

새로운 SCM 패킷 코딩 방식을 이용한 다파장 광 스위칭 시스템의 성능 분석

정희원 이기철*, 이성철*, 박진우*

A New Multiwavelength Switching System Employing SCM Packet Coding Scheme and Its Performance Analysis

Ki-Cheol Lee*, Sung-Cheol Lee*, Jin-Woo Park* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 새로운 SCM (subcarrier multiplexing) 패킷 코딩 방식을 적용한 다파장 광 스위칭 시스템을 제안하였다. 제안한 패킷 코딩 방식에서 출력 노드의 주소를 나타내는 패킷 헤더는 미리 할당된 RF 주파수 캐리어로 결정되며 패킷 데이터와 주파수 다중화된다. 시스템 제어는 단지 주파수 캐리어의 유·무에 의해 이루어진다. 따라서 헤더 처리 시간과 제어부 하드웨어의 복잡성이 최소화될 수 있으며 이를 통해 고속 광 스위칭 시스템의 구현이 가능하다. 제안한 스위칭 시스템에 사용되는 역다중화기에서 발생하는 incoherent 누화, SOA (semiconductor optical amplifier)의 온-오프 비에 의해 발생하는 homowavelength 누화에 의한 BER (bit error rate) 특성을 통해 시스템 성능을 분석하였다.

ABSTRACT

It is presented in this paper a multiwavelength switching system employing a new subcarrier multiplexed (SCM) packet coding technique. In the proposed coding scheme, the address of an output node as the packet header is represented by the pre-assigned RF frequencies which are frequency-multiplexed with packet data over the whole packet duration. System control is accomplished by detecting the presence of the carrier frequencies, therefore the header processing time can be highly reduced and the related electronic hardware can be minimized resulting to a fast photonic switching system. BER (bit error rate) performance is analyzed in terms of incoherent crosstalk and homowavelength crosstalk generated at demultiplexer and SOA, respectively.

I. 서론

B-ISDN이 구축되어 각 가입자에게 협대역의 전화 서비스, 컴퓨터간의 연결, HDTV 등의 100 Mbps 이상의 데이터가 제공될 경우 교환기는 수백 Gbps에서 수 Tbps 이상의 처리 용량을 가져야 한다. 그러나 현재 연구, 개발되고 있는 전자식 ATM 교환기의 경우 전자 소자의 속도 제한에 의해 처리 용량의 한계를 갖는다. 따라서 이러한 처리 용량의 한계를 극복하고 WDM 광통신 망과의 연동

이 가능한 다파장 광 스위칭 시스템에 대한 연구, 개발이 요구된다. 현재 국외에서 파장분할, 공간분할, 시분할 방식을 이용한 스위칭 시스템에 대한 많은 연구를 진행 중에 있으며 국내에서는 ETRI와 여러 대학에서 다파장 광 스위칭 시스템에 대한 연구를 추진하고 있다^[1-2].

다파장 광 스위칭 시스템 구현시 시스템 제어를 위한 헤더 처리 시간이 시스템 성능에 큰 영향을 미친다. 즉, 헤더와 데이터를 bit-serial 하게 전송할 경우 제어부에서 시스템 제어 신호 발생을 위해 패

* 고려대학교 전자공학과(fop1111@kucn.korea.ac.kr)

논문번호 : 98343-0805, 접수일자 : 1998년 8월 5일

킷에서 헤더를 분리하여 각 비트를 처리해야 하므로 헤더 처리에 많은 시간이 걸린다^[3]. 따라서 데이터와 헤더를 병렬적으로 처리하기 위해 데이터와 헤더를 서로 다른 주파수로 코딩하는 SCM 패킷 코딩 방식이 제안되었다^[4]. 그러나 이 방식 역시 헤더를 구성하는 비트들을 처리해야 하므로 bit-serial 코딩 방식과 마찬가지로 긴 헤더처리 시간이 요구된다. Wang 등은 수동 성형 광 통신망에 적용할 수 있는 hopping P3 신호 방식이라 불리는 또 다른 SCM 패킷 코딩 방식을 제안하였다^[5].

본 논문에서는 새로운 SCM (subcarrier multiplexing) 패킷 코딩 방식을 적용한 다파장 광 스위칭 시스템을 제안하였다. 제안한 패킷 코딩 방식에서 출력 노드의 주소를 나타내는 패킷 헤더는 미리 할당된 주파수 캐리어로 결정된다. 이때 할당된 패킷 헤더는 데이터와 주파수 다중화된 후 광 전송된다. 제안한 스위칭 시스템 제어는 단지 주파수 캐리어의 유·무에 의해 이루어진다. 따라서 헤더 처리 시간과 제어부 하드웨어의 복잡성이 최소화될 수 있으며 이를 통해 고속 광 스위칭 시스템의 구현이 가능하다. 제안한 다파장 패킷 스위칭 시스템의 성능은 역다중화기에서 발생하는 incoherent 누화와 SOA (semiconductor optical amplifier)의 온-오프비에 의해 발생하는 homowavelength 누화를 고려하여 노드 수와 extinction ratio의 증가에 따른 BER (bit error rate) 을 통해 분석하였다.

II. 다파장 광 패킷 스위칭 시스템

1. SCM 패킷 코딩 방식

다파장 패킷 스위칭 네트워크(multiwavelength packet switched networks)는 그림 1과 같이 다파장 신호를 교환하는 광 패킷 스위칭 시스템과 신호를 전송하는 노드들로 구성된다. 광 패킷 스위칭 시스템은 입력되는 패킷들을 목적지로 라우팅하거나 패킷간의 충돌이 발생할 경우 이를 해결하는 기능을 갖는다. 그리고 각 노드는 n개의 부노드(subnode)로 구성되며 스위칭 시스템으로 다파장 신호를 전송하거나 수신한다. 각 부노드는 그림에 나타낸 것과 같이 고정 파장 송신기($\lambda_i, i = 1, 2, 3, \dots, n$)와 다파장 신호를 수신할 수 있는 n 개의 수신기로 구성된다.

