

파장분할다중화방식 전광통신망에서 물리적 제약을 고려한 가상망 설계 알고리즘

정희원 유지연*, 김상완*, 서승우*, 장문종**, 우희곤**

An Algorithm for Virtual Topology Design in WDM Optical Networks under Physical Constraints

Ji Yon Youe*, Sang-Wan Kim*, Seung-Woo Seo*, Moon-Jong Jang** Hee-Gon Woo**

Regular Members

요 약

파장분할다중화방식(WDM) 광역 전광통신망(All-Optical Wide-Area Network)에서 가상망(Virtual Topology)을 설계하는 방법이 널리 연구되어 왔으며, 몇몇 알고리즘들이 제안되어 있다. 그러나, 기존의 연구에서는 비트 오류율(Bit-Error Rate, BER)이 전혀 없는 통신환경을 가정하였는데, 현실적으로 광증폭기와 광회선분배기(Optical Cross-Connects, OXC)등으로부터 발생하는 잡음에 의해 신호가 손상되고, BER이 생긴다.

이 논문에서는 가상망을 설계할 때 물리적 제약이 미치는 영향을 연구하고, 전송 거리가 매우 긴 광역 전광통신망에서 망이 요구하는 BER을 만족시키기 위해 물리적 제약을 고려해야 함을 보인다. 또한, 높은 BER이 발생하는 연결 설정 요청(connection establishment request)을 다중홉 방식으로 설정하기 위해 광전 변환 노드의 위치를 결정하는 휴리스틱 알고리즘을 제안한다.

ABSTRACT

Although designing a virtual topology for all-optical WDM wide-area networks has been extensively studied and several algorithms have been proposed, these algorithms assume error-free communication between two nodes. However, noises from optical amplifiers and optical cross-connects can degrade the signal, resulting in a nonzero bit-error rate.

In this paper, we investigate the effect of physical limitations on the virtual topology design. We show that for wide-area all-optical networks where transmission distance is fairly long, virtual topology design algorithms must take physical limitations into account to ensure a low bit-error rate. We also propose a heuristic algorithm that can determine the locations of opto-electronic(OE) and electro-optic(EO) conversions to set up a connection request with a high BER in a multihop manner.

I. 서 론

파장분할다중화방식 전광통신망에서 가상망 설계 문제는 널리 연구되었고, 그에 대한 알고리즘들이

제안되어 왔지만^[1-4], 지금까지는 에러가 전혀 없는 통신환경을 가정하고, 물리적 제약을 무시해 왔다. 그러나, EDFA(erbium-doped fiber amplifier)에서의 ASE(amplified spontaneous emission) 잡음이나, OXC에서의 신호 누수(signal leakage)에 기인한 누

* 서울대학교 전기공학부 컴퓨터 통신 및 교환 연구실(jyyoue@lgp.co.kr, joshua74@plaza.snu.ac.kr, sseo@snu.ac.kr)

** 전력연구원 전력계통연구실 정보통신그룹(mijang@kepri.re.kr, hgwoo@kepri.re.kr)

논문번호 : 99227-0603, 접수일자 : 1999년 6월 3일

화(crosstalk) 등의 물리적 제약에 의해 BER이 발생하고, 신호를 손상시킨다. Datta가 광경로 상에서 BER을 계산하기 위해 제안한 모델은 광증폭기가 없는 망에 국한되었기 때문에 LAN(Local Area Network)이나 MAN (Metropolitan-Area Network)에서 적용이 가능하다⁵⁾. 그러나 WAN(Wide-Area Network)에서는 신호가 여러 개의 증폭기와 중간노드들을 지나면서 생기는 누적 잡음을 고려해야 하고, 이 때문에 신호 손실은 더욱 심해진다.

이 논문에서는 어느 정도 수준 이상의 BER을 요구하는 가상망을 설계할 때 물리적 제약을 반드시 고려해야 함을 보인다. 또한, 측정된 BER이 망에서 요구하는 BER을 만족시키지 못할 경우, 다중홉 방식으로 광경로를 설정하여 중간노드에서의 광전변환을 통해 BER을 만족시킬 수 있는 휴리스틱 알고리즘을 제안한다. 알고리즘은 중간 노드에서의 광전변환이 다른 광경로의 설정에 미치는 영향을 최소화할 수 있도록 광전변환노드의 위치를 찾아낸다.

II. 광경로에서 BER 측정 모델링

이 장에서는 광경로의 BER을 계산하기 위한 모델을 제안한다. BER을 얻기 위해서는 목적지 노드에서 수신기의 신호, ASE, 누화 전력을 구해야 한다. 이를 위해서 다음과 같이 광소자와 파라미터들을 정의한다.

