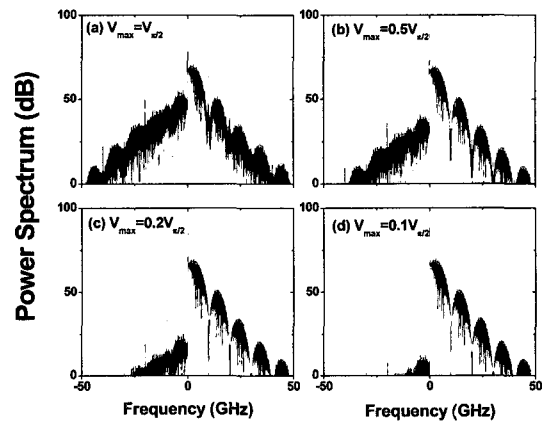


그림 4. MZI 진폭 변조기를 사용하여 얻은 ASK-SSB 신호의 파워 스펙트럼
 Fig. 4. Power spectrum vs. Frequency of ASK-SSB signal obtainable with MZI amplitude modulator.

식 (7)에서 E_{bb} 와 E_t 는 각각 전송 전과 후의 눈열림 크기를 나타낸다.

<그림 4>는 MZI 진폭 변조기를 구동하는 SSB 신호의 진폭에 따라서 생성되는 ASK-SSB 신호의 스펙트럼이 변화하는 모습을 보여주고 있다. 신호의 크기가 작아짐에 따라 억제되어야 할 사이드밴드의 파워가 감소하는 것을 볼 수 있다.

<그림 5>는 MZI 진폭 변조기를 구동하는 신호의 크기와 ASK-SSB 신호의 눈열림 페널티 및 파워 손실의 관계를 나타낸다. $V_{max} = 0.6 V_{\pi/2}$ 에서 눈열림 페널티는 약 0.51 dB이고 파워의 손실은 약 1.84 dB이다. 한편 $V_{max} = 0.5 V_{\pi/2}$ 에서 눈열림 페널티는 약 0.33 dB이고 파워의 손실은 약 3.01 dB이다. 따라서 눈열림 페널티 측면에서는 약간의 단점이 있지만 파워 손실 측면에서

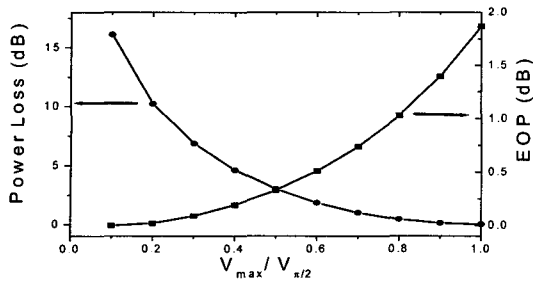


그림 5. MZI 진폭 변조기를 구동하는 전기 신호의 크기와 ASK-SSB 신호의 파워 손실 및 백투백에서의 눈열림 페널티의 관계
 Fig. 5. Power loss and Back-to-back eye-opening penalties for ASK-SSB signal vs. Amplitude of driving signal of MZI amplitude modulator.

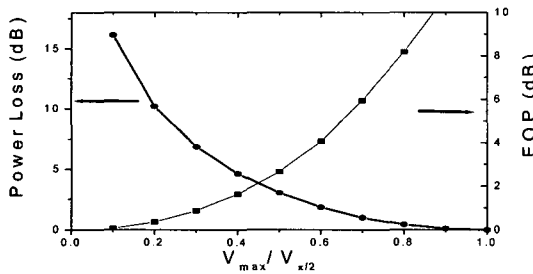


그림 6. MZI 진폭 변조기를 구동하는 전기 신호의 크기와 PSK-SSB 신호의 파워 손실 및 백투백에서의 눈열림 페널티의 관계
 Fig. 6. Power loss and Back-to-back eye-opening penalties for PSK-SSB signal vs. Amplitude of driving signal of MZI amplitude modulator.

더 큰 장점이 있으므로 본 논문에서는 $V_{max} = 0.6 V_{\pi/2}$ 를 사용하였다. 이보다 신호의 전압이 낮을 경우에는 파워의 손실이 심각해지고 이보다 전압이 클 경우에는 페널티의 증가가 심각해질 것으로 판단된다.

<그림 6>은 <그림 5>와 같은 내용을 PSK-SSB 변조의 경우에 대해 계산한 결과를 보여주고 있는데 V_{max} 의 증가에 의한 눈열림 페널티의 증가가 훨씬 심각하다. 본 논문에서는 위와 같은 이유로 $V_{max} = 0.4 V_{\pi/2}$ 를 사용하였는데 이 구동 전압에서 파워의 손실은 약 4.5 dB이고 페널티는 약 1.5 dB이다.

