

# 표준 단일모드 광섬유와 EDFA를 이용한 10 Gb/s 40 파장다중 채널 신호의 3000 km 전송에서 분산 보상 맵 최적화와 분산 기울기 불일치 영향

정회원 김 민 성\*, 최 보 훈\*\*

## Dispersion Map Optimization and Dispersion Slope Mismatch Issue on 40 Channel x 10 Gbit/s Transmission Over 3000 km Using Standard SMF and all EDFA Amplification

Min-Sung Kim\*, Bo-Hun Choi\*\*

### 요 약

표준 단일모드 광섬유를 전송선으로 사용하고, Raman 증폭기 없이 EDFA 증폭기만을 사용하여, 각 채널당 10 Gb/s의 파장다중화된 40개 채널신호들을 장거리 전송하는 경제적인 광 링크를 구성한 뒤, 이 링크의 전송 성능 최적화를 위해 분산 맵 구조의 차이에 따른 성능 차이를 분석하였다. 이 링크의 분산 맵은 전치분산보상, 구간분산보상 그리고 후치분산보상으로 나누어지는데 이들의 다양한 조합을 통해 15 가지의 다양한 분산 맵들을 구성한 뒤 각각의 경우를 분석하여 링크 성능을 크게 향상시키는 최적화된 분산맵 구조를 구하였다. 또한, 이 최적화된 분산 조건이, 단일모드 광섬유와 분산보상 광섬유가 가지는 파장에 따른 분산 기울기의 불일치로 인해 받게 되는 영향을 조사하였고, 이 영향이 링크의 성능에 미치는 효과가 무시될 수 있는 분산 기울기의 허용 가능한 불일치 범위를 구했다.

Key Words : dispersion management; compensation; nonlinear optics; optical fiber communication; wavelength-division multiplexing.

### ABSTRACT

We have studied the dispersion properties of a 40 channel x 10 Gbit/s wavelength division multiplexer (WDM) transmission link using standard single mode fiber with all EDFA amplification over 30 x 100 km spans. The dispersion map of the link was investigated by adding fiber sections with positive or negative dispersion at the transmitter, within each amplifier span, and at the receiver. Optimum combinations of these dispersive fiber lengths were attained to significantly enhance the overall transmission performance.

### I. 서 론

광신호 장거리 전송은 초고속 전송과 대용량 전송의 두 방향 축을 중심으로 급격히 발전해 왔다. 최

근에 이러한 기술의 상업화 과정에서 기술적인 선진성과 함께 중요하게 요구되고 있는 것이 경제적인 효율성이다[1-2]. 10 Gb/s 전송기술을 사용하는 경제적인 방법 중의 하나는, 새로운 분산보상 기능이 강

\*동명정보대학교 정보통신공학과 김 민 성(minsung@tit.ac.kr)

\*\*호주 멜본대학교 전기전자공학부 Research fellow 최 보 훈(hope@icu.ac.kr, b.choi@ee.mu.oz.au)

논문번호 : (KICS2004-06-037) 접수일자 : 2004년 6월 12일

※본 연구는 정보통신부 정보통신연구진흥원 2003년 기초기술연구 지원 사업( 03-기초-0036)의 지원으로 수행되었음.

화된 특수 광섬유나 Raman 증폭기의 사용 없이, 기존에 포설되어 있는 표준 단일모드 광섬유 (Standard Single Mode Fiber: SSMF)와 표준적인 100 km 증폭구간 거리 그리고 에르븀 첨가 광섬유 증폭기 (Erbium-Doped Fiber Amplifier: EDFA)를 사용하는 것이다. 이 방법은 새로운 기술에 기반을 둔 전송 방법에 비해 경제적인 장점을 가지는 것이 분명하지만 그 전송 성능이 상대적으로 제한적이다.

