

광소자에서의 손실을 고려한 WDM 다중홉 망설계에 관한 연구

송 재 연[†] · 김 장 복^{††}

요 약

본 논문에서는 기존의 논문들이 이상적인 소자들을 가정한 데 비해, WDM 망에서 사용되는 광소자들의 손실특성을 분석하여 수식화하고 이를 이용하여 광경로 설정을 하였다. 비어있는 파장이 있을 경우, 이들 후보 경로중에서 일정 기준 SNR을 만족하면서 최적인 경로를 선택하였다. 그 결과, 파장변환기의 입출력 파장간격에 따라 호저절확률이 변화가 있음을 확인했으며 보다 실제적인 망설계의 방법을 제시하였다.

A Study on WDM Multihop Network Modeling with Optical Component Losses

Jae-Youn Song[†] · Chang-Bock Kim^{††}

ABSTRACT

In this paper, compared with considering the ideal components in other papers, loss characteristics of optical components in WDM network are analysed, formulas are derived. Using them, optical paths are determined. When a free wavelength is exist, it is chosen the optimal path satisfying a certain level SNR. As a result, the blocking probability is varied with wavelength spacing of input/output of wavelength converter. Thus, we presented more realistic network modeling method.

1. 서 론

최근 들어 수요자의 대역폭 요구가 커짐에 따라 파장분할다중화(WDM : Wavelength Division Multiplexing)를 중심으로 하는 광통신망에 대한 연구가 활발하게 진행되어 왔다. WDM 가상망 토폴로지를 설계하는 연구는 많이 확장되어 왔음에도 불구하고 이 알고리즘들은 기본적으로 오류가 없는 통신을 전제로 해왔다. 그러나 실제의 망에서는 광증폭기로부터의 잡음과 광스위치로부터의 잡음은 신호를 열화시켜 상당히 큰 비트오율(BER)을 가져온다. 이러한 비트오율

로 말미암아 망자원의 부족으로 인한 호저절뿐만 아니라 신호의 열화로 인한 손실로 '호저절 효과'(blocking effect)가 나타난다. 따라서 망의 성능을 저하시키지 않도록 일정수준의 BER 또는 일정 품질이상의 SNR을 원할 경우, 반드시 물리적인 제약을 고려해야 올바른 분석이 가능하다.

본 논문에서는 기존의 광소자의 물리적 특성뿐만 아니라 제한 파장변환기로 사용되고 있는 FWM(Four Wave Mixing) 파장변환기의 물리적 특성을 분석하여 이를 ASE(Amplified Spontaneous Emission)잡음의 원인으로 고려하여 수식을 유도하였다. 실제 광증폭기와 파장변환기는 손실을 흡수하는 역할도 있으나 자체에서도 또한 잡음이 발생하기 때문이다. 파장변환기는 호저절확률이 높고 상대적으로 망설계가 복잡한 단일

† 정 회 원 : 홍익대학교 대학원 전자공학과

†† 정 회 원 : 홍익대학교 전자공학과 교수

논문접수 : 2000년 6월 26일, 심사완료 : 2000년 7월 25일

흡망을 다중흡망으로 만들어 라우팅이 용이하게 하는 역할을 하는 소자이다. 하지만, 이는 아직까지 고가의 장비로 모든 노드와 모든 포트(port)에 설치하기에는 경제적인 손실이 크다. 또한 입력과 출력의 변환이 자유로운 이상적인 변환기의 경우는 더 그러하다. 또한 입력 파장과 출력 파장간의 차이의 크기가 파장변환기가 만들어내는 잡음에 영향을 미친다. 뿐만 아니라 이제까지의 연구결과에[5] 의하면 제한적인 파장변환도 이상적인 파장변환에 비하여 망의 호저절율이 필적할 만한 결과를 나타내는 것으로 보고되고 있으므로 경제적인 면과 변환효율(conversion efficiency)면에서 제한 파장변환기의 사용이 유리하다고 할 수 있다. 따라서 현재 기술단계에 적합한 망설계방식인 다중흡망에서 사용되는 파장변환기의 물리적 특성을 망설계에 고려하여 그 영향을 분석하였다. 분석을 용이하게 하기 위하여 누화의 크기는 이상적인(ideal) 경우로 한정하여 적용하였다. 변환기 자체의 특성, 변환파장폭과 변환효율에 따른 잡음의 크기를 계산하여 일정 이상의 SNR를 가지는 광경로 설정에 적용하였다.