한편 Hilbert 변환을 엄밀하게 구현하는 것은 불가능하다. 하지만 이를 근사적으로 구현하는 방법에 대해서는 연구가 이루어져 있으며 그 중 <그림 7>에 나타나는 탭이 달린 지연선(TDL: tapped delay line)을 이용한 방법이 대표적이다^[11]. TDL은 일반적으로 유한한 시간 응답을 갖는 필터를 구현하기 위하여 사용될 수 있

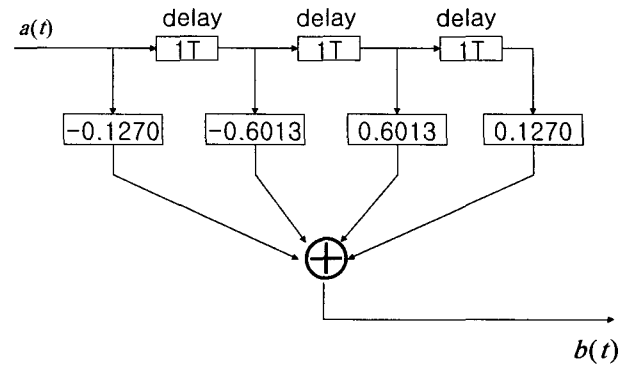


그림 7. 탭이 달린 지연선(TDL)을 사용한 Hilbert 변환기
 Fig. 7. Hilbert transformer using tapped delay line.

는데, TDL의 입력 신호 $a(t)$ 와 출력 신호 $b(t)$ 사이의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$b(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k a(t - kT) \tag{8}$$

위의 식을 푸리에 변환하면 다음과 같은 관계를 얻는다.

$$B(w) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{jkTw} A(w) \tag{9}$$

$$= 2je^{-j\frac{N-1}{2}wT} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \sin\left(\frac{kwT}{2}\right) A(w)$$

한편 식 (9)에서 $e^{-j\frac{N-1}{2}wT}$ 는 단순히 $(N-1)T/2$ 만큼의 시간 지연을, j 는 90° 위상 변화를 의미한다. 이들은 단순히 상수이므로 이들을 제외한 나머지 부분을 반응 함수 $H(w)$ 로 정의할 수 있는데, 반응 함수 $H(w)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H(w) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \sin\left(\frac{kwT}{2}\right) \tag{10}$$

<그림 8>은 몇 개의 $\{c_k\}$ 의 경우에 대해서 응답 곡선을 나타낸 것인데, 사용된 $\{c_k\}$ 는 McClellan 최적화 알고리즘을 이용하여 구한 값이다^[11]. <그림 8>의 실선으로 나타난 응답 곡선은 <표 1>의 I에 해당하는 $\{c_k\}$ 와 지연시간 T 를 사용하여 얻은 것으로 $-1/T < w < 1/T$ 인 영역에서 식 (10)의 $H(w)$ 는 Hilbert 변환을 근사하는 것을 알 수 있다.

일반적으로 탭의 숫자가 늘어날수록 TDL은 이상적인 Hilbert 변환기에 가까워지게 된다. 또한 같은 개수의 탭을 가진 변환기도 여러 가지를 만들 수 있는데 리플의 크기와 필터의 전이(transition) 대역의 폭 사이에

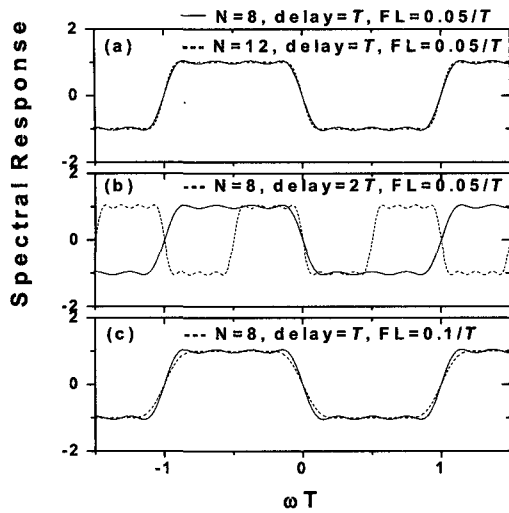


그림 8. Hilbert 변환의 주파수 응답
Fig. 8. Frequency response of hilbert transformer.

표 1. TDL의 파라미터
Table 1. Parameters of TDL.

k	(I) N=8 delay=T FL=0.05/T	(II) N=12 delay=T FL=0.05/T	(III) N=8 delay=2T FL=0.05/T	(IV) N=8 delay=T FL=0.1/T
0	-0.0529897	-0.0144218	-0.0529897	-0.0125869
1	-0.0882059	-0.0272241	-0.0882059	-0.0517464
2	-0.1868274	-0.0525858	-0.1868274	-0.1563345
3	-0.6278288	-0.0971984	-0.6278288	-0.6159002
4	0.6278288	-0.1929460	0.6278288	0.6159002
5	0.1868274	-0.6299931	0.1868274	0.1563345
6	0.0882059	0.6299931	0.0882059	0.0517464
7	0.0529897	0.1929460	0.0529897	0.0125869
8		0.0971984		
9		0.0525858		
10		0.0272241		
11		0.0144218		

는 절충 관계가 있어서 한쪽을 줄이면 다른 쪽이 커지게 된다.