각 부노드는 고정 할당된 파장 λ_i 로 데이터와 헤더로 구성되는 패킷을 광 변조하여 수신 노드로 전송한다. 패킷 헤더는 수신 부노드의 주소를 나타

내는데 λ_i 의 파장을 사용하는 부노드는 수신 부노드의 주소를 표 1에 나타낸 것과 같이 $f_{ij} (i = 1, 2, 3, \dots, n ; 1 \leq j \leq N-n)$ 의 주파수 캐리어로 할당한다. 즉, 각 부노드는 사용 파장에 따라 노드 1($11 \sim 1n$)에서 노드 N($N1 \sim Nn$)을 구성하는 각 부노드의 주소를 단순한 주파수 캐리어들로 나타낸다. 예를 들어 λ_1 파장을 사용하는 부노드 11이 22로 패킷을 전송할 경우 22의 주소로 $f_{1,n+2}$ 를 사용한다. 그리고 λ_n 파장을 사용하는 부노드 Nn이 11으로 패킷을 전송할 경우 $f_{n,1}$ 을 주소 캐리어로 사용한다. 표 1에 나타낸 바와 같이 동일 파장을 사용하는 부노드들은 같은 주파수 캐리어들을 헤더로 사용한다. 그리고 각 부노드는 n 개의 자기 주소를 갖는데 패킷 수신시 정보로 사용한다. 예를 들어 부노드 11은 $f_{1,1}$ 에서 $f_{n,1}$ 까지 자기 주소로 갖는다. 전송한 방식으로 패킷을 구성할 경우 각 부노드의 패킷 송·수신부는 그림 1에서와 같이 구현될 수 있다. 송신부에서 광 패킷을 구성하는 데이터와 헤더(주소 캐리어)는 그림에서와 같이 같은 시간 길이(T)를 가지고 더해져 주파수 분할 다중화된 후 parallel 하게 광 전송된다. 그리고 수신부에서는 미리 할당된 자기 주소를 필터 열을 통해 검출함으로써 다파장 광 신호를 수신한다.

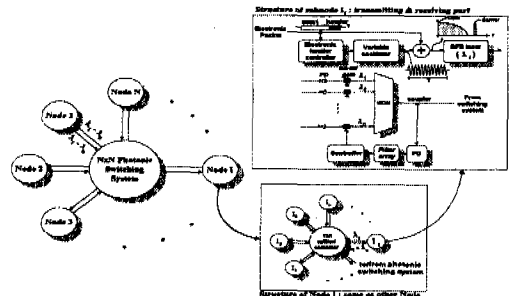


그림 1. 제안한 SCM 코딩 방식을 적용한 다파장 광 스위칭 네트워크의 구조와 각 부노드의 송·수신부 구조
Fig. 1 Generic architecture of multiwavelength packet switched networks employing the proposed SCM packet coding scheme, which also includes the structures of the transmitting and receiving parts of a subnode.

제안한 SCM 패킷 코딩 방식에서 입·출력 수와 사용 파장 수에 따른 주파수 캐리어의 수, 필요한 캐리어 대역폭 등이 스위칭 시스템 설계시 중요한 요소이다. 광 패킷 스위칭 시스템의 입·출력 수가 N 개이고 각 입력당 n 개의 파장을 사용한다면 시스템 구현시 $N \cdot n$ 개의 주소 캐리어가 요구된다. 그리고 각 주소 캐리어의 대역폭이 B [Hz] 일 경우

주소 캐리어 할당에 필요한 전체 대역폭은 $N \cdot n_2 \cdot B$ [Hz] 이다. 2.5 Gbps ATM 셀을 가정할 경우 패킷 내의 데이터와 헤더는 각각 170 ns의 길이를 갖는다. 그리고 패킷간의 간격이 패킷 길이와 같다고 가정하면 헤더 신호는 340 ns의 주기를 가질 수 있으므로 약 6 MHz의 대역폭을 갖는다. 따라서 헤더간의 간격은 최소 6 MHz 이상이어야 한다. 스위칭 시스템 입·출력 수가 10개이고 16개의 파장을 사용할 경우 2560개의 주소 캐리어가 필요하며 주소 캐리어 할당을 위해 요구되는 대역폭은 15 GHz 정도이다. 그러므로 입·출력 수와 파장 채널의 증가에 따라 주소 캐리어 할당을 위해 요구되는 대역폭이 커지지만 이는 넓은 발진 대역폭을 갖는 오실레이터와 대역 통과 필터 등의 초고주파 기술에 의해 해결될 수 있다.

표 1. 주소 캐리어 할당 방식($k=N-1, m=k \cdot n$)
Table 1. Address carrier assignment table
($k=N-1, m=k \cdot n$)