이제까지의 연구를 살펴보면 다음과 같다. 물리적인 요소를 고려하였으나, 사용면에서 유리한 광도메인에서의 파장변환기가 아닌 전/광 파장변환기를 사용하였으며 파장변환기 자체가 주는 잡음은 고려하지 않고, 높아진 BER 흡수만을 고려한 경우가 있었다[10]. 또 [9]의 경우, 파장변환기가 포함된 망의 성능을 파장변환기 자체의 물리적 제약은 무시하고 호저절확률을 계산하였다. [6]에서는 파장변환기를 사용하지 않는 단일 흡망을 생각하였다. [5]의 경우는 누화는 무시하고 ASE 잡음을 중심으로 한 손실을 고려하였으나 Q-factor나 SNR를 사용하는 일반적인 수식으로 정리되지 않아 다른 손실들과 동일한 수식으로 전개하기 어렵다.

따라서 본 논문에서는 실제 물리적인 광소자의 영향을 고려한 망설계를 제안하였다. 다중흡망을 전제로 하여 파장변환기 자체발생잡음을 다른 광소자들의 물리적 특성과 함께 SNR를 이용한 일반적인 수식으로 도출하고 이를 망설계에 이용하였다. 그 결과 호저절율을 증가시키지 않으면서 실제용용가능하고 효과적인

가상망설계를 할 수 있었다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저, 광소자손실과 누화에 대한 수식을 유도하고, 이를 바탕으로 한 광경로설정 알고리즘을 설명한 뒤, 실험결과를 분석하고 결론을 맺는다.

2. 본 론

2.1 광소자손실, 누화계산

본 논문에서 고려한 대표적인 오류원인으로는 EDFA(Erbium-Doped Fiber Amplifiers)의 ASE잡음과 OXC(Optical Cross-Connects)의 신호 누출로 인한 누화(crosstalk)가 있다. 그 외 광분산(fiber dispersion), 비선형성등은 망의 크기가 수백 km이상 되는 망에서 주요한 요소로 작용하나 본 논문에서는 노드간 거리를 100km대로 가정하였으므로 고려하지 않았다. 또한 WAN 이상의 망에서 사용되는 in-line amplifier도 또한 고려하지 않았다. spontaneous-emission 잡음은 연속(cascade)된 각 증폭기에서 발생하여 전송라인을 따라 전파되며 중간 노드의 증폭기에서 신호와 함께 증폭된다. 이를 ASE 잡음이라고 하며 이는 목적지에 도착하기 전 시스템에 영향을 미친다. 본 논문에서의 망설계를 위한 광경로 설정은 다음과 같다. 연결 요구가 발생하면 호요구(call request)시간동안 목적지까지 후보가 되는 광경로의 SNR를 수식에 의하여 계산하고 이에 따라 최소의 손실을 가지는 경로로 설정한다. 이 경로는 현재 연결되어 있는 경로에는 영향을 미치지 않는다고 가정하였다. 이는 최단 경로 라우팅(shortest-path routing)의 "cost" 설정의 한 방법으로도 볼 수 있다. 본 논문에서 고려한 WRN(wavelength routing node)의 손실과 이득요소들은 (그림 1)과 같다.

특히 파장변환기의 경우 이의 성능은 입력파장과 출력파장의 차이에 많은 영향을 받는다. 즉, 파장변환기에서 발생하는 ASE잡음은 입, 출력파장 차이의 함수로 정리될 수 있다. 먼저 광소자들의 손실과 누화 수식을 유도하였다.

λ_i 은 사용파장, k 는 목적지까지 노드수이다. $p_{sig}(k, \lambda_i)$



(그림 1) WRN의 손실/이득 파라미터 요소들

은 신호전력을, $p_{xt}(k, \lambda_i)$ 는 신호의 누화, $p_{ASE}(k, \lambda_i)$ 는 ASE 잡음을 나타낸다. 단, $p_{sig}(t, \lambda_i)$ 는 중간 노드이다. 먼저 신호전력을 보면 다음과 같다.

$$p_{sig}(k, \lambda_i) = p_{sig}(k-1, \lambda_i)L_f(k-1, k) \times G_{in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap}^2 \quad (1)$$

$$p_{sig}(0, \lambda_i) = p_{in}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap} \quad (2)$$