<그림 8>의 점선들은 TDL의 파라미터를 변화시켰을 때의 응답 곡선을 나타낸다. (a)는 전이 대역의 폭을 일정하게 하면서 탭의 개수를 8개에서 12개로 증가시켰을 때의 변화를 나타내는데 리플의 크기가 감소한 것을 볼 수 있다. 이 경우의 문제점은 탭의 수가 늘어나면 제작이 힘들어진다는 것이다. (b)는 탭과 탭 사이의 지연선의 지연시간을 T 에서 $2T$ 로 변화시켰을 때를 나타내

는데 응답 함수의 주기가 1/2로 줄어든 것을 볼 수 있다. 이에 따라 리플의 크기를 일정하게 유지하면서 $w=0$ 부근에서의 전이는 더욱 날카로워졌다. 그러나 이 경우의 문제점은 Hilbert 변환을 근사하는 주파수의 범위가 $-1/2 < w < 1/2T$ 즉, 절반으로 줄어들었다는 점이다. 따라서 DSB 신호의 대역폭이 이 범위보다 클 경우 이 TDL을 사용하여 생성하는 신호는 이상적인 SSB 신호와 많은 차이가 있게 된다. (c)는 탭의 수를 일정하게 유지하면서 전이 대역폭의 크기를 $0.05/T$ 에서 $0.1/T$ 로 증가시킨 경우이다. 전이 대역폭이 증가하는 반면 리플이 줄어든 것을 확인할 수 있다.

<표 1>은 <그림 8>에 나타난 응답 곡선을 그리는데 사용된 TDL의 파라미터들을 나타내고 있다. 본 논문에서는 ASK-SSB 신호와 PSK-SSB 신호의 경우 모두 $N=8, \text{delay}=T, \text{FL}=0.05/T$ 인 TDL을 사용하였다.

III. 연구 방법

본 연구에서는 여러 가지 방식의 신호의 성능을 주로 백투백에서의 주파수 효율과 전송 성능의 측면에서 살펴보았다. 연구는 2단계로 진행하였는데 1단계에서는 가장 이상적인 SSB 신호의 성능을 규명하였고 2단계에서는 실제로 구현이 가능한 신호의 성능을 살펴보았다. 이상적인 SSB 신호는 광신호의 스펙트럼을 이상적인 구형(square) 필터를 사용하여 생성하였고 구현 가능한 SSB 신호는 TDL을 사용한 Hilbert 변환기와 광필터를 동시에 사용하여 생성하였다.

<그림 9>는 사용된 광필터들의 특성을 보여주고 있다. 이 때 광필터들은 SSB 필터링 뿐만 아니라 WDM MUX/DEMUX의 기능도 동시에 수행하는 것으로 가정하였다. 백투백에서의 주파수 효율을 계산하기 위해서는 5채널의 WDM 신호를 구성하여 채널 간격을 변화시켜 가면서 눈열림 페널티를 계산하였다. 이 때 보다 정확한 결과를 위해서 이웃하는 채널의 비트 수열의 상대적인 위치, 반송파의 위상 등을 모두 변화시켰을 때 가장 나쁜 페널티를 택하였다.

신호들의 전송 성능을 알아보기 위해서 스플릿 스텝 방식의 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다^[12]. 시뮬레이션에서 사용된 광전송 링크의 개략도가 <그림 10>에 나타나 있다. 링크는 길이가 100 km이고 광증폭기들로 연결되어 있는 표준 단일 모드 광섬유 스패들로 이루어져 있다. 색분산 보상은 매 스패의 끝에 배치된 색분산 보상 소자에 의해 수행되었는데, 전송용 광섬유 안에서의

신호의 왜곡에 초점을 맞추기 위해서 색분산 보상 소자의 비선형성은 고려하지 않았다. 또 증폭기의 잡음도 고려하지 않았다.

<표 2>는 시뮬레이션에 사용된 파라미터들을 요약해서 보여주고 있다. 모든 전송 시뮬레이션에서는 색분산 $D=17$ ps/nm/km인 표준 광섬유를 가정하였다. 마지

막으로, 일반적인 SSB 신호의 수신에는 직접 검출기는 사용될 수 없고 코히어런트 검파기가 사용되어야 한다 [13]. 본 연구에서는 DSB 신호와 SSB 신호들을 공정하게 비교하기 위해서 모두 코히어런트 검파기를 사용하였다.

IV. 이상적인 필터로 생성된 SSB 신호의 성능

<그림 11>은 ASK-DSB 신호와 이상적인 필터를 사용하여 생성된 ASK-SSB 신호 및 PSK-SSB 신호를 사용하여 각각 WDM 시스템을 구성하였을 때 채널 간격과 눈열림 페널티와의 관계를 나타낸다. ASK-SSB 신호와 PSK-SSB 신호는 채널 간격이 12.5 GHz로 줄어들 때까지도 동일한 성능을 보인다. 하지만 ASK-DSB 신호의 경우에는 12.5 GHz 채널 간격에서 이미 2 dB 가량의 페널티를 보인다. 따라서 채널 간격이 12.5 GHz인 WDM 시스템에서는 SSB 변조 방식이 매우 유리하게 됨을 알 수 있다. 한편 채널 간격이 12.5 GHz 보다 작을 경우에는 SSB 신호들도 급격히 성능이 나빠지는 것을 알 수 있다. 따라서 본 연구에서는 이후 채널 간격이 12.5 GHz인 시스템에 초점을 맞추었다.