전송부		전송 노드	
		Node 1	Node 2
수신부	1	$f_1(\lambda_1)$... $f_1(\lambda_n)$	$f_2(\lambda_1)$... $f_2(\lambda_n)$
	2	$f_2(\lambda_1)$... $f_2(\lambda_n)$	$f_3(\lambda_1)$... $f_3(\lambda_n)$
수신 노드	Node 1	$f_{1,1}$... $f_{1,n}$	$f_{2,1}$... $f_{2,n}$
	Node 2	$f_{2,1}$... $f_{2,n}$	$f_{3,1}$... $f_{3,n}$
수신부	1	$f_1(\lambda_1)$... $f_1(\lambda_n)$	$f_2(\lambda_1)$... $f_2(\lambda_n)$
	2	$f_2(\lambda_1)$... $f_2(\lambda_n)$	$f_3(\lambda_1)$... $f_3(\lambda_n)$
수신 노드	Node 1	$f_{1,1}$... $f_{1,n}$	$f_{2,1}$... $f_{2,n}$
	Node 2	$f_{2,1}$... $f_{2,n}$	$f_{3,1}$... $f_{3,n}$
수신부	1	$f_1(\lambda_1)$... $f_1(\lambda_n)$	$f_2(\lambda_1)$... $f_2(\lambda_n)$
	2	$f_2(\lambda_1)$... $f_2(\lambda_n)$	$f_3(\lambda_1)$... $f_3(\lambda_n)$
수신 노드	Node 1	$f_{1,1}$... $f_{1,n}$	$f_{2,1}$... $f_{2,n}$
	Node 2	$f_{2,1}$... $f_{2,n}$	$f_{3,1}$... $f_{3,n}$

2. $N \times N$ 광 패킷 스위칭 시스템

광 패킷 스위칭 시스템은 N 개의 입·출력 포트, 패킷의 경로를 지정하는 패킷 라우터, 패킷간의 충돌을 해결하는 광 버퍼 그리고 스위칭 시스템을 제어하는 제어부로 구성된다^[6]. 그림 2에 이러한 기능 블록으로 구성되는 $N \times N$ 광 패킷 스위칭 시스템의 구조를 제시하였다. 패킷 라우터는 $1 \times N$ 분파기 (splitter)와 온-오프 게이트 스위치로 구성되며 완전 셔플(shuffle) 구조를 갖는다. 충돌 제어부는 N 입력 /1 출력 FIFO(first input first output) 버퍼로 구성된다. 광 버퍼로는 travelling 형, 루프 형 등의 구조가 사용될 수 있다. 그리고 스위칭 시스템을 위한 제어부는 광 수신기와 주소 캐리어 검출을 위한 RF 필터, envelope 검출기, 레벨 변환기 등으로 구현된다.

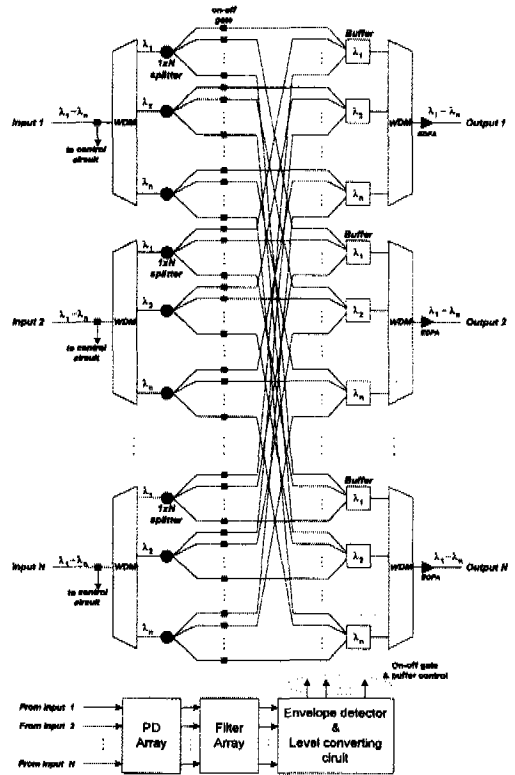


그림 2. $N \times N$ 다파장 광 패킷 스위칭 시스템의 구조
Fig. 2 The architecture of a $N \times N$ multiwavelength packet switching system

스위칭 시스템의 동작 원리는 다음과 같다. 파장 다중화된 입력 신호는 각 파장 별로 역다중화된 후 패킷 라우터에서 패킷 주소(주소 캐리어)에 따라 출력 포트에 라우팅 된다. 그리고 광 버퍼에서 같은 파장을 갖는 두개 이상의 패킷이 동시에 같은 출력으로 라우팅될 경우 발생하는 패킷간의 충돌을 해결한다. 충돌 해결된 패킷들은 다시 파장 다중화된 후 수신 노드로 전송된다. 스위칭 시스템의 제어신호 발생 방식을 두 개의 주파수 캐리어에 대해 설명하면 그림 3과 같다. 제어부 입력 신호를 광/전 변환하면 그림과 같이 T의 길이를 갖는 데이터와 같은 길이를 갖는 주소 캐리어 f_1, f_2 가 주파수 분할 다중화된 신호가 검출된다. 이 신호는 전기적으로 분파되어 대역통과 필터 1과 2로 입력된다. 대역 통과 필터 1에서는 f_1 주파수 성분만이 검출되고 대역통과 필터 2에서는 f_2 성분이 검출된다. 검출된 주소 캐리어 f_1 과 f_2 는 각각 envelope 검출기(R, C 회로와 비교기로 구성)와 레벨 변환기(switch driver)를 거쳐 광 스위칭 시스템 제어 신호로 인가된다.

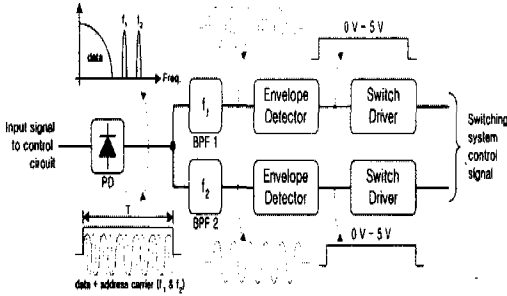


그림 3. 스위칭 시스템 제어신호 발생 방식
Fig. 3 Techniques of control signal generation for switching system.