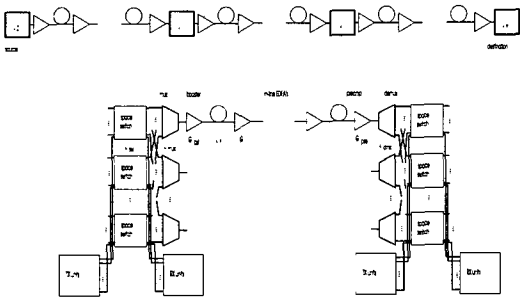


그림 1. H홉 광경로의 구조와 두 개의 인접한 노드 사이에 있는 광소자들의 배치도

먼저, 광경로상의 노드 주소가 j_0, j_1, \dots, j_H 로 표시된 H 홉의 경로를 가정한다. 그림 1은 H홉의 경로와 두 개의 인접한 노드 사이의 광소자를 보여 준다. 광섬유와 OXC에서의 파장 여다중화기(demultiplexer), 광 공간분할스위치(optical space switch), 그리고 파장 다중화기(multiplexer)를 순손실 소자(pure loss component)로 가정한다. 또한, EDFA는

ASE 잡음이 있는 이득 소자로 모델링한다. G_0 를 소신호 이득(small-signal gain), P_{in} 를 EDFA 입력에서의 전체 전력(total power), P_{sat} 를 포화 전력(saturation power)이라 할 때, EDFA의 이득은 다음과 같이 나타낼 수 있다⁶⁾.

$$G = G_0 \exp((1 - G)P_{in}/P_{sat}). \quad (1)$$

EDFA의 이득 스펙트럼은 일정하고, P_{sat} 는 관심 있는 스펙트럼 영역 내에서 상수라고 가정하며, P_{in} 을 복합 입력 전력(composite input power)이라 하면, 식 (1)을 다중채널증폭에 사용할 수 있다. 또한, G 를 EDFA의 이득, ν 를 반송 주파수(carrier frequency), n_{sp} 를 자연 증폭 방출 지수(spontaneous emission factor), h 를 플랑크 상수, 그리고 B_0 를 각 EDFA단에서 광 필터 대역이라 할 때, EDFA의 출력에서 ASE 전력(ASE power)은 [7][8]에서와 같이 구할 수 있다.

$$P_{ASE}(G, \nu) = 2n_{sp}(G-1)h\nu B_0. \quad (2)$$

Λ 를 파장의 개수라 하면 B_0 대신 B_0/Λ 를 대입하여 각 파장의 채널대역에서 ASE 전력 $\hat{P}_{ASE}(G)$ 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\hat{P}_{ASE}(G) = 2n_{sp}(G-1)h\nu B_0/\Lambda. \quad (3)$$

또한, 반송 주파수가 ν 일 때, j_x 와 j_{x+1} 사이의 링크에 대해 다음과 같은 파라미터들을 정의한다.

- $\alpha(j_x)$: EDFA의 개수
- $G(j_x, i)$: i 번째 EDFA의 이득
- $G_{bst}(j_x)$: 노드 j_x 의 출력단 광섬유 링크에서 감도 증폭기(booster)의 이득
- $G_{pre}(j_x)$: 노드 j_x 의 입력단 광섬유 링크에서 전치 증폭기(pre-amplifier)의 이득
- $L_f(j_x, i)$: i 번째와 $(i+1)$ 번째 EDFA 사이의 광섬유 손실
- L_{su} : 공간분할 스위치에 의한 손실
- L_{dmx} : 파장 여다중화기에 의한 손실
- L_{mux} : 파장 다중화기에 의한 손실
- B_f : 전다중화기(pre-Mux) 필터의 대역폭
- B_m : 수신기 광 대역폭(optical bandwidth)
- B_{re} : 수신기 전자 대역폭(electronic bandwidth)
- $P_{sig}(j_x, i), P_{ASE}(j_x, i), P_{XT}(j_x, i)$: 각각 i 번째 EDFA

의 출력에서 신호, ASE, 누화 전력(crosstalk power).

- $\hat{P}_{XT}(j_x)$: 노드 j_x 의 공간분할 스위치 출력에서 더해진 누화 전력.

- P_α : 레이저의 전송 전력(transmission power)

위의 값들을 이용하여, 우선 신호 전력 $P_{sig}(j_x, i)$ 를 구한다. 출발지 노드 j_0 의 감도 증폭기 출력단에서 신호 전력 $P_{sig}(j_0, 0)$ 는 다음과 같다.

$$P_{sig}(j_0, 0) = L_{sw}L_{mux}G_{bst}(j_0)P_\alpha. \quad (4)$$

$x \geq 1$ 인 경우는 노드 j_x 에서의 전치 증폭기의 이득과 파장 역다중화기에 의한 손실뿐만 아니라, $P_{sig}(j_x, 0)$ 에 대해 이전 광섬유 구간에서의 광섬유 손실을 고려해야 한다. 따라서, $P_{sig}(j_x, 0)$ 에 대한 식은 다음과 같다.

$$P_{sig}(j_x, 0) = L_f(j_{x-1}, \alpha(j_{x-1}))G_{pre}(j_x) \times L_{dmx}L_{sw}L_{mux}G_{bst}(j_x)P_{sig}(j_{x-1}, \alpha(j_{x-1})). \quad (5)$$