다음으로는 SSB 신호가 색분산에 의해 왜곡되는 정도를 살펴보았다. <그림 12>는 광섬유의 색분산이 ASK-DSB 신호와 이상적인 ASK-SSB 신호 및 PSK-SSB 신호의 전송 성능에 미치는 영향을 나타내는데 이 그림을 위한 계산에서는 광섬유의 비선형성은 무시되었다. ASK-SSB 신호와 PSK-SSB 신호는 거의 동일한 결과를 보이는 것을 알 수 있다. 특이한 것은 누적 색분산이 작을 때는 DSB 신호가 SSB 신호들보다 눈열림 페널티가 더 작는데 이것은 ASK-DSB 신호가 SSB 신호들보다 차지하는 대역폭이 크기 때문에 더 색분산에 취

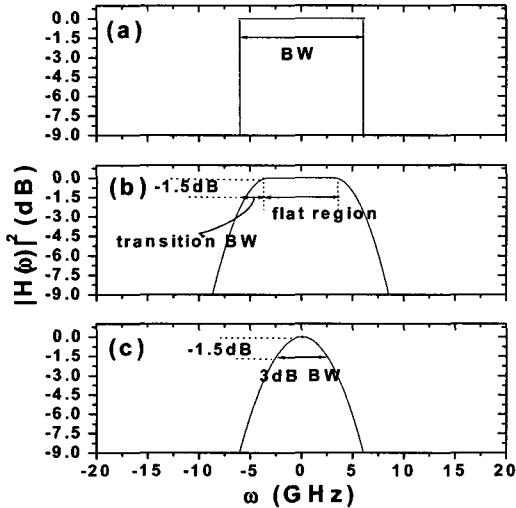


그림 9. WDM MUX/DEMUX 필터들의 주파수 응답 (a) 이상적인 필터 (b) 플랫폼 필터 (c) 가우시안 필터

Fig. 9. Frequency response of WDM MUX/DEMUX filters. WDM MUX/DEMUX filter was (a) Ideal filter, (b) Flat-Top filter, (c) Gaussian filter.

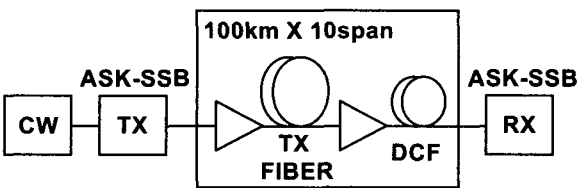


그림 10. 시뮬레이션에 사용된 전송 링크의 개략도
Fig. 10. Schematic diagram of the simulated transmission link.

표 2. 시뮬레이션에 사용된 파라미터
Table 2. Simulation parameters.

number of sampling points	2^{12}	number of bits	64
transmitter electrical bandwidth (GHz)	10	receiver electrical bandwidth (GHz)	7
SMF Loss (dB/km)	0.22	SMF n_2 (cm ² /w)	2.6×10^{-16}
SMF Dispersion (ps/nm/km)	17	SMF A_{eff} (μm^2)	80

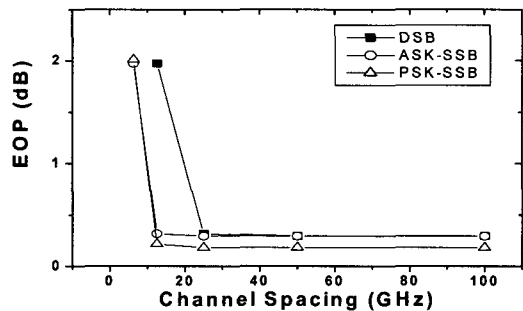


그림 11. 채널 간격과 백투백 눈열림 페널티의 관계
Fig. 11. Back-to-back eye-opening penalties vs. Channel spacing.

약하리라는 일반적인 예상과는 다른 것이다. 이 현상은 색분산의 작용이 ASK-SSB 신호와 PSK-SSB 신호의 경우에는 가장 낮은 차수에서 누적 색분산의 1차항에 비례하지만 ASK-DSB 신호의 경우에는 2차항에 비례하기 때문이다^[14, 15]. 하지만 누적 색분산이 커짐에 따라 ASK-DSB 신호의 눈열림 페널티가 급격하게 증가해서 누적 색분산이 900 ps/nm 이상일 때는 ASK-DSB 신호의 눈열림 페널티가 ASK-SSB 신호와 PSK-SSB 신호에 비해 크게 된다. 따라서 ASK-SSB 신호와 PSK-SSB 신호가 ASK-DSB 보다 색분산에의 저항성에 우월한지의 결정은 어느 정도의 페널티를 수용할 수 있는지에 따라 결정된다는 것을 확인할 수 있다.