(단, $p_{sig}(0, \lambda_i)$ 는 출발노드의 출력)

$$p_{sig}(t, \lambda_i) = p_{sig}(t-1, \lambda_i)L_f(t-1, t) \times G_{in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap}^2 \quad (3)$$

$$p_{sig}(t, \lambda_i) = p_{sig}(0, \lambda_i)[L_f(t-1, t) \times G_{in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap}^2]^t = p_{in}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap}[L_f(t-1, t) \times G_{in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap}^2]^t \quad (4)$$

$$p_{sig}(k, \lambda_i) = p_{sig}(k-1, \lambda_i) \times [L_f(k-1, k)L_{tap}G_{in}L_{dm}L_{sw}] \times [L_f(k-1, k) \times G_{in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap}^2]^{k-1} \times [L_f(k-1, k)L_{tap}G_{in}L_{dm}L_{sw}] = p_{in}L_{sw}[L_f(k-1, k) \times G_{in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap}^2]^k \quad (5)$$

이 때, 출력단 광증폭기의 출력에서 전체 손실과 이득이 동일하다고 가정하면

$$[L_f(k-1, k)G_{in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap}^2] = 1$$

이므로 식 (5)은 식 (6)과 같다.

$$\therefore p_{sig}(k, \lambda_i) = p_{in}L_{sw} \quad (6)$$

다음은 ASE잡음으로 식 (7)은 전단에서의 누적과 파장다중화기와 역다중화기에 의한 잡음인 p_{ASE-in} 와 $p_{ASE-out}$, 그리고 파장변환기에 의한 잡음 $p_{ASE,C}$ 으로 구성되었다.

$$p_{ASE}(k, \lambda_i) = p_{ASE}(k-1, \lambda_i)[L_f(k-1, k) \times G_{in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap}^2] + p_{ASE-in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap} + p_{ASE-out}L_{tap} + p_{ASE,C}L_{mx}G_{out}L_{tap} \quad (7)$$

$$p_{ASE}(0, \lambda_i) = p_{ASE-in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap} + p_{ASE-out}L_{tap} + p_{ASE,C}L_{mx}G_{out}L_{tap} \quad (8)$$

$$p_{ASE}(t, \lambda_i) = p_{ASE}(t-1, \lambda_i)[L_f(t-1, t) \times G_{in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out}L_{tap}^2] + p_{ASE}(0, \lambda_i) \quad (9)$$

이 때, 식 (5)에서처럼 식 (9)는 식 (10)으로 정리된다.

$$p_{ASE}(k, \lambda_i) = p_{ASE}(k-1, \lambda_i) + p_{ASE}(0, \lambda_i) \quad (10)$$

$$p_{ASE}(k-1, \lambda_i) = p_{ASE}(0, \lambda_i) + p_{ASE}(0, \lambda_i)(k-1) = k \times p_{ASE}(0, \lambda_i) \quad (11)$$

이는 등차수열이므로, $k=0$ 부터 식 (11), (12)과 같이 정리되어 식 (13)과 같다. 이 때의 ASE 잡음전력 모델은 식 (14)이다.

$$p_{ASE}(k, \lambda_i) = p_{ASE}(k-1, \lambda_i)L_f(k-1, k) \times L_{tap}G_{in}L_{dm}L_{sw} = k \times p_{ASE}(0, \lambda_i)L_f(k-1, k) \times L_{tap}G_{in}L_{dm}L_{sw} = k \times [p_{ASE-in}L_{dm}L_{sw}L_{mx}G_{out} \times L_{tap}L_f(k-1, k)L_{tap}G_{in}L_{dm}L_{sw} + p_{ASE-out}L_{tap}L_f(k-1, k) \times L_{tap}G_{in}L_{dm}L_{sw} + p_{ASE,C}L_{mx}G_{out}L_{tap}] \quad (12)$$

$$p_{ASE}(k, \lambda_i) = k \times [p_{ASE-in}L_{dm}L_{sw} + p_{ASE-out}L_{tap}L_f(k-1, k) \times L_{tap}G_{in}L_{dm}L_{sw} + p_{ASE,C}L_{mx}G_{out}L_{tap}] \quad (13)$$

$$p_{ASE}(\lambda_i) = 2n_{sp}(G(\lambda_i) - 1)h\nu_i B_o \quad (14)$$

식 (15)는 광소자의 누화수식이다. 보통 동일채널간 누화가 다른 채널간 누화보다 10dB이상 크다고 보고 되었기 때문에[4], 광스위치에서 발생하는 동일채널간 누화만을 고려하여 식을 전개하였다. 또한 본 논문에서는 누화보다는 손실에 중점을 두었고, 채널의 누화가 역다중/다중화기 누화비보다 주된 요소이므로[4] 채널간 누화만을 고려하였다.