그리고 $i \geq 1$ 일 때, $P_{sig}(j_x, i)$ 는 다음과 같이 얻어진다.

$$P_{sig}(j_x, i) = L_f(j_x, i-1)G(j_x, i)P_{sig}(j_x, i-1). \quad (6)$$

유사한 방법으로 $P_{ASE}(j_x, i)$ 와 $P_{XT}(j_x, i)$ 를 얻을 수 있다. $P_{ASE}(j_x, i)$ 에 대한 식은 다음과 같다.

$$P_{ASE}(j_0, 0) = \hat{P}_{ASE}(G_{bst}(j_0)); \quad (7)$$

$$P_{ASE}(j_x, 0) = L_f(j_{x-1}, \alpha(j_{x-1}))G_{pre}(j_x)L_{dmx} \times L_{sw}L_{mux}G_{bst}(j_x)P_{ASE}(j_{x-1}, \alpha(j_{x-1})) \times \frac{B_{ro}}{B_0/\Lambda} + \hat{P}_{ASE}(G_{bst}(j_x)); \quad (8)$$

$$P_{ASE}(j_x, i) = L_f(j_x, i-1)G(j_x, i) \times P_{ASE}(j_x, i-1) + \hat{P}_{ASE}(G(j_x, i)). \quad (9)$$

마지막으로 $P_{XT}(j_x, i)$ 는 아래와 같다.

$$P_{XT}(j_0, 0) = L_{mux}G_{bst}(j_0)\hat{P}_{XT}(j_0); \quad (10)$$

$$P_{XT}(j_x, 0) = L_f(j_{x-1}, \alpha(j_{x-1}))G_{pre}(j_x)L_{dmx} \times L_{sw}L_{mux}G_{bst}(j_x)P_{XT}(j_{x-1}, \alpha(j_{x-1})) \times L_{mux}L_{sw}G_{bst}(j_x)\hat{P}_{XT}(j_x); \quad (11)$$

$$P_{XT}(j_x, i) = L_f(j_x, i-1)G(j_x, i)P_{XT}(j_x, i-1). \quad (12)$$

위의 식들을 재귀적으로 풀어 나가면 도착지 노드에서의 신호, ASE, 그리고 누화 전력을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{sig, rx} = L_f(j_{H-1}, \alpha(j_{H-1}))G_{pre}(j_H) \times L_{demux}L_{sw}P_{sig}(j_{H-1}, j_H, \alpha(j_{H-1})); \quad (13)$$

$$P_{ASE, rx} = L_f(j_{H-1}, \alpha(j_{H-1}))G_{pre}(j_H)L_{dmx}L_{sw} \times P_{ASE}(j_{H-1}, j_H, \alpha(j_{H-1}))\frac{B_{ro}}{B_0/\Lambda} + L_{demux}L_{sw}\hat{P}_{ASE}(G_{pre}(j_H))\frac{B_{ro}}{B_0/\Lambda}; \quad (14)$$

$$P_{XT, rx} = L_f(j_{H-1}, \alpha(j_{H-1}))G_{pre}(j_H)L_{demux} \times L_{sw}P_{XT}(j_{H-1}, j_H, \alpha(j_{H-1})) + \hat{P}_{XT}(j_H). \quad (15)$$

위의 결과들을 이용하여 BER을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right). \quad (16)$$

(16)식에서 Q 는 다음과 같이 주어진다. 단, 잡음에 대한 항은 독립적이고 가우시안이라 가정한다.

$$Q = \frac{RP_{sig, rx}}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_0^2}}. \quad (17)$$

$$\sigma_1^2 = \sigma_{sig-ASE}^2 + \sigma_{ASE-ASE}^2 + \sigma_{sig-XT}^2 + \sigma_{sig-shot}^2 + \sigma_{ASE-shot}^2 + \sigma_{shot}^2 + \sigma_T^2; \quad (18)$$

$$\sigma_0^2 = \sigma_{ASE-ASE}^2 + \sigma_T^2. \quad (19)$$

여기서 $\sigma_{sig-ASE}^2$, $\sigma_{ASE-ASE}^2$, σ_{sig-XT}^2 , $\sigma_{sig-shot}^2$, $\sigma_{ASE-shot}^2$ 는 각각 signal-ASE beating, ASE-ASE beating, signal-crosstalk beating, signal-shot noise beating, ASE-shot noise beating으로부터 발생한 잡음 전력을 나타낸다. σ_{shot}^2 , σ_T^2 는 shot 잡음 전력과 열 잡음 전력을 뜻한다. R 을 수신기의 반응도(responsivity)이며, e 를 전자의 전하량, η 를 양자 효율(quantum-efficiency)이라 할 때, $R = e\eta/h\nu$ 으로 정의된다. I_d 를 수신기의 암전류(dark current), k_B 를 볼츠만 상수, R_L 을 부하 저항이라 할 때, 잡음에 대한 항들은 아래와 같다.^{[7][8][10]}