<그림 13>은 DSB 신호와 SSB 신호들을 사용하여 채널 간격이 12.5 GHz인 5채널 WDM 신호를 전송 시물레이션하여 얻은 눈열림 페널티를 나타낸다. SSB와 DSB 신호의 전송 성능을 비교할 때는 특별한 주의가 필요하다. 일반적으로 같은 평균 파워를 갖는 신호들을 비교하면 SSB 변조된 신호를 수신할 경우 DSB 신호를 수신할 때에 비해서 눈열림의 크기가 줄어든다. 이것은 ASK-SSB 신호 $s_{SSB}(t) = a(t)\cos(\omega_c t) + \hat{a}(t)\sin(\omega_c t)$ 의 평균 파워가 $P_{SSB} = \langle a^2(t) \rangle$ 인데 반해 같은 눈열림을 갖는 DSB 신호 $s_{DSB}(t) = a(t)\cos(\omega_c t)$ 의 평균 파워는 $P_{DSB} = \langle a^2(t) \rangle / 2 = P_{SSB} / 2$ 임을 통해 확인할 수 있다. 따라서 같은 눈열림의 크기를 갖는 신호들을 비교하기 위해서 SSB 신호는 DSB 신호보다 2배 높은 평균파워를 사용하였다. 그리고 그림 설명에 나타나 있는 파워는 모두 DSB 신호의 피크 파워를 나타낸다.

12.5 GHz의 채널 간격에서는 ASK-DSB 변조 방식이 ASK-SSB 변조 방식과 PSK-SSB 변조 방식에 비해서 훨씬 나쁜 백투백 성능을 보임을 이미 <그림 11>에서 살펴보았으며, 이것이 <그림 13>에도 나타나 있다. 하지만 전송 중의 신호의 열화는 SSB 신호가 더 심각하며 따라서 장거리 전송을 할 경우에는 결국 DSB 신호가 더 우수한 성능을 보이게 된다. DSB 신호가 더 좋은 성능을 보이는 거리는 파워 수준에 따라 달라지는데 1 mW의 파워에서 100 km 정도이고 0.1 mW의 파워에서는 1000 km 이상이다. (단 10 Gb/s 코히어런트 검파에는 0.1 mW 보다 훨씬 적은 파워가 필요하므로 전송 거리가 1000 km 미만의 경우에는 SSB 변조 방식이 더 우수함을 예측할 수 있다.) PSK-SSB 신호의 경우 ASK-SSB 신호보다 우수한 전송 성능을 나타낸다. PSK 신호는 양극성(bipolar)의 신호를 생성하기 때문에

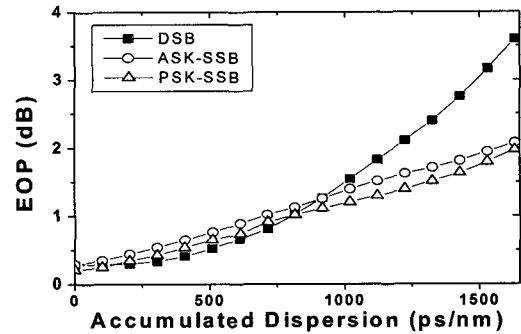


그림 12. 광섬유의 색분산이 이상적인 방법으로 생성된 SSB 신호의 전송 성능에 미치는 영향
Fig. 12. Eye-opening penalties vs. Accumulated dispersion for ideal signals.

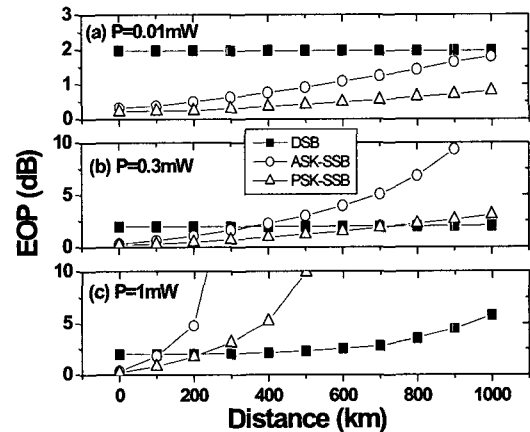


그림 13. 12.5 GHz 채널 간격의 5채널 WDM 신호를 전송 시물레이션하여 얻은 눈열림 페널티
Fig. 13. Eye-opening penalties vs. Distance for the five-channel WDM signals measured after 10x100 km transmissions at the channel spacing of 12.5 GHz.

ASK 변조된 신호에 비해서 피크 파워로는 1/4, 평균 파워로는 1/2의 파워가 있으면 같은 크기의 눈열림을 생성할 수 있다. 따라서 비선형성에 의한 페널티가 줄어들 것임을 예상할 수 있는데 <그림 13>의 결과는 예상과 같은 것이다.

V. 실현 가능한 방법으로 생성된 SSB 신호의 성능

위의 이상적인 SSB 신호의 생성에는 구형파 모양의 특성을 가진 광필터가 사용되었다. 하지만 실제로는 이런 필터는 얻을 수 없다. 따라서 문제는 필터가 구형파의 모양에서 얼마나 차이가 나는 것까지를 용인할 수

있는가 하는 것이다.