시스템 최적화, 특히 분산 맵(map) 최적화가 이 같은 SSMF 전송 링크의 전송 거리와 전송 용량 제약을 완화시킬 수 있지만[3], 분산 맵의 변화에 따른 효과를 실험적으로 분석하는 것은 현실적인 어려움을 가지고 있다. 왜냐하면 다양한 분산조건을 비교하게 위해, 많은 다양한 길이의 분산 보상 광섬유 (Dispersion Compensation Fiber: DCF)와 이에 맞게 제작된 다양한 성능의 EDFA들이 요구되기 때문이다[4-5]. 따라서 분산 맵 최적화를 위한 연구에서는 컴퓨터 실험을 통한 연구가 활발하게 이루어지고 있으며, 그 몇 예로 분산 관리 광섬유 (dispersion-managed fiber)나 분산 천이 광섬유 (dispersion-shifted fiber)를 전송선으로 이용한 경우 [6-7], EDFA와 함께 Raman 증폭기를 함께 사용한 경우들이[8] 있다. SSMF를 전송선으로 이용한 경우는 제한적으로 단일 채널만을 사용하는 분산 맵 최적화 문제를 다루고 있으나[9], 그러나 파장에 따른 분산 기술기 불일치 문제에 대한 연구는 이루어지지 않고 있다.

본 논문에서는 SSMF를 전송 광섬유로 하는 30 x 100km 거리에 대해 10 Gb/s의 채널속도를 가진 40개의 파장다중 Return-to-Zero (RZ) 채널 신호들을 전송하는 링크를 구성한 뒤, 이 링크에서 다양한 분산 보상 맵의 영향을 조사하고자 한다. 논문의 구성으로, 본문 II 는 사용된 전송링크의 세부 구조와 컴퓨터 실험에서 이용된 상수들을 설명하며, 본문 III 는 분산 맵 최적화에 앞서, 중요한 시스템 변수중의 하나인, 이 링크 속의 SSMF 와 DCF로 입력되는 광 신호의 적절한 입력 세기를 구하는 과정을 설명한다. 이 과정을 통해 EDFA 의 자연증폭방출 (Amplified Spontaneous Emission: ASE)과 비선형 효과로 인한 신호 왜곡을 최소화 할 수 있는, 최적 입력 광신호 세기를 결정하게 되는 것이다. 본문 IV 는 분산 맵 최적화 과정과 그 결과가 주어지며, 본문 V 는 SSMF 와 DCF 사이의 파장에 따른 분산 기술기 불일치가 주는 영향을 다룬다.

## II. 전송링크 구성

40 채널의 파장 다중화 전송 링크의 구성도가 Fig. 1 에서 주어지는데, 30 회의 증폭 구간 (amplification span)을 거치며, 채널속도가 10 Gb/s 이고 RZ 전송신호를 사용하는 40개의 채널로 구성 되어 있다. 분산 보상 최적화 연구를 위해 NRZ (Non-Return-to-Zero)[9]나

CSRZ (Carrier-Suppressed-Return-to-Zero)[10]등의 다른 신호 포맷들이 사용되기도 했으나 RZ 신호를 사용한 이유는 NRZ 포맷보다는 비선형효과에 의한 신호왜곡현상의 영향을 적게 받으며 다른 유사 RZ 신호들 보다 일반적인 신호 포맷이기 때문이다[11, 12]. 각 증폭구간은 100km SSMF 와 그에 상응하는 DCF, 2개의 EDFA 증폭단 그리고 이득평탄화 필터(Gain Flattening Filter: GFF)로 구성된다. GFF는 광신호가 광섬유를 따라 진행하면서 생기는 라만 산란 (Raman Scattering)에 의해, 파장에 따라 다른 이득의 차이를 보상해 주기 위해 사용되었다. 따라서 각 증폭 구간이 새로 시작될 때마다 입력광 세기들은 신호파장에 따른 변화가 최소화 되었다. 이 링크를 위한 분산 맵은 세 부분으로 나누어지는데, 각 증폭 구간에서 분산보상 광섬유의 길이에 따른 구간보상, 신호전송부에서 덧붙여지는 분산보상 광섬유의 길이에 따른 전치보상, 그리고 수신부의 직전에 덧붙여지는 분산보상 광섬유의 길이에 따른 후치보상 등으로 구성된다. 전송링크를 위한 40개의 다중화 채널들의 파장은 1533.5 nm 부터 1564.7 nm 사이에 있으며 100 GHz 채널 간격을 가진다. 각각의 채널들은 먼저 상호 독립적이고 처평이 없는 Mach-Zehnder (MZ) 변조기를 통해 각각 NRZ 신호들로 변조되었으며 각 변조기들은  $2^6-1$  PRBS (pseudo random bit sequence) 신호패턴으로 구동되었다. 이후 40 개의 NRZ 채널들을 다중화 시킨 다음, 또 다른 MZ 변조