$$\sigma_{sig-ASE}^2 = 2R^2P_{ASE, rx}P_{sig, rx}B_{ro}/B_{ro}; \quad (20)$$

$$\sigma_{ASE-ASE}^2 = R^2 P_{ASE,rx}^2 / B_{ro}; \quad (21)$$

$$\sigma_{sig-XT}^2 = R^2 P_{sig,rx} P_{XT,rx}; \quad (22)$$

$$\sigma_{sig-shot}^2 = 2eRP_{sig,rx}B_{re}; \quad (23)$$

$$\sigma_{ASE-shot}^2 = 2eRP_{ASE,rx}B_{re}; \quad (24)$$

$$\sigma_{shot}^2 = 2eR(P_{sig,rx} + P_{ASE,rx} + P_{XT,rx} + I_d)B_{re}; \quad (25)$$

$$\sigma_T^2 = (4k_B T / R_L) B_{re}. \quad (26)$$

III. 다중홉 연결 설정 알고리즘

가상망형상 설계 문제는 정수 선형계획법(integer linear programming, ILP)에 의해 공식화하여 최적의 망형상을 얻을 수 있지만, 이 방법은 계산량이 매우 많아 큰 규모의 망에서는 해답을 얻기가 거의 불가능하기 때문에 여러 가지 휴리스틱 접근 방법이 제안되어 있다. 또한, WAN에서는 물리적 제약 조건을 고려해야 하고, 이 때문에 망에서 요구하는 BER 조건에 의해 복잡한 비선형성이 추가되어 문제를 더욱 풀기 어렵게 만든다. 따라서, 이 논문에서는 물리적 제약 조건을 고려할 수 있고, 규모가 큰 망에 적합한 휴리스틱 다중홉 연결 설정 알고리즘을 제안한다.

가상망을 설계하는 휴리스틱 알고리즘은 광경로 설정 요청 중 미리 정한 기준에 의해 출발지와 목적지를 선택하고 경로를 결정할 후 파장을 할당하는 순서에 의해 순차적으로 이루어진다. 광경로 설정 요청이 있을 때 2장에서 제안한 모델을 적용하여 얻은 BER이 기준값보다 높을 경우, 광경로 요청을 거부하거나 광전변환을 통해 신호를 재생할 수 있는 노드를 중간에 두어서 다중홉 방식으로 설정할 수 있다. 다중홉 방식으로 설정할 경우 중간 노드에서 신호재생이 이루어져야 하기 때문에 광경로 상에서 중간 노드의 송수신기가 점유될 수 있다. 따라서, 다중홉 방식으로 연결할 때에는 단일홉 방식으로 연결할 때보다 더 많은 송신기와 수신기가 필요하므로, 연결요청이 송신기와 수신기의 부족으로 인해 거부될 가능성이 더욱 높아진다. 따라서, 송신기와 수신기의 부족으로 인한 블록킹을 최소화하도록 신호재생을 하는 중간 노드의 위치를 신중히 결정해야 한다. 제안하는 알고리즘은 가상망형상에서 광전변환의 영향을 최소화하면서 다중홉 연결을 설정한다. 알고리즘을 설명하기에 앞서, 연결우

순순위(connection priority)와 우선순위값(priority cost)을 정의한다.

정의 1 : 연결우선순위 P_i 는 노드 i 에서 j 로의 연결 요청(connection request)에 할당된 값이다. 가장 높은 연결우선순위를 가지고 있는 연결 요청이 먼저 수락된다. 연결우선순위는 트래픽, 광경로의 홉 수 등 다양한 기준에 따라 할당될 수 있다.

N 개의 노드를 가지고 있는 망에서 $\pi_T(x, k)$ 를 $\{P_{x1}, P_{x2}, \dots, P_{xN}\}$ 에서 k 번째로 큰 값이라 하고, $\pi_R(x, k)$ 를 $\{P_{1x}, P_{2x}, \dots, P_{Nx}\}$ 에서 k 번째로 큰 값이라 하자. 이 때, 우선순위값은 다음과 같이 정의된다.

정의 2: $n_{TX}(x)$ 와 $n_{RX}(x)$ 를 각각 노드 x 에서 점유되지 않은 송신기와 수신기의 개수라 할 때, 우선순위값 $P_c(x)$ 은 다음 식에 의해서 노드 x 에 할당된 값이다.

$$P_c(x) = \begin{cases} 0 & n_{TX}(x) = 0 \text{ 혹은} \\ & n_{RX}(x) = 0 \text{ 일 경우} \\ \max \left[\frac{\sum_{i=1}^{n_{TX}(x)} \pi_T(x, i)}{n_{TX}(x)}, \frac{\sum_{i=1}^{n_{RX}(x)} \pi_R(x, i)}{n_{RX}(x)} \right] & \text{이외의 경우.} \end{cases} \quad (27)$$