<그림 14>는 TDL 및 다양한 광필터를 사용하여 생성한 SSB 신호들을 사용하는 WDM 시스템에서 채널 간격과 백투백 눈열림 페널티의 관계를 나타낸다. 여기서 사용한 두 종류의 Flat-Top 필터는 모두 평평한 부분의 대역폭이 채널 간격의 1/2이며 전이 대역폭은 Flat-Top I의 경우 채널 간격의 1/4, Flat-Top II의 경우 채널 간격의 1/8이다. 이상적인 필터, Flat-Top II 필터, Flat-Top I 필터, 가우시안 필터의 순서로 좋은 성능을 보였으며 특히 Flat-Top II는 이상적인 필터와 거의 같은 성능을 보였다. Flat-Top II 정도의 필터는 구현이 가능한 것으로 보이므로 광필터의 특성 자체가 SSB 신호의 성능을 심하게 제약하지는 않을 것으로 기대할 수 있다.

<그림 15>는 Flat-Top 필터를 사용하는 12.5 GHz 간격의 WDM 시스템의 성능이 필터의 파라미터들의 변화에 따라 민감하게 변화하는 정도를 나타내고 있다. <그림 15>의 (a), (b), (c)는 ASK-SSB 신호에 대한 결과이고 (d), (e), (f)는 PSK-SSB 신호에 대한 결과이다. (a)와 (d)는 평평한 부분의 대역폭을 6.25 GHz로 고정하고 전이대역폭을 변화시켰을 때의 결과를, (b), (c), (e), (f)는 전이 대역폭을 고정시키고 평평한 부분의 대역폭을 변화시켰을 때의 결과를 나타낸다. 모든 데이터는 필터의 모양이 주어진 상황에서 필터의 중심 주파수를 개별적으로 최적화하여 얻어진 것이다. (a)의 경우 전이 대역폭이 6 GHz 정도에서는 상당한 페널티가 수반되지만 3

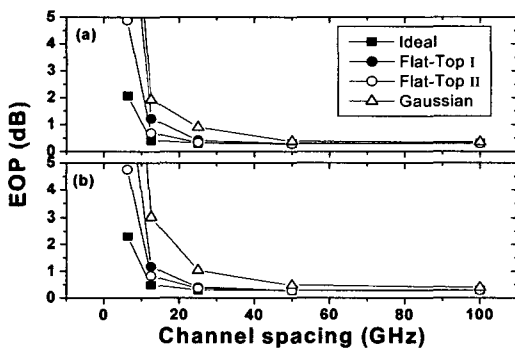


그림 14. TDL 및 다양한 WDM MUX/DEMUX 필터를 사용하여 생성한 SSB 신호의 채널 간격과 백투백에서의 눈열림 페널티의 관계 (a) ASK-SSB 신호 (b) PSK-SSB 신호

Fig. 14. Back-to-back eye-opening penalties vs. Channel spacing for SSB signals using TDL and various WDM MUX/DEMUX filters. SSB signal was (a) ASK-SSB signal, (b) PSK-SSB signal.

GHz 이하에서는 큰 영향을 끼치지 않는 것을 알 수 있다. (d)의 경우도 (a)와 유사하게 최적에 가까운 성능은 전이 대역폭이 3 GHz 이하일 때 얻어지는 것을 알 수 있다. (b), (c), (e), (f)를 보면 전이 대역폭에 따라 다소 다르지만 평평한 부분의 대역폭이 대략 6 GHz 정도일 때 최적의 결과를 보이는 것을 알 수 있다. (b)와 (e)에서 평평한 구역의 대역폭이 커질 때 페널티가 커지는 것은 채널들 간의 혼선 때문인데 (c)와 (f)에서는 전이 대역폭이 작기 때문에 이 효과가 줄어든다.

<그림 16>은 여러 가지 Flat-Top 필터를 사용하여 12.5 GHz 채널 간격의 5채널 WDM 신호를 구성하여 전송 시뮬레이션을 한 결과를 나타낸다. 시스템의 채널 당 파워는 1 mW를 사용하였다. (a), (b), (c)는 ASK-SSB 신호에 대한 결과이고 (d), (e), (f)는 PSK-SSB 신호에 대한 결과이다. (a)는 평평한 구역의 대역폭을 6.25 GHz로 고정하고 전이 대역의 3dB 대역폭을 바꾼 경우의 결과를 보여 주는데 전이 대역의 대역폭이 3 GHz