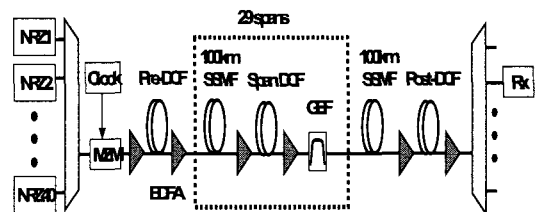


Fig. 1. 표준 단일 모드 광섬유와 EDFA 증폭기를 사용한 3000 km의 전송 링크의 구성도

Table 1. 표준 단일모드 광섬유 (SSMF)와 분상 보상 광섬유 (DCF)의 상수들

광섬유 종류	SSMF	DCF
분산 (ps/nm/km)	17	-90
분산 기울기(ps/nm <sup>2</sup> /km)	0.058	-0.32
상대 분산 기울기(nm <sup>-1</sup> )	0.0034	0.0036
광섬유 손실(dB/km)	0.25	0.5
Effective area (mm <sup>2</sup> )	80	20
비선형 굴절률 (10-20 m <sup>2</sup> /W)	2.35	2.7

기를 사용하여 모든 NRZ 채널들을 RZ 포맷으로 변환하였다. 사용된 SSMF와 DCF의 주요한 상수 값들이 Table 1에 주어지는데, 이 값들은 상업적으로 실제 이용되는 광섬유의 값들이다. EDFA는 잡음지수는 5 dB 이고 이득은 파장에 대해 평탄한 특성을 가지도록 모델링 되었으며, 이들은 DCF의 양쪽에 위치시켰다. 파장역다중화기 (demultiplexer)는 40 GHz 반 진폭을 가지는 3차 대역 통과 Bessel 함수 필터로서 모델링 하였으며 수신기는 1 A/W responsivity 와 3 pA/(Hz)<sup>1/2</sup> single side-band thermal noise density를 가지는 PIN 광다이오드, 7 GHz 반진폭과 3차 전기 저주파 통과 Bessel 필터로 구성하였다.

이 전송 링크 실험을 위해 모델링 소프트웨어인 VPItransmissionMaker™를 사용하였다. 이 컴퓨터 실험은 광손실, 그룹 속도 분산(Group Velocity Dispersion: GVD), 자기 위상 변조(Self-Phase Modulation: SPM), 상호 위상 변조(Cross-Phase Modulation: XPM), Four Wave Mixing(FWM), 그리고 라만 산란 등의 효과와 이들 간의 상호작용(cross talk) 모두를 포함한다. 신호잡음은 채널간의 라만 산란 효과를 충분히 다루기 위해 40 채널의 중심파장을 기준으로 하여 10240 GHz의 넓은 대역에서 계산하였고 광신호들과 잡음의 상호작용들은 전송링크를 통해 신호가 진행되는 동안 계속해서 고려하였다. 각 광섬유에서 라만 이득 계수는 13 THz 중심 파장 차이를 가지고 10 THz 의 3 dB 대역폭을 갖는 라만 스펙트럼을 가지는 것으로 계산되었다. 이 링크 시스템의 성능은 주로 채널 4 (1562.2 nm), 채널 20 (1549.3 nm), 그리고 채널 37 (1535.8 nm) 등 3 개의 기준 채널의 Q 값들에 의해 평가되었고 필요한 경우는 전 채널의 Q 값을 모두 계산하였다. 기준 채널로 채널 4 와 37이 선택되었던 이유는 제일 가장 자리의 채널보다도 이웃 채널과의 상호 작용을 통해 XPM과 FWM 등의 비선형 효과에 의한 신호왜곡이 더 크기 때문이다. 각 채널의 Q 값들은 주기적인 경계조건을 이용하여 파형 왜곡과 통계적인 잡음 효과를 독립적으로 고려하여 계산하였다.