그러나 기존의 SCM 코딩 방식이나 bit-serial 방식을 사용할 경우 헤더는 100 Mbps 내외의 속도를 갖는 비트들로 구성된다. 따라서 제어부에서 스위칭 시스템 제어를 위해 헤더를 구성하는 각 비트들을 (ATM 셀의 경우 16 비트) 인식해야 하므로 여러 논리 회로들로 구성되는 복잡한 하드웨어가 필요하며 100 ns 이상의 처리 시간이 요구된다. 헤더의 속도가 수백 Mbps나 수 Gbps일 경우 헤더 처리에 요구되는 시간은 감소할 수 있으나 제어부 하드웨어의 복잡성은 그대로 유지되고 수 GHz의 속도로 동작하는 논리 소자들을 개발해야하므로 시스템 제작시 제한 요소가 된다. 그러나 제안한 SCM 패킷 코딩 방식을 사용할 경우 전송한 바와 같이 스위칭 시스템 제어에 필요한 헤더 처리가 단순히 그림 3 과 같이 주소 캐리어 검출에 의해 이루어지므로 헤더의 비트들을 처리하는 기존의 방식들에 비해 헤더 처리 시간이 현저히 감소되며 제어부 구현에 필요한 하드웨어가 최소화 될 수 있다. 즉, 검출된 캐리어는 R(resistor), C(capacitor) 그리고 비교기로 구성되는 간단한 하드웨어에 의해 주소 인식에 필요한 시간 지연없이 스위치 제어 신호로 인가될 수 있다.

III. 광 패킷 스위칭 시스템의 성능 분석

광 패킷 스위칭 시스템의 성능을 열화시키는 요소는 여러 가지가 있다. 그 중 게이트 스위치로 사용되는 광 증폭기와 파장 역다중화기 등에서 발생하는 누화 성분과 SOA, EDFA 등의 광 증폭기에서 발생하는 ASE 잡음이 시스템 열화에 가장 큰 영향을 미친다^[7]. 본 장에서는 전송한 성분들에 의해 발생하는 스위칭 시스템 성능 열화 정도를 BER 을 통해 분석하였다.

BER 성능 분석에 사용한 시스템 모델은 그림 4 와 같다. 이것은 분석 신호가 거치는 광 경로를 나타낸 것이며 이 모델을 통해 분석 신호, λ_i 의 에러율을 계산하였다. 시스템 성능 분석시 고려한 가정들은 다음과 같다. 첫째, 성능 열화의 최악 조건을 위하여 광 패킷 스위칭 시스템의 모든 입·출력으로 패킷들이 전송된다 (fully loaded). 둘째, NRZ (non-return to zero) 형태를 갖는 데이터는 세기 변조(intensity modulation) 되고 pin 검출기에 의해 전기 신호로 변환된다. 셋째, 시스템 내에서 발생할 수 있는 광 신호의 반사와 편광의 효과는 무시할 정도이다.

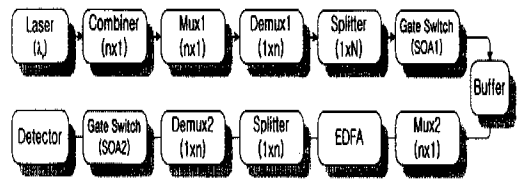


그림 4. 성능 분석에 사용한 시스템 모델
Fig. 4 Switching system modeling for performance evaluation.

1. 광 증폭기 모델

제한한 N×N 광 패킷 스위칭 시스템에는 두 종류의 광 증폭기, SOA와 EDFA를 사용한다. SOA는 신호의 경로를 지정하는 온오프 게이트 스위치로 사용되고 EDFA는 소자들에 의해 감쇠되는 광 신호를 보상하기 위해 사용된다. 여기서 SOA는 이상적인 TWA(travelling wave amplifier)로 가정하였다. 그리고 광 증폭기의 이득은 파장 변화에 따라 변하지 않는다고 가정하였고 증폭기 내에서 발생할 수 있는 다파장 채널간의 누화는 무시하였다. 광 증폭기의 포화 이득(saturated gain)은 다음 식으로 표현된다.

$$P_{in} = \frac{P_{sat}}{G-1} \ln \frac{G_o}{G} \tag{1}$$

여기서 G는 광 증폭기의 이득, G_o 는 입력 신호가 없을 때의 이득 그리고 P_{sat} 는 광 포화 전력(optical saturated power)을 나타낸다.

제한한 N×N 광 패킷 스위칭 시스템에는 2개의 SOA와 1개의 EDFA를 사용한다. 각 광증폭기에서 광 출력과 ASE 잡음은 다음과 같다.

$$P_{out, SOA1, 1/0} = P_{in, SOA1, 1/0} \cdot L_{in, SOA1} \cdot L_{out, SOA1} \cdot G_{SOA1} \tag{2.a}$$

$$P_{ASE, SOA1} = L_{out, SOA1} \cdot p \cdot n_{sp} \cdot (G_{SOA1} - 1) \cdot h\nu \cdot B_o \quad (2.b)$$

$$P_{out, EDFA, 1/0} = P_{in, EDFA, 1/0} \cdot L_{EDFA} \cdot G_{EDFA} \quad (4)$$

$$P_{ASE, EDFA} = L_{EDFA} \cdot G_{EDFA} \cdot P_{ASE, SOA1} + L_{out, EDFA} \cdot p \cdot n_{sp} \cdot (G_{EDFA} - 1) \cdot h\nu \cdot B_o \quad (5)$$

$$P_{out, SOA2, 1/0} = P_{in, SOA2, 1/0} \cdot L_{SOA2} \cdot G_{SOA2} \quad (6)$$

$$P_{ASE, SOA2} = L_{SOA2} \cdot G_{SOA2} \cdot P_{ASE, EDFA} + L_{out, SOA2} \cdot p \cdot n_{sp} \cdot (G_{SOA2} - 1) \cdot h\nu \cdot B_o \quad (7)$$