출발지 s 와 목적지 a 사이에 H 홉 경로를 가진 연결요청이 있을 때, 경로 상에 있는 노드들의 집합 $R_{sa} = (j_0 = s, j_1, \dots, j_{H-1}, j_H = a)$ 를 정의한다. 우선순위값의 정의에 의해 $P_c(x)$ 의 값이 상대적으로 높다면, 높은 연결우선순위로 노드 x 가 출발지나 목적지가 되는 연결요청들이 존재한다. 이러한, 높은 우선순위값을 가지고 있는 노드에서 신호재생을 위한 광전변환이 발생한다면, 송신기나 수신기의 부족으로 블록킹이 일어날 가능성이 높다. 따라서 신호재생을 위한 광전변환은 중간 노드들 중에서 가능하면 낮은 우선순위값을 가지고 있는 노드에서 발생해야 한다. 이러한 사실로부터 우선순위값의 합을 최소화하는 목적함수를 정할 수 있다. 노드 i 에서 광전변환이 발생하면 $\delta_{sa}(i) = 1$, 그렇지 않으면 $\delta_{sa}(i) = 0$ 이라 할 때, 목적함수를 다음과 같이 정한다.

$$\text{Minimize: } \sum_{i \in R_{sa}} \delta_{sa}(i) P_c(i). \quad (28)$$

위의 목적함수를 만족하는 광전변환 노드를 얻기 위해, 다중홉 연결 그래프 $G_m(R_{sa})$ 를 구한다.

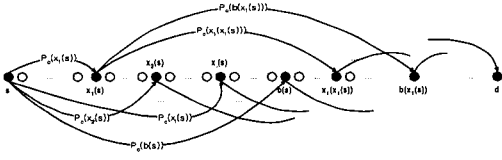


그림 2. 그래프 $G_m(R_{sd})$ 를 만드는 과정

그래프 $G_m(R_{sd})$ 의 정점(vertex)은 R_{sd} 의 노드들로 구성되며, R_{sd} 의 부분집합인 $R_s(R_{sd}, j_x, j_y)$ 는 $x \leq y$ 일 때 다음과 같이 정의된다.

$$R_s(R_{sd}, j_x, j_y) = \{j_{x+1}, j_{x+2}, \dots, j_{y-1}, j_y\} \subset R_{sd}. \quad (29)$$

또한, R_{sd} 의 노드 x 에 대해 주어진 BER 조건을 만족하는 거리에 있는 노드 중 a 에서 가장 가까운 노드를 $k(x)$ 라 정의한다. 이 때, $G_m(R_{sd})$ 의 간선(edge)은 다음과 같이 결정된다. 먼저 광전변환이 발생할 후보노드들의 집합인, R_{sd} 의 부분집합 Y 를 정의한다. 초기값으로 $Y = \{j_0 = s\}$ 으로 하고, s 로부터 시작되는 간선을 결정하기 위해 먼저 BER을 결정하기 위한 식들을 사용하여 $k(s)$ 를 얻어낸 후, $R_s(s, k(s))$ 에서 최소의 우선순위값을 가지고 있는 노드를 선택한다. $x_1(s)$ 를 $R_s(s, k(s))$ 에서 선택된 최소 우선순위값의 노드라고 하면, s 와 $x_1(s)$ 사이에 노드들은 $x_1(s)$ 의 우선순위값보다 크거나 같고, $x_1(s)$ 보다 a 로부터 먼 거리에 있다. 따라서, 이 노드들은 광전변환을 위한 후보노드가 될 수 없다. 같은 방식으로 $R_s(x_1(s), k(s))$ 에서 최소의 우선순위값을 가지고 있는 노드 $x_2(s)$ 를 선택하면, $x_1(s)$ 과 $x_2(s)$ 사이에 있는 노드들은 $x_2(s)$ 보다 크거나 같은 우선순위값을 갖고, $x_2(s)$ 보다 a 로부터 먼 거리에 있다. 이러한 방식으로 $x_3(s), x_4(s), \dots, x_i(s) = k(s)$ 를 얻을 수 있다. 그림 2에서처럼 s 로부터 시작하는 간선들은 $x_1(s), x_2(s), \dots, k(s)$ 로 연결되고, 각 간선의 값은 연결되는 노드의 우선순위값으로 할당된다. s 로부터 시작하는 간선들을 만들고 난 후, s 는 Y 로부터 제거되고, Y 의 새로운 원소는 $\{x_1(s), x_2(s), \dots, k(s)\}$ 가 된다. 이제 다시 Y 로부터 선택된 $x_1(s)$ 를 이용하여, $x_1(x_1(s)), x_2(x_1(s)), \dots, k(x_1(s))$ 를 얻을 수 있다. $x_1(s)$ 으로부터 시작하는 간선은 위에서 설명한 절차로 만들어진다. 간선을 만들어낸 후에, $x_1(s)$ 은 Y 로부터 제거되고, $x_1(x_1(s)), x_2(x_1(s)), \dots, k(x_1(s))$ 는

Y 에 포함된다. Y 가 공집합이 될 때까지 이러한 방법을 계속 반복한다.