$$p_{xt}(k, \lambda_i) = 2X_{sw}p_{sig} \quad (15)$$

이와 같은 식을 이용한 신호의 SNR는 다음과 같이 계산된다[8]. R은 광검출기 반응도, Be는 전자적인 필터의 대역폭, Rb는 비트율, Bo는 광필터 대역폭, N은 누화를 일으키는 요소의 개수가 된다.

$$Q = SNR = \frac{RP_{sig}}{\sqrt{X(1)+X(0)}} \quad (16)$$

$$X(1) = \sigma_{sig-ASE}^2 + \sigma_{ASE-ASE}^2 + \sigma_{sig-XT}^2 + \sigma_{XT-ASE}^2 + \sigma_{XT-XT}^2 \quad (17)$$

$$X(0) = \sigma_{XT-XT}^2 + \sigma_{XT-ASE}^2 + \sigma_{ASE-ASE}^2 \quad (18)$$

$$\sigma_{sig-XT}^2 = R^2 \frac{P_{sig}P_{XT}}{2} \quad (19)$$

$$\sigma_{XT-XT}^2 = R^2(N-1) \frac{P_{XT}^2}{8N} \quad (20)$$

$$\sigma_{XT-ASE}^2 = 2 \frac{B_e}{B_o} R^2 P_{XT} P_{ASE} \quad (21)$$

$$\sigma_{sig-ASE}^2 = \frac{4B_e}{B_o} R^2 P_{sig} P_{ASE} \quad (22)$$

$$\sigma_{ASE-ASE}^2 = R^2 \frac{B_e(2B_o - B_e)}{B_o^2} P_{ASE}^2 \quad (23)$$

2.2 광경로 설정 알고리즘

광경로 설정 및 가상망 토폴로지(virtual topology) 최적화 문제는 정수선형프로그래밍에 의해 수학적으로 수식화된다. 그러나 이는 계산의 복잡도로 인해 크기가 큰 망에서 물리적인 한계를 고려하지 않았을 경우에도 최적해를 얻기가 어렵다. 따라서 BER를 고려한 경우에는 해를 얻는 것이 불가능하다고 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 BER을 이용한 heuristic 알고리즘을 사용하여 광경로를 설정하였다. 이 알고리즘의 순서는 다음과 같다.

1. 광경로요구에 대하여 후보경로(route)들을 찾는다.
2. 후보경로중에서 사용가능한 파장을 가지고 있는 경로를 찾는다.
3. 실제적으로 광경로를 형성하기 전에 제시된 수식을 통하여 SNR을 예측한다.
4. 예측된 SNR값이 일정값 이상일 경우, SNR값이 가장 높은 경로로 설정된다.
5. 예측된 SNR값이 일정값 이하일 경우, 사용가능한 파장의 존재 유무에 상관없이 호는 거절된다.

또한 이는 파장변환기의 사용과도 관련이 있다. 파장변환기는 진술한 바와 같이 입, 출력 파장차이의 함수이며 특히 제한 파장변환기로 사용되는 FWM 파장변환기의 경우, 인접한 두 노드간에 연속위치할 경우 파장 효율이 크게 떨어진다[5]. 따라서 망의 설계시 파장변환기의 적절한 위치선정도 중요하다[11].