여기서 1/0은 데이터 '1' 또는 '0'일 경우를 나타낸다. 그리고 $L_{in, SOA1}$ 과 $L_{out, SOA1}$ 는 각각 SOA 입·출력부에서의 결합 손실(coupling loss) 이고 G_{SOA1} 은 SOA의 이득이다. LEDFA는 $L_{in, EDFA}$ · $L_{out, EDFA}$ 를 나타낸다. LSOA2는 $L_{in, SOA2}$ · $L_{out, SOA2}$ 로써 $L_{in/out, SOA1}$ 과 같은 값을 가지며 $G_{SOA1} = G_{SOA2}$ 라 가정하였다. 그리고 ν 는 증폭기 대역폭의 중심 파장, B_o 는 유효 광 대역폭(effective optical bandwidth), n_{sp} 는 자연 방출 변수(spontaneous emission factor)를 나타낸다. 그리고 p 는 증폭기의 편광 민감도(polarization sensitivity)에 의한 변수인데 편광에 민감하지 않을 경우 2의 값을 갖는다.

2. 누화 모델

제한한 광 패킷 스위칭 시스템에서는 두 가지 누화 성분이 발생한다. 첫째 누화 성분은 SOA의 이상적이지 않은 온-오프 비에 기인한다. 이것은 분석 신호와 같은 파장을 갖는데 수신기에서 신호와 beating을 일으킨다. 이것을 homowavelength 누화 또는 coherent 누화라 하는데 수신기에서 신호-누화 beat 잡음(signal-crosstalk beat noise)이 된다. 이 잡음이 광 수신기 대역폭의 수신 대역내에 위치하면 시스템 성능 열화에 가장 큰 영향을 미친다. 또 다른 누화 성분은 파장 역다중화기에서 발생하는 incoherent 누화인데 이것은 분석 신호와 다른 파장을 가지므로 단순한 전력 증가로 표현된다. 그러나 광 필터를 통해 누화 신호가 제거되므로 시스템 열화에 큰 영향을 미치지 않는다. 누화 모델 분석시에는 신호 파장에 인접한 두 채널만을 고려하였다. 첫번째 역다중화기에서 발생하는 누화 전력은 아래 식으로 표현된다.

$$P_{crosstalk, demux1} = C_{demux1} \cdot P_1 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} d_i(t)$$

$$= 2C_{demux1} \cdot P_1 \quad (8)$$

여기서 P_1 은 데이터 '1'의 광 전력을 나타내고 $di(t)$ 는 데이터가 '1'일 경우 $di(t)=1$, 데이터가 '0'일 경우 $di(t)=r$ (extinction ratio)을 나타낸다. 그리고 C_{demux1} 은 역다중화기의 전력 누출비(power leakage ratio)를 나타낸다. 두번째 역다중화기에서 발생하는 incoherent 누화 전력은 다음과 같다.

$$P_{crosstalk, demux2} = 2C_{demux2} \cdot P_{\lambda_i, out, EDFA} \quad (9)$$

여기서 $P_{\lambda_i, out, EDFA}$ 는 EDFA 출력에서 λ_i 신호의 전력을 나타낸다. 마지막으로 고려할 누화 성분은 SOA1의 온-오프 비에 의해 발생하는 homowavelength 누화이다. 이 누화 성분들은 버퍼에서 신호 성분과 합해진다. 이 누화 성분은 분석 신호와 같은 파장을 가지며 beat 잡음의 원인이 되는데 homowavelength 누화 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$P_{crosstalk, buffer} = \sum_{i=1}^{N-1} C_{on-off} \cdot P_{in, SOA1, 1/0} \quad (10)$$

여기서 C_{on-off} 는 SOA1의 온-오프 비를 나타내며 $C_{on-off} = G_{off}/G_{on}$ 으로 정의된다. 그리고 N 은 입·출력 수를 나타낸다. 만일, $N-1$ 개의 누화 채널 중 k 개가 데이터 '1'을 가질 경우 누화 전력은 다음과 같다.

$$P_{crosstalk, buffer, k} = k \cdot C_{on-off} \cdot P_{in, SOA1, 1} + (N-1-k) \cdot C_{on-off} \cdot P_{in, SOA1, 0} \quad (11)$$

전술한 바와 같이 homowavelength 누화는 수신기에서 분석 신호와 beating을 일으킨다. 이것은 시스템의 성능을 열화시키는 신호-누화 beat 잡음이 된다. 그리고 이 beat 잡음은 신호와 누화의 편광에 따라 변화하는데 최악의 상황(worst case)을 고려하여 신호와 누화의 편광이 같다고 가정할 경우 수신기에 입력되는 광 필드는 다음과 같다.

$$E(t) = \sqrt{2P_s(t)} \cdot \sin(\omega t + \phi_s(t)) + \sum_{i=1}^{N-1} \sqrt{2C_{on-off} \cdot P_i(t)} \cdot \sin(\omega t + \phi_i(t)) \quad (12)$$

여기서 두 성분은 각각 신호와 누화의 광 필드를 나타내며 $P_s(t)$ 는 분석 신호 전력, $P_i(t)$ 는 다른 입력부에 위치하는 $N-1$ 개의 SOA1의 입력 전력이다. 그

리고 ϕ_s, ϕ_i 는 각각 분석 신호와 누화의 위상을 나타낸다.

식 (12)를 통해 광 전력을 구하면 다음과 같다.

$$P(t) = P_s + \sum_{i=1}^{N-1} 2\sqrt{C_{on-off} \cdot P_s \cdot P_i} \cdot \cos(\phi_s - \phi_i) + \sum_{i,j=1, (i,j)}^{N-2} 2C_{on-off} \cdot \sqrt{P_i \cdot P_j} \cdot \cos(\phi_i - \phi_j) + \sum_{i=1}^{N-1} C_{on-off} \cdot P_i \quad (13)$$

여기서 첫째 성분은 분석 신호의 광 전력, 둘째 성분은 신호-누화 beat 잡음, 셋째 성분은 누화-누화 beat 잡음이고 넷째 성분은 누화 광 전력이다. 이때 셋째 성분은 그 값이 나머지 세 성분에 비해 무척 작으므로 무시할 수 있다.