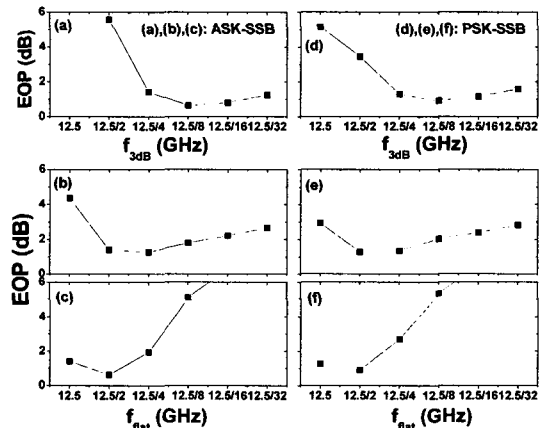


그림 15. Flat-Top 필터의 파라미터를 바꿈에 따른 백투백에서의 눈열림 페널티의 관계: (a), (d) $\Delta f_{flat} = 6.25$ GHz로 고정하고 전이 대역폭을 변화 (b), (e) 전이 대역폭을 3.125 GHz(채널 간격/4)로 고정하고 Δf_{flat} 을 변화 (c), (f) 전이 대역폭을 1.5625 GHz (채널 간격/8)로 고정하고 Δf_{flat} 을 변화

Fig. 15. Back-to-back eye-opening penalties vs. Parameter of Flat-Top filter. (a) and (d) Back-to-back eye-opening penalties against variation of transition bandwidth with $\Delta f_{flat} = 6.25$ GHz, (b) and (e) Back-to-back eye-opening penalties against variation of Δf_{flat} with transition bandwidth=3.125 GHz, (c) and (f) Back-to-back eye-opening penalties against variation of Δf_{flat} with transition bandwidth=1.5625 GHz.

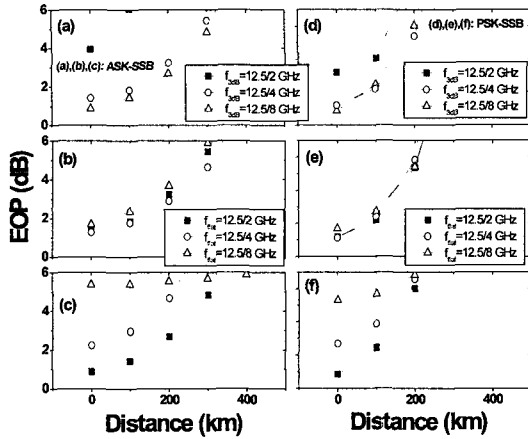


그림 16. 여러 가지 Flat-Top 필터를 사용하여 12.5 GHz 채널 간격의 5채널 WDM 신호를 전송 시뮬레이션을 하여 얻은 눈열림 페널티(P=1 mW): (a), (d) $\Delta f_{flat}=6.25$ GHz로 고정하고 전이 대역폭을 변화 (b), (e) 전이 대역폭을 3.125 GHz(채널 간격/4)로 고정하고 Δf_{flat} 을 변화 (c), (f) 전이 대역폭을 1.5625 GHz (채널 간격/8)로 고정하고 Δf_{flat} 을 변화

Fig. 16. Eye-opening penalties vs. Distance for the five-channel WDM signals measured after 10x100 km transmissions using various Flat-Top filter at the channel spacing of 12.5 GHz. Input power was 1 mW. (a) and (d) Back-to-back eye-opening penalties against variation of transition bandwidth with $\Delta f_{flat}=6.25$ GHz, (b) and (e) Back-to-back eye-opening penalties against variation of Δf_{flat} with transition bandwidth=3.125 GHz, (c) and (f) Back-to-back eye-opening penalties against variation of Δf_{flat} with transition bandwidth=1.5625 GHz.

이하에서는 거의 동일한 성능이 나타난다. (b)에서 전이 대역의 대역폭을 3.125 GHz로 고정하고 평평한 구역의 대역폭을 변화시킨 경우 평평한 부분의 대역폭이 넓을 때는 백투백에서의 성능이 좋은 반면 평평한 부분의 대역폭이 좁을 때는 상대적으로 전송 성능이 좋은 것으로 나타났다. 하지만 전송 성능이 좋은 구역이라도 모두 큰 값의 페널티를 보이며 따라서 평평한 부분이 넓은 쪽이 전반적으로 우수한 것으로 판단할 수 있다. 평평한 부분이 좁은 쪽이 전송 성능이 우수하게 나타난 것은 신호의 파워 손실과 관련이 되는 것으로 보인다. PSK-SSB 신호의 경우도 ASK-SSB 신호의 결과와 유사한 결과를 나타낸다. 하지만 전반적으로 ASK-SSB 신호보다 PSK-SSB 신호의 경우에 EOP가 빨리 증가하는 것을 볼 수 있