### III. 입력 광신호 세기 최적화

입력 광 신호 세기의 적절한 선택은 전송 링크 디자인의 가장 중요한 최적화 요건중의 하나이다. 광신호 전송선인 SSMF와 DCF로 입력되는 광 신호의 세기는 시스템 성능에 강한 영향을 미치게 된다. 최적 입력 광세기, 신호 세기가 커질수록 그 영향이 증가하는 비선형 효과에 의한 신호 왜곡과 신호 세기가 작아질수록 그 영향이 커지는 증폭기의 잡음 사이에서 어떻게 균형을 유지하느냐에 달려있다. 본 실험에서는, 각 증폭 구간에 있는 SSMF와 DCF의 앞에 위치한 EDFA의 출력 광 신호 세기를 변화시킴으로써 다양한 세기의 광 신호를 링크에 적용시킬 수 있었다. 분산 맵 비교를 위한 전 단계로, 각 증폭구간에서 완전한 구간 분산보상을 사용하고 전치보상이나 후치보상을 사용하지 않았을 때의 분산 맵 구조를 이용하였고, 이 분산 조건에서 EDFA로부터 나오는 출력 광 세기들이 링크를 위해 최적화 되었다.

Fig. 2 는 각 SSMF 와 DCF로 입력 광 신호세기의 변화에 따른 링크 성능의 변화를 보여주고 있는데, 채널 4, 20, 그리고 37의 Q 값들이 구해졌다. 여기서 x와 y축의 입력세기는 총 40 채널을 합친 신호 세기이며 최적의 Q 값을 위한 입력 광세기 조건은 세 채널 각각에서 모두 조금씩 차이가 나는 것을 알 수 있다. 전체 채널에 공통적으로 적용될 동일 신호 세기를 위해, 상대적으로 성능이 낮은 채널 4가 최적의 Q값을 얻을 수 있는 입력 광세기를 기준으로 x 축 SSMF 에 대한 입력신호로는 18 dBm (2 dBm/채널), 그리고 y 축 DCF 에 대한 입력신호로는 9 dBm (-7 dBm/채널)의 조합을 선택하였다. 이 입력세기 조건하에서 세 채널의 Q 값의 차이는 0.7 dB 미만이었으며 이 차이는 적절히 디자인된 GFF에 의해 최소화된 것이다. GFF를 위해, 파장에 따라 선형적으로 광 세기가 감쇄되는 특성을 갖는 필터를 사용하였는데 이 파장에 따른 기울기는 반복적인 계산을 통해 채널에 따른 Q 값의 차이를 최소화 할 수 있도록 선택하였다. GFF를 사용함으로써 세 채널간의 성능차이를 1 dB 이상 개선할 수 있었다. Fig.2 에서, 최적 입력 세기의 정점에서 멀어질수록 급격히 링크 성능이 저하되는 것을 볼 수 있는데,

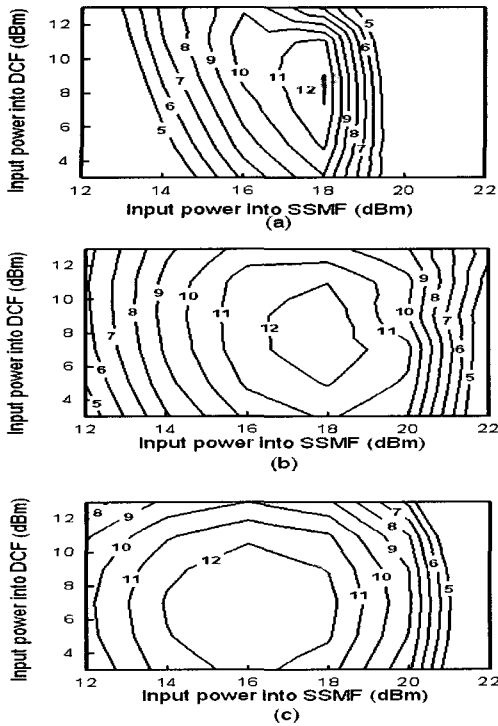


Fig. 2. 채널 4 (a), 20 (b), 그리고 37 (c)에서 측정된, SSMF와 DCF로 입력되는 신호세기의 변화에 따른 Q 값들

이는 이 정점보다 큰 입력 세기에서는 비선형 효과 때문에, 이 정점보다 작은 세기에서는 증폭기 잡음 때문에 Q 값이 작아지게 때문이다. 더욱이 이 Q 값의 감소가 최적 세기보다 큰 입력 세기에서 보다 급격하게 일어난다는 사실은 이 링크 구조에서 비선형 효과의 영향과 중요성이 보다 크다는 것을 말하고 있는 것이다.