신호-누화 beat 잡음은 신호와 누화의 편광에 따라 변화하는데 최악의 상황(worst case)을 고려하여 신호와 누화가 같은 편광을 갖는다고 가정할 경우 평균 광 전력과 분산은 다음과 같다^[8].

$$E[P(t)] = P_s + \sum_{i=1}^{N-1} C_{on-off} \cdot P_i \quad (14)$$

$$\sigma_{c,1/0}^2 = 2 \cdot \sum_{i=1}^{N-1} C_{on-off} \cdot P_s \cdot P_i \quad (15)$$

만일 분석 신호와 누화 성분의 편광이 random 하다면 평균 광 전력은 그대로 유지되고 분산은 반으로 줄어든다. 이것을 (16), (17)에 나타내었다.

$$E[P(t)] = P_s + \sum_{i=1}^{N-1} C_{on-off} \cdot P_i \quad (16)$$

$$\sigma_{c,1/0}^2 = \sum_{i=1}^{N-1} C_{on-off} \cdot P_s \cdot P_i \quad (17)$$

3. BER 성능 분석

광 수신기가 pin 검출기이고 열잡음, 산탄잡음, 누화 잡음 그리고 ASE 잡음이 Gaussian 분포를 갖는다고 가정하고 데이터 '1'과 '0'이 동일 확률을 가지고 발생된다고 가정하면 Gaussian 근사화에 의해 BER은 식 (18)로 표현된다.

$$BER = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \cdot \left[\int_{Q_0}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt + \int_{Q_1}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \right] \quad (18)$$

누화 잡음은 데이터 '1'의 개수에 따라 N 개의

전력 크기를 갖는다. 따라서 모든 경우를 고려한 BER은 식 (19)와 같다.

$$P_e = \sum_{i=0}^{N-1} BER \cdot P_{B[i]} \\ = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \cdot \left[\int_{Q_{0,i}}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt + \int_{Q_{1,i}}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \right] \cdot P_{B[i]} \quad (19)$$

여기서 $P_{B[i]}$ 는 i 개의 누화 채널이 데이터 '1'을 가질 확률로써 다음과 같이 표현된다.

$$P_{B[i]} = P_{B[i] = i} \cdot C_{on-off} \cdot P_{in,SOA1,1} + (N-1-i) \cdot C_{on-off} \cdot P_{in,SOA1,0} \\ = \frac{(N-1)!}{i! \cdot (N-1-i)!} \cdot \frac{1}{2^{N-1}} \quad (20)$$

그리고 $Q_{0,i}$ 와 $Q_{1,i}$ 는 다음과 같다.

$$Q_{0,i} = \frac{T_{opt} - S_{out,0,i}}{\sqrt{N_{0,i}}} \quad (21.a)$$

$$Q_{1,i} = \frac{S_{out,1,i} - T_{opt}}{\sqrt{N_{1,i}}} \quad (21.b)$$

여기서 $S_{out,1/0,i}$ 는 수신 전류로써 아래와 같이 표현된다.

$$S_{out,1/0,i} = \frac{\eta E}{h\nu} \cdot P_{out,1/0,i} \\ = \frac{\eta E}{h\nu} \cdot [P_{signal,1/0} + P_{crosstalk,1/0,i}] \quad (22)$$

그리고 T_{opt} 는 BER을 최소로 하는 임계치(threshold)로써 다음 식으로 표현된다.

$$T_{opt} = \frac{\sqrt{N_{0,i}} \cdot S_{out,1,i} + \sqrt{N_{1,i}} \cdot S_{out,0,i}}{\sqrt{N_{0,i}} + \sqrt{N_{1,i}}} \quad (23)$$

그리고 $N_{0,i}$ 와 $N_{1,i}$ 는 데이터가 '0'과 '1'일 때 시스템 전체 잡음 전류로써 식 (24)과 같다.

$$N_{1/0,i} = N_{thermal} + N_{shot,1/0} + N_{signal-ASE,1/0} + N_{ASE-ASE} + N_{crosstalk,1/0,i} \quad (24)$$

여기서 각 성분은 아래와 같이 표현된다^[9].

$$N_{thermal} = I_{th}^2 \cdot B_e \quad (25.a)$$

$$N_{shot,1/0} = 2 \cdot \frac{\eta E^2}{h\nu} [P_{out,1/0,i} + N_{eff} \cdot B_e] \cdot B_e \quad (25.b)$$

$$N_{\text{signal-ASE},1/0} = 2 \left(\frac{\eta e}{h\nu} \right)^2 \cdot [2 \cdot P_{\text{out},1/0,i} \cdot N_{\text{eff}}/p] \cdot B_e \quad (25.c)$$

$$N_{\text{ASE-ASE}} = 2 \cdot \left(\frac{\eta e}{h\nu} \right)^2 \cdot N_{\text{eff}}^2/p \cdot (B_o B_e - \frac{B_e^2}{2}) \quad (25.d)$$

$$N_{\text{crosstalk},1/0,i} = \left(\frac{\eta e}{h\nu} \right)^2 \cdot \sigma_{c,1/0,i}^2 \quad (25.e)$$

여기서 I_{th} 는 열잡음 전류 밀도, e 는 전자의 전하량, h 는 플랑크 상수, η 양자 효율, N_{eff} 는 ASE 잡음의 유효 스펙트럼 밀도, B_e 는 광 수신기 대역폭을 나타낸다.