다중홉 연결 그래프 $G_m(R_{sd})$ 가 완성된 후 a 까지 도달 가능한 경로가 존재하면, s 로부터 a 로의 다중홉 방식 연결이 가능하고, 그렇지 않으면 연결요청은 거부된다. $G_m(R_{sd})$ 에 최단거리 알고리즘(shortest-path algorithm)을 적용하여 최단 경로상에 존재하는 노드들을 광전변환 노드로 선택한다. 이에 의해 식(28)에서 요구하는 바와 같이 우선순위값의 합을 최소로 하는 노드를 얻는다. 광경로가 연결되고 나면, 광전변환이 일어나는 노드에서는 이용 가능한 송수신기의 개수가 하나씩 감소하고, P_{sd} 의 값 또한 감소한다. 만약 s 에서 a 로 단 하나의 광경로만 연결이 가능하다면, P_{sd} 는 0으로 될 것이다. 이러한 변화들의 영향으로, 광경로가 설정된 후 각 노드의 우선순위값이 바뀌게 된다.

IV. 성능 분석

이 장에서는 가상망을 설계할 때 물리적 제약이 미치는 영향과 제한한 알고리즘의 성능을 검증해 본다. BER 측정 모델과 다중홉 연결 설정 알고리즘을 단일홉 최대화 알고리즘^[9]으로 통합하였으며, 단일홉 최대화 알고리즘에서는 $\{T_{ij}\}$ 를 트래픽 행렬이라 할 때, $P_{ij} = T_{ij}$ 이다.

물리적 제약의 영향을 검증하기 위한 성능의 척도로써, 전체 망의 이용률 u 를 사용하였다.

$$u = \frac{\sum_{s,d} H_{sd} T_{sd}}{s,d IAC}. \quad (30)$$

H_{sd} 는 s 에서 a 로의 광경로 홉 수이고, i 는 망 내에 있는 링크의 개수, C 는 채널 용량이다.

물리적 파라미터는 다음과 같이 가정한다.

$L_{dmz} = L_{mux} = 5\text{dB}$, $L_{sw} = 9\text{dB}$, $B_{ro} = 50\text{GHz}$, $n_{sp} = 2$, $P_{in} = 0\text{dBm}$, 광섬유 구간 손실(L_l)은 0.25dB/km 이다. 채널당 전송속도 $C = 10\text{Gps}$ 이고, 100GHz 의 채널간격을 가지고 있으며, 파장의 개수 $\Lambda = 3$ 이고, 망 내의 모든 EDFA는 $G_o = 30\text{dB}$ 라고 가정한다. 또한 OXC에서 누화는 인접해 있는 노드의 개수에 비례한다고 하자. 그리고, 누화소자억압(crosstalk element suppression)은 인접해 있는 노드의 개수로나는 신호 전력(signal power)과 누화 전력의 비율로써 정의된다.

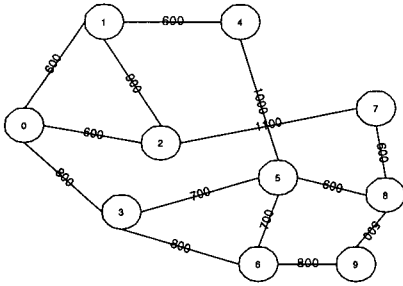


그림 3. 10개 노드를 가진 비정형(mesh) 물리적 망형상 (Physical Topology)

그림 3은 시뮬레이션에서 사용한 10개의 노드를 가진 비정형 물리적 망형상을 보여주고 있다. 그래프의 간선은 양방향성(full-duplex) 링크이며, 각 간선의 숫자는 링크의 거리를 나타낸다.

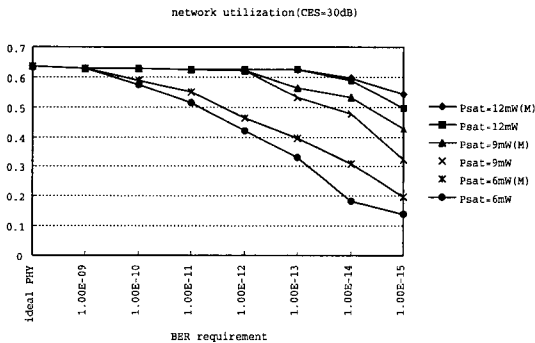


그림 4. P_{sat} 값에 따른 망의 이용률

그림 4는 누화소자역압이 30dB일 때, P_{sat} 의 값에 따른 이용률을 나타낸다. 100개의 임의로 발생된 트래픽 행렬에 대해 시뮬레이션하였으며, T_{ij} 의 값은 0과 10Gbps 사이에서 임의로 분포하도록 하였다. 각 노드는 5개의 가변 송신기(tunable transmitter)와 가변 수신기(tunable receiver)를 가지고 있으며, 이용률의 값은 주어진 트래픽 행렬에 의한 시뮬레이션 값의 평균을 구함으로써 얻어진다. 측정된 BER이 망에서 요구하는 BER 조건을 만족하지 못할 경우, 연결 요청을 블록킹하는 방식과 제안한 알고리즘에 의해 다중홉 방식으로 연결요청을 설정하는 두 가지 경우에 대해 적용하였다. 그림 4에서 그래프의 왼쪽에 쓰여 있는 '(M)'은 다중 홉 방식으로 연결을 하는 알고리즘을 적용하였다는 것을 의미한다. 그림 4의 결과는 누화가 작을 때에도, BER 조건이 엄격해 짐에 따라 ASE가 신호에 심각하게 영향을 줄 수 있음을 보여준다.