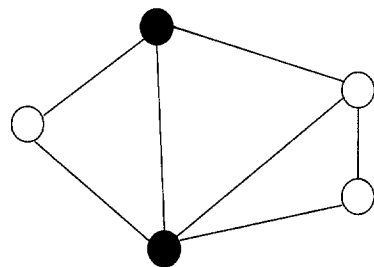
2.3 실험

실험 환경은 IBM PC(466MHz)에서 Visual C 프로그래밍을 이용하였다. <표 1>은 실험에 사용한 파라미터값들이다. 표에서 스위치 누화비는 ASE잡음에 의한 영향을 확인하기 위해 이상적인 경우인 30-35dB를 사용하였다[6]. 그리고 파장변환에 따른 잡음전력수치는

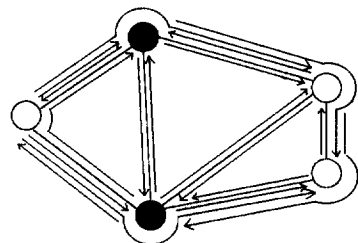
[5]를 따랐다. (그림 2)는 실험에 사용한 토폴로지로, ●부분은 파장변환기가 설치된 노드를 의미한다. 실험에 사용한 SNR값의 최소값은 20dB를 사용하였다. 이론적으로 16dB 정도이면 BER = 10⁻¹²이나 실험에서는 20dB정도의 값을 사용한다. (그림 3)은 알고리즘을 사용하여 생성된 가상토폴로지의 예이다.

<표 1> WRN 파라미터값들

기 호	정 의	기본값
Rb	비트율	10Gbps
Be	수신기 대역폭	0.75Rb
Bo	광대역폭	0.1nm
hv	광자에너지	0.8eV
nsp	자연방출지수	2
p	편광지수	2
η	양자효율	0.9
r	소광비	15dB
Ls	스위치 element 삽입 손실	1dB
Lsw	스위치 손실	3dB
Xsw	스위치누화비	30dB, 35dB
Cm	역다중/다중화기 누화비	20dB
Lf	광섬유링크손실	20dB
Lmx	다중화기 손실	5dB
Ldmx	역다중화기 손실	5dB
Gin	입력단 광증폭기 이득	20dB
Gout	출력단 광증폭기 이득	15dB
Ltap	tap 손실	1dB



(그림 2) 물리적인 토폴로지



(그림 3) 가상 토폴로지의 예

먼저 파장변환기의 입출력 파장차이에 따른 잡음의 영향을 실험하였다. 이 결과는 (그림 4)과 같다. 그림에서 'ideal' 경우는 물리적인 제한을 계산하지 않은 채로 비어있는 파장이 있으면 파장할당을 한 경우이다. 결과에서 보면 입출력파장 간격이 100GHz 인경우는 이상적인 경우와 비슷한 호거절확률을 보이나 간격이 400GHz이 되면 호거절확률이 커지는 것을 볼 수 있는데 이는 파장변환기의 ASE잡음뿐만 아니라 변환효율이 낮아짐으로 인하여 SNR 값이 경제값이하로 내려가기 때문이다. (그림 5)는 망에 부여한 트래픽의 양에 따른 호거절확률의 변화이다. 이 경우는 망의 부하가 작은 경우는 모든 경우의 차이가 없으나, 부하가 커질수록 차이가 생기는 것을 볼 수 있다. 즉 물리적인 요소를 고려함에 따라 호거절확률이 증가한 것을 볼 수 있다. 그러나 이 경우는 비어있는 파장이 있다고 하더라도 신호의 품질이 낮은 경우를 차단한 경우에 증가한 것이므로 실제 망의 성능저하로는 볼 수 없다. 그

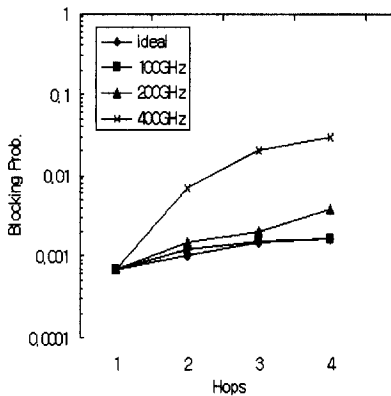
림에서 파장변환기가 없는 경우는 단일홉망과 같아지며 물리적 제약식에서도 파장변환기의 부분이 사용되지 않는다. 즉, 모의실험에서는 같은 알고리즘을 사용하되 입력파장을 노드에서 이미 사용하고 있는 경우 바로 호거절로 이루어졌으며 나머지 물리적 제약식은 동일하게 적용되었다. 결과를 보면 파장변환기를 사용하지 않은 경우가 파장사용의 융통성에 제한을 두어 호거절 확률이 가장 큰 것을 볼 수 있으며 이는 물리적 제약식에 의한 '호거절효과'보다 사용파장의 부재로 인한 것이 더 주된 원인으로 작용한 것으로 분석된다.