표 2. 광 패킷 스위칭 시스템 성능 분석에 사용한 변수
Table 2. Parameters for performance evaluation of switching system

Bit rate	R_b	2.5 Gbps
Receiver bandwidth	B_e	1.75 GHz
Central wavelength	λ	1.55 μ m
Effective optical bandwidth	B_o	50 GHz
Thermal noise current	I_{th}	10 pA/ \sqrt{Hz}
Optical gain of SOA with zero input	$G_{0,SOA}$	15 dB
Saturation power of SOA	$P_{sat,SOA}$	6 dBm
Spontaneous emission factor of SOA	$\eta_{sp,SOA}$	3.5
Input coupling loss of SOA	$L_{in,SOA}$	3 dB
Output coupling loss of SOA	$L_{out,SOA}$	5dB
Optical gain of EDFA with zero input	$G_{0,EDFA}$	20 dB
Saturation power of EDFA	$P_{sat,EDFA}$	13 dBm
Spontaneous emission factor of EDFA	$\eta_{sp,EDFA}$	1.5
Input coupling loss of EDFA	$L_{in,EDFA}$	2 dB
Output coupling loss of EDFA	$L_{out,EDFA}$	3 dB

본 논문에서는 분석 신호와 누화 성분의 편광이 같을 경우와 random 할 경우를 가정하여 시스템 성능을 평가하였다. 시스템 성능 분석에 사용한 변수를 표 2와 같다. 그림 5는 SOA의 온오프 비 증가에 따른 시스템 열화 정도를 나타내는데 온오프 비 증가에 따라 시스템 성능이 크게 열화된다. 신호

와 누화간의 편광이 같다고 가정하면 SOA의 온오프 비가 -29 dB 이상일 경우 10⁻⁹ 이하의 BER을 얻을 수 있다. 분석 신호와 누화의 편광이 random 할 경우가 편광이 같을 때에 비해 0.5 dB~10 dB 정도 낮은 성능을 갖는다. 노드 수가 32, 부노드 수가 16 그리고 온오프 비가 -30 dB일 경우 10⁻⁹ 이하의 BER 성능을 얻기 위해서는 수신기 입력이 -15 dBm ($\overrightarrow{P_{\text{signal}}} = \overrightarrow{P_{\text{crosstalk}}}$), -19.5 dBm (randomly polarized) 이상이어야 한다. 그림 6은 extinction ratio($r = P_0/P_1$)의 증가에 따른 시스템 성능을 나타낸다. Extinction ratio가 증가할수록 시스템 성능이 열화되며, $\overrightarrow{P_{\text{signal}}} = \overrightarrow{P_{\text{crosstalk}}}$ 일 때 extinction ratio가 -10 dB 이상이면 10⁻⁹ 이하의 BER을 얻을 수 있다. 분석 신호와 누화의 편광이 random 할 경우가 편광이 같을 때에 비해 2 dB 이상 낮은 성능을 갖는다. 노드 수가 32, 부노드 수가 16, 온오프 비가 -32 dB 그리고 extinction ratio가 -20 dB일 경우 수신기 입력이 -19 dBm ($\overrightarrow{P_{\text{signal}}} = \overrightarrow{P_{\text{crosstalk}}}$), -20.5 dBm (randomly polarized) 이상이어야 10⁻⁹ 이하의 BER 성능을 얻을 수 있다. 그림 7에 노드 수 증가에 따른 BER 성능을 나타내었다. 노드 수가 증가하면 누화 성분이 증가하므로 시스템 성능이 열화된다. $\overrightarrow{P_{\text{signal}}} = \overrightarrow{P_{\text{crosstalk}}}$ 일 때 노드 수가 64이하이면 10⁻⁹ 이하의 BER을 얻을 수 있다. 분석 신호와 누화의 편광이 같을 경우가 편광이 random 할 경우에 비해 0.1 dB~9 dB 이상 낮은 성능을 갖는다. 부노드 수가 16, 온오프 비가 -32 dB, extinction ratio가 -20 dB 그리고 노드 수가 32일 경우 송신기 출력이 -4 dBm ($\overrightarrow{P_{\text{signal}}} = \overrightarrow{P_{\text{crosstalk}}}$), -5.5 dBm (randomly polarized) 이상이어야 10⁻⁹ 이하의 BER 성능을 얻을 수 있다.