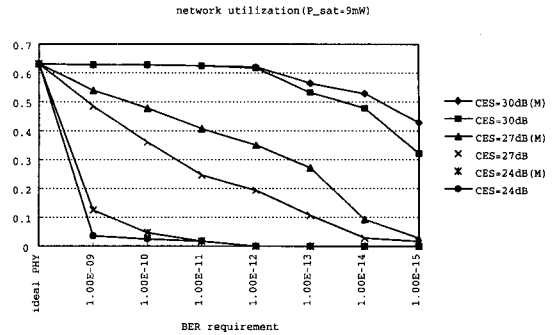


그림 5. 누화소자역압(CES)값에 따른 망의 이용률

그림 5는 $P_{sat}=9mW$ 일 때, 누화소자역제값에 따른 이용률을 나타낸다. 그림 5에서 볼 수 있는 것처럼, 누화는 BER 조건이 엄격해짐에 따라 신호에 심각하게 영향을 준다. 다중홉 연결 설정 알고리즘을 이용하면, 망 내에서 이용률을 상당히 향상시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

이상적인 조건하에서 설계된 가상망의 이용률이 BER 조건을 가지고 설계된 가상망과 그 값이 다르다는 사실은 가상망의 구조 역시 서로 다르다는 것을 나타낸다. 이 사실은 아래의 가상망형상을 통해 확인할 수 있다.

그림 6은 그림 7에서 주어진 트래픽 행렬을 이용하여 물리적인 제약을 고려하지 않고 설계된 가상망을 보여준다. 편이상 대칭적인 트래픽 행렬을 사용하였으며, 각각의 노드는 4개의 가변 송수신기를 가지고 있다고 가정하였다.

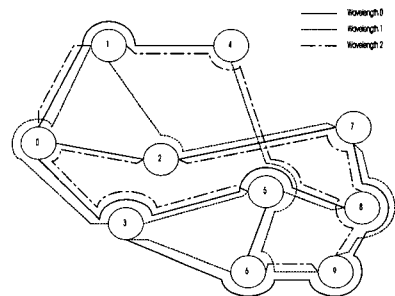


그림 6. 물리적인 제약을 고려하지 않은 가상망형상

그림 8, 9는 10^{-9} 의 BER 조건하에 설계된 가상망을 보여준다. 그림 8은 BER 조건을 만족하지 않은 연결 요청에 대해 블록킹시키는 방법으로 설계된 가상망이고, 그림 9에서는 다중홉 연결설정 알고리즘을 사용하였다. 각각의 경우에 μ 는 이상적인

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	284	939	0	297	0	0	0	914	0
1	284	0	0	702	0	0	104	824	0	635
2	939	0	0	0	0	464	0	882	167	0
3	0	702	0	0	369	0.59	662	752	0	0
4	297	0	0	369	0	0	520	0	419	716
5	0	0	464	0.59	0	0	563	0	273	374
6	0	104	0	662	520	563	0	0	369	456
7	0	824	882	752	0	0	0	0	0	428
8	914	0	167	0	419	273	369	0	0	0
9	0	635	0	0	716	374	456	428	0	0

그림 7. 트래픽 행렬(단위 Gbps)

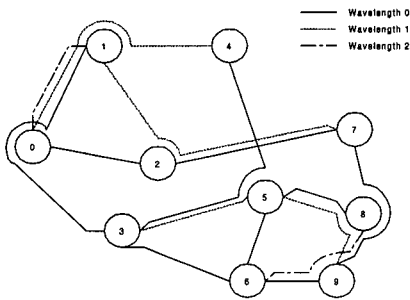


그림 8. 다중흡 연결 설정 알고리즘을 사용하지 않고 가상망을 설계하였을 경우 (BER = 10^{-9} , P_{sat} = 9mW, CES = 27dB)

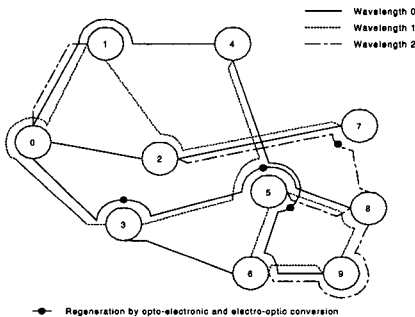


그림 9. 다중흡 연결 설정 알고리즘으로 가상망을 설계하였을 경우(BER = 10^{-9} , P_{sat} = 9mW, CES = 27dB)

경우 0.483(그림 6), 다중흡 연결 설정 알고리즘을 사용하지 않는 경우 0.247(그림 8), 다중흡 연결 설정 알고리즘을 사용하는 경우는 0.344(그림 9)의 값을 가진다.