다. 이것은 앞의 그림 13 (c)의 경우와 대조되는 것인데 이로부터 PSK-SSB 신호가 ASK-SSB 신호보다 필터의 비 이상성에 더 영향을 많이 받을음을 알 수 있다. 하지만 <그림 15>와 <그림 16>의 결과를 종합하면 이상적인 구형파와 상당히 차이가 나는 광필터를 사용해서 생성한 ASK-SSB 신호와 PSK-SSB 신호가 상당히 좋은 성능을 유지한다는 것을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 ASK-DSB 신호와 ASK-SSB 신호 및 PSK-SSB 신호의 성능을 비교하였다. ASK-SSB 변조 방식과 PSK-SSB 변조 방식은 유사한 성능을 보였지만, MZI 진폭 변조기의 사인과 응답에 대한 저항성의 측면을 제외하면 PSK-SSB 변조 방식이 ASK-SSB 변조 방식에 비해 모든 면에서 같거나 더 우수한 성능을 보였다. ASK-SSB 변조 방식과 PSK-SSB 변조 방식 중 어떤 것을 사용하는 것이 더 유리한지는 MZI 진폭 변조기의 사인과 응답이 무시될 수 있을 정도로 작은 구동 신호를 사용할 수 있을 것인가에 달려 있다. 만일 광원의 파워가 충분한 경우라면 변조기에서의 다소의 손실을 감수할 수도 있을 것이며 그러한 경우에는 PSK-SSB 변조 방식을 사용하는 것이 유리할 것이다. 하지만 그렇지 않을 경우에는 ASK-SSB 변조 방식이 유리할 것인데, PSK-SSB 변조 방식의 전송 성능에서의 우월성도 중거리 미만의 전송에서는 그다지 큰 것이 아니므로 큰 문제가 되지 않을 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] J. Conradi, "Bandwidth-efficient modulation formats for digital fiber transmission system," in Optical Fiber Telecommunications IVB, eds. I. Kaminow, T. Li, Academic Press, pp. 862-901, 2002.
- [2] M. Sieben, J. Conradi, D. Dodds, B. Davies, S. Walkin, "10Gbit/s optical single sideband system," Electron. Lett., Vol. 33, no. 11, pp. 971-973, May 1997.
- [3] G. P. Agrawal, Fiber-Optic Communication Systems, 3rd ed., Wiley-Interscience, pp. 478-517, 2002.
- [4] V. O. Hentinen, P. P. Laiho, and R. M. Sarkilahti, "A digital demodulator for PSK signals," IEEE Tran. Comm., Vol. com-21, no. 12, pp. 1352-

- 1360, December 1973.
- [5] R. Olshansky, "Single sideband optical modulator for lightwave systems," U.S. patent 5301058, 1994.
- [6] L. W. Couch II, *Digital and Analog Communications Systems*, 5th ed., Prentice Hall, pp. 295-380, 1997.
- [7] B. Davies and J. Conradi, "Hybrid modulator structures for subcarrier and harmonic subcarrier optical single sideband," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, Vol. 10, no. 4, pp. 600-602, April 1998.
- [8] K. Kikuchi and K. Katoh, "Differential detection of single modulation sideband for ultra-dense optical frequency-division multiplexed systems," *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 38, no. 11, pp. 980-981, August 2002.
- [9] G. H. Smith, D. Novak and Z. Ahmed, "Technique for optical SSB generation to overcome dispersion penalties in fibre-radio systems," *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 33, no. 1, pp. 74-75, January 1997.
- [10] K. Tanaka, K. Takano, K. Kondo and K. Nakagawa, "Improved sideband suppression of optical SSB modulation using all-optical hilbert transformer," *IEEE Electron. Lett.*, Vol. 38, no. 3, pp. 133-134, January 2002.
- [11] L. R. Rabiner, R. W. Schaffer, "On the behavior of minimax FIR digital hilbert transformers," *Bell System Tech. J.*, Vol. 53, pp. 363-394, 1974.
- [12] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 3rd ed., Academic Press, pp. 31-62, 2001.
- [13] K. Yonenaga and N. Takachio, "A fiber chromatic dispersion compensation technique with an optical SSB transmission in optical homodyne detection systems," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, Vol. 5, no. 8, pp. 949-951, August 1993.
- [14] M. Sieben, J. Conradi and D. E. Dodds, "Optical single sideband transmission at 10 Gb/s using only electrical dispersion compensation," *J. Lightwave* 1999.
- [15] G. H. Smith, D. Novak, "Broad-band millimeter-wave (38 GHz) fiber-wireless transmission system using electrical and optical SSB modulation to overcome dispersion effects," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, Vol. 10, no. 1, pp. 141-143, January 1998.

 저 자 소 개



박진영(학생회원)
 2003년 2월 숭실대학교 정보통신
 전자공학부 학사.
 2003년 3월~현재 한양대학교
 전자통신전파공학과
 석사과정.
 <주관심분야: 반도체회로설계, 광
 통신>



최윤희(학생회원)
 2003년 2월 한양대학교 전자전기
 컴퓨터공학부 학사.
 2003년 3월~현재 한양대학교
 전자통신전파공학과
 석사과정.
 <주관심분야: 반도체회로설계, 광
 통신>



박상규(정회원)
 1990년 2월 서울대학교
 전자공학과 학사.
 1992년 2월 서울대학교
 전자공학과 석사.
 1998년 12월 Purdue University
 박사.
 1998년 12월~2000년 9월 AT&T Laboratories-
 Research 선임연구원.
 2000년 9월~현재 한양대학교 전자전기컴퓨터
 공학부 조교수.
 <주관심분야: 반도체회로설계, 광통신>