3. 결 론

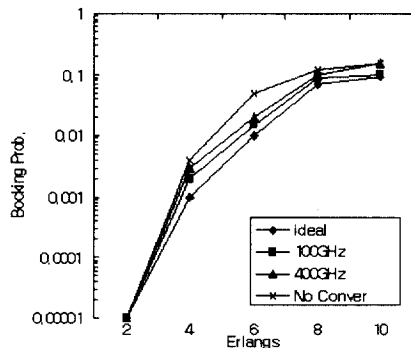
본 논문에서는 광소자의 물리적인 특성과 제한점을 고려한 WDM 다중홉 모델링을 수행하였다. 먼저 다중홉망에 사용되는 파장변환기를 포함한 손실모델을 만들고, 이를 이용하여 망의 호 요구가 왔을 경우 비어있는 파장중에서 일정 SNR을 만족하는 광경로를 할당하는 방법을 사용하였다. 그 결과, 입출력 파장 간격이 100GHz인 경우 이상적인 경우와 필적할만한 결과를 내는 것을 알 수 있었으며 트래픽이 증가함에 따라 후보경로의 수 자체가 줄어들어 호거절확률이 증가함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] A. D'Ottave, "Efficiency and Noise Performance of Wavelength Converters Based on FWM in Semiconductor Optical Amplifiers," IEEE Photonics Technology letters, Vol.7, No.4, April, 1995
- [2] R. Sabella, "Distortion Compensation in Linear Optical Links Adopting Wavelength Converters Based on FWM in Semiconductor Amplifiers," Fiber and Integrated Optics, Vol.15 : 7-14, 1996
- [3] S.scotti, "Frequency Converters Based on FWM in traveling-Wave Optical Amplifiers : Theoretical Aspects," Fiber and Integrated Optics, Vol.15 : 243-256, 1996
- [4] Chongjin Xie, "Efficiency and Noise Performance analysis of Four-Wave Mixing between short optical pulses in Semiconductor Optical Amplifiers," Optics Communications 164, ELSEVIER, pp.211-



(그림 4) hops vs. blocking prob.

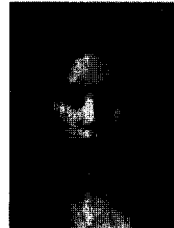


(그림 5) erlangs vs. blocking prob.

217, 1999

- [5] Jennifer M. Yates, "Performance of Networks using Wavelength Converters Based on Four-Wave Mixing in Semiconductor Optical Amplifiers," Journal of LightWave Technology, Vol.17, No.5, May, 1999
- [6] Byray Ramamurthy, "Impact of Transmission Impairments on the Teletraffic performance of Wavelength-Routed Optical Networks," Journal of Lightwave technology, Vol.17, No.10, October, 1999
- [7] Hideyuki Sotobayashi, "Observation of Phase Conservation in a Pulse Sequence at 10 Gb/s in a Semiconductor Optical Amplifier Wavelength Converter by Four-Wave Mixing," IEEE Photonics technology letters, Vol.11, No.1, January, 1999
- [8] G. A. Castanon, "BER performance of multiwavelength optical cross connected networks with deflection routing," IEE Proc-Comun, Vol.144, No.2, April, 1997
- [9] R. A. Barry, "Models of Blocking Probability in All Optical Networks with and without Wavelength Changers," IEEE journal on Selected Areas in Comm. 14(5), pp.858-867, June, 1996
- [10] Ji Yon Youne, Seung-Woo Seo, "An Algorithm for Virtual Topology Design in WDM Optical Networks under Physical Constraints," Proc. IEEE, 1999
- [11] K. R. Venugopal, M. Shivakumar and P. Sreenicasa

Kumar, "A Heuristic for Placement of Limited range Wavelength Converters in All-Optical Networks," Proceedings of the Conference on Computer Communications, Mar. 1999.



송재연

e-mail : ginnie@wow1.hongik.ac.kr
 1995년 홍익대학교 전자공학과 (공학사)
 1997년 홍익대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 2000년 홍익대학교 전자공학과 박사과정 수료

관심분야 : WDM, ATM, 망설계



김장복

e-mail : hoffnung@wow.hongik.ac.kr
 1974년 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1976년 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1983년 연세대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1993년~현재 홍익대학교 전자공학과 정교수

관심분야 : ATM, WDM