V. 결론

기존의 가상망 설계 알고리즘은 신호 전송시 물리적인 제약이 없는 조건하에서 제안되었지만, 이 논문에서 보여준 결과는 물리적인 제약이 반드시

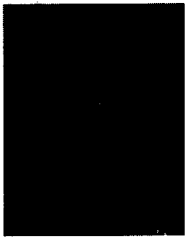
고려되어야 함을 보여주고 있다. 또한, 이 논문에서 제시된 알고리즘을 이용하면, 측정된 BER이 주어진 BER 조건을 만족시키지 못할 경우 신호 재생을 통해 다중흡으로 연결을 설정할 수 있음을 보였다. 제안한 알고리즘은 광전 변환이 다른 연결 요청에 미치는 영향을 최소화하도록 다중흡 연결을 설정한다.

참고 문헌

- [1] C. Chen and S. Banerjee, "A new model for optimal routing and wavelength assignment in wavelength division multiplexed optical networks," in *Proc. INFOCOM'96*, pp. 164-171, 1996.
- [2] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Routing and wavelength assignment in all-optical networks", *IEEE/ACM Transactions on Networking*, Vol. 3, No. 5, pp. 489-500, Oct. 1995.
- [3] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Design of logical topologies for wavelength-routed optical networks," *Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 14, No. 5, pp. 840-851, Jun. 1996.
- [4] D. Banerjee and B. Mukherjee, "A practical approach for routing and wavelength assignment in large wavelength-routed optical networks," *Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 14, No. 5, pp. 903-908, Jun. 1996.
- [5] D. Datta, B. Ramamurthy, H. Feng, J. P. Heritage, and B. Mukherjee, "BER-based call admission in wavelength routed optical networks," in *Proc. OFC'98*, 1998.
- [6] A. E. Siegman, *Lasers*, University Science Books, 1986.
- [7] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 2nd ed., John Wiley and Sons, 1997.
- [8] C. R. Giles and E. Desurvire, "Propagation of Signal and Noise in Concatenated Erbium-Doped Fiber Amplifiers," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 9, No. 2, pp. 147-154, Feb. 1991.
- [9] B. Mukherjee, *Optical Communication Networks*, McGraw-Hill, 1997.
- [10] R. C. Steele, G. R. Walker, and N. G. Walker,

“Sensitivity of optically preamplified receivers with optical filtering,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 3, No. 6, pp. 545-547, Jun. 1991.

유 지 연(Ji You Youe)



1997년 2월 : 서울대학교
전기공학부 졸업
1999년 2월 : 서울대학교
전기공학부 석사
1999년 3월~현재 : LG정밀(주)
시스템 연구소 연구원
<주관심 분야> 무선 통신망

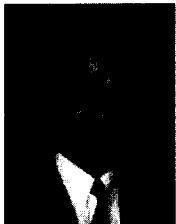
김 상 완(Sang-Wan Kim)



1999년 2월 : 서울대학교
전기공학부 졸업
1999년 2월~현재 : 서울대학교
전기공학부 석사과정
<주관심 분야> 고속 통신망,
Optical Internet

서 승 우(Seung-Woo Seo)

정회원



1987년 2월 : 서울대학교
전기공학과 졸업
1989년 2월 : 서울대학교
전기공학과 석사
1990년 3월~1991년 6월 : 서울
대학교 전기공학과 기초전력
연구소 및 계측 공학과 연구원
1993년 8월~1994년 7월 : 미국 펜실베니아 주립대
학 전산기공학과 조교수
1994년 8월~1996년 7월 : 미국 프린스턴 대학 전기
공학과 및 POEM연구소 연구원(미국
과학 재단 선발 연구원)
1996년 9월~현재 : 서울대학교 전기공학부 조교수
<주관심 분야> 고속 통신망, 광 통신망, 유/무선 교
환시스템

장 문 중(Moon-Jong Jang)



1995년 2월 : 경북대학교 컴퓨터
공학과 졸업
1997년 2월 : 한국과학기술원
전자전산학과 석사
1997년 1월~현재 : 한전전력
연구원 일반연구원

<주관심 분야> 프로그래밍 언어, 전광전송망, 통신
망 관리

우 희 곤(Hee-Gon Woo)



1972년 : 동아대 전자과 졸업,
1983년 : 연세대학교 산업대학원
전자공학과 석사,
1996년 : 충남대학교 전자공학과
박사,
1983년~현재 : 한국전력공사
전력연구원 수석연구원.

<주관심 분야> 광 통신, 초고속통신망, 가입자망