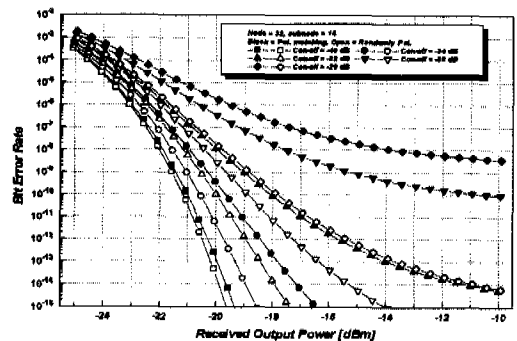


그림 5. SOA 온오프 비 증가에 따른 BER 성능
Fig. 5 BER vs. on-off ratio of SOA

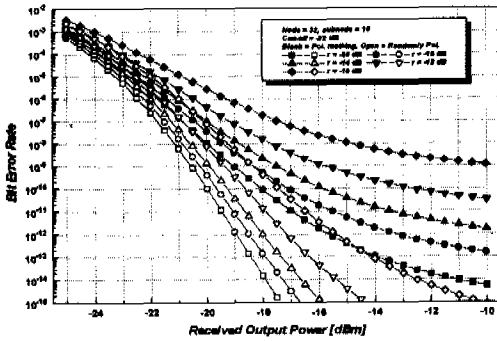


그림 6. Extinction ratio 증가에 따른 BER 성능
Fig. 6 BER vs. extinction ratio

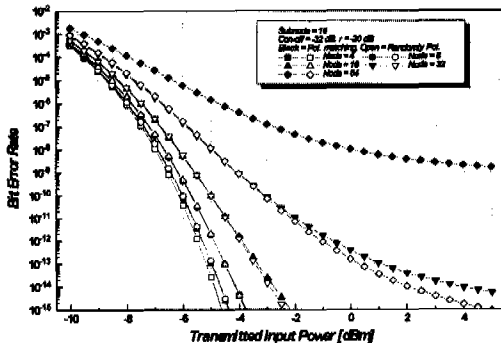


그림 7. 노드 수 증가에 따른 BER 성능
Fig. 7 BER vs. number of nodes

IV. 결론

본 논문에서는 할당된 주파수 캐리어의 유휴에 따라 스위칭 시스템을 제어할 수 있는 새로운 SCM 패킷 코딩 방식을 적용한 다파장 광 패킷 스위칭 시스템을 제안하였다. 이 방식은 필터 열을 통해 주파수 캐리어를 검출하여 스위칭 시스템을 제어하므로 기존 방식들에 비해 빠른 스위칭 시스템 제어 속도를 갖는다. 따라서 패킷 지연이 최소화되므로 고속의 광 패킷 스위칭 시스템 구현에 적합한 방식이다. 그리고 전자제어부 구성시 PLL 등을 이용한 헤더 비트, 동기신호의 복원이 불필요하므로 제어회로의 복잡성을 줄일 수 있다. 그리고 이러한 코딩 방식에 적합한 광 패킷 스위칭 시스템의 구조를 제안하였고 시스템 제어 방식을 제시하였다. 또한 각 부노드의 광 패킷 송신단과 수신단의 구조를 제안하였다. 그리고 누화과 ASE 잡음에 의해 발생하는 광 패킷 스위칭 시스템의 성능 열화 정도를 BER을 통해 분석하였다. 신호와 누화간의 편광이 같다고 가정하면

SOA의 온-오프 비가 -29 dB 이상일 경우 10⁻⁹ 이하의 BER을 얻을 수 있다. Extinction ratio이 증가할수록 시스템 성능이 열화되는데, 신호 성분과 누화 성분이 편광이 같을 경우 extinction ratio가 -10 dB 이상이면 10⁻⁹ 이하의 BER을 얻을 수 있다. 그리고 노드 수가 증가하면 누화 성분이 증가하므로 시스템 성능이 열화된다. 신호 성분과 누화 성분이 편광이 같을 때 노드 수가 64이면 10⁻⁹ 이하의 BER을 얻을 수 있다.

참고 문헌

- [1] F. Masetti, J. Benoit, F. Brillouet, J. M. Gabriagues, A. Jourdan, M. Renaud, et al., "High speed, high capacity ATM optical switches for future telecommunication transport networks," IEEE J. On Select. Areas Commun., vol. 14, no. 5, pp. 979-998, June 1996.
- [2] 이기철, 이성철, 이성근, 정지채, 강철희, 박진우, "충돌제어 기능을 갖는 광 패킷 스위칭 시스템 연구," 전자공학회 논문지, 제 34 권, 제 8 호, pp. 52-61, 1997. 8.
- [3] D. J. Blumental, Paul R. Prucnal, Jon r. Sauer, "Photonic packet switches: architectures and experimental implementations," Proc. of the IEEE, vol. 82, no. 11, pp. 1650-1667, November 1994.
- [4] A. Budman, E. Eichen, J. Schlafer, R. Olshansky, F. McAleavey, "Multigigabit optical packet switch for self-routing networks with subcarrier addressing," OFC '92 Tech. Digest, pp. 90-91, 1992.
- [5] B. H. Wang, K. Y. Yen, W. I. Way, "Demonstration of gigabit WDMA networks using parallelly processed subcarrier hopping pilot-tone (P3) signaling techniques," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 8, no. 7, pp. 933-934, July 1996.
- [6] Piero Gambini, et al., "Photonic packet switching based on fiber memories," Photonics in Switching, Sendai, vol. 1, pp. 2-3, April 1996.
- [7] S. Yang, et al., "Impact of crosstalk induced beat noise on the size of semiconductor laser

amplifier based optical space switch structures," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 8, no. 7, pp. 894-896, July 1996.

- [8] Jingyu Zhou, et al., "Crosstalk in multiwavelength optical cross-connect networks," IEEE J. of Lightwave Technol., vol. 14, no. 6, pp. 1423-1435, June 1996.
- [9] Rajiv Ramaswami, et al., "Amplifier induced crosstalk in multichannel optical networks," IEEE J. of Lightwave Technol., vol. 8, no. 12, pp. 1882-1896, December 1990.

1989년 3월~현재 : 고려대학교 전기전자전파공학부
부교수

<주관심분야> 광전송망, 광고환, 통신 시스템 등

이 기 철(Ki-Cheol Lee)

정회원



1995년 2월 : 고려대학교 전자
공학과 학사

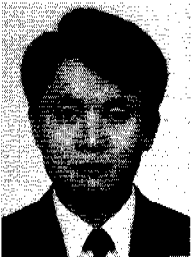
1997년 2월 : 고려대학교 전자
공학과 석사

1997년 3월~현재 : 고려대학교
전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 광고환, 광전송, 광전달망 등

이 성 철(Sung-Cheol Lee)

정회원



1994년 2월 : 고려대학교 전자
공학과 학사

1996년 2월 : 고려대학교 전자
공학과 석사

1996년 3월~현재 : 고려대학교
전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 광고환, 광전송망 등

박 진 우(Jin-Woo Park)

정회원

1979년 : 고려대학교 전자공학과 학사

1983년 : 클렘슨 대학교 전기전자공학과 석사

1987년 11월 : 버지니아 주립공과대학교 전기 및 전
자공학과 박사

1988년 3월~1989년 2월 : 명지대학교 전자공학과
전임강사