세 채널들 모두에서 SSMF로의 입력세기가 DCF로의 입력 세기보다 큰 이유는, DCF의 광섬유가 그 구조상 effective area가 작으므로 SSMF에서 보다 큰 비선형 효과를 나타나기 때문이다. 이 같은 입력 세기의 최적 값은, 비록 개별 채널별로는 분산 맵 구조에 크게 영향을 받으나, 전 채널들에 공통적으로 적용될 입력세기 값을 고려하면 우리의 이전의 컴퓨터 실험을 통해 알 수 있는 바와 같이 분산 맵의 구조 변화에 거의 영향을 받지 않으므로, 이 장에서 구한 입력 세기들이 이어지는 다양한 분산 맵 구조를 위한 최적화 실험들에 계속 사용되었다[13].

#### IV. 분산 맵 최적화

이 전송 링크의 분산 맵은 전치분산보상, 구간분

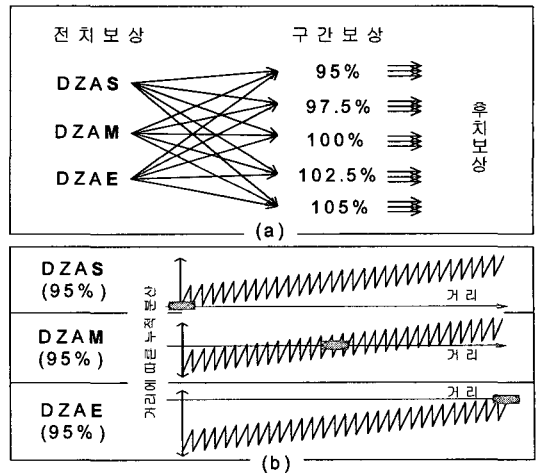


Fig. 3. (a) 전치분산보상과 구간분산보상의 다양한 조합에 의해 15개의 각기 다른 분산 구조 맵들 (b) 누적 분산 값이 실제로 각 맵에서 어떻게 달라지는지를 보이기 위해, 세 가지 전치보상인 DZAS, DZAM 그리고 DZAE들과 결합된 95% 구간보상의 맵 구조

산보상, 그리고 후치분산보상으로 나누어지며 이들의 다양한 조합에 의해 결정되었다. 먼저 전치분산보상을 위해서는 분산 값이 링크의 시작점에서 zero인 경우 (Dispersion-Zero-At-Start: DZAS), 누적된 분산 값이 링크의 중간점에서 zero인 경우 (Dispersion-Zero-At-Middle: DZAM), 그리고 누적된 분산이 전송 링크의 마지막 점에서 zero인 경우 (Dispersion-Zero-At-End: DZAE)의 세 종류의 전치보상들이 고려되었다. 이 같은 분산 전치보상들은 Table 1의 데이터로부터 계산된, SSMF 또는 DCF의 적절한 길이에 의해 결정되었다. 구간분산보상을 위해서는 95%, 97.5% 100%, 102.5%,

그리고 105%의 다섯 종류의 서로 다른 분산 보상 조건들이 고려되었는데 이 가운데 100% 구간보상은 완전한 분산보상을 의미하며, 100% 보다 낮은 것은 부족한 보상을, 높은 것은 과도한 보상을 의미한다. 이들이 세 가지 경우의 전치보상들과 어우러져 15가지의 분산 조건 조합을 이루게 된다. 이와 같은 전치보상과 구간보상의 조합으로 결정된 구조에서, 마지막으로 수신부에 덧붙여지는 DCF의 길이, 혹은 경우에 따라서는 SSMF의 길이를 가변 시켜 가면서 최적의 후치보상조건을 구했다. 이 같은 분산 보상 조합들이 Fig. 3 (a)에 요약되어 있는데, 그 중 하나의 예로 Fig. 3 (b)는 세 가지의 전치보상 구조에 대한 95% 구간보상의 분산 맵들을 보인다. 이 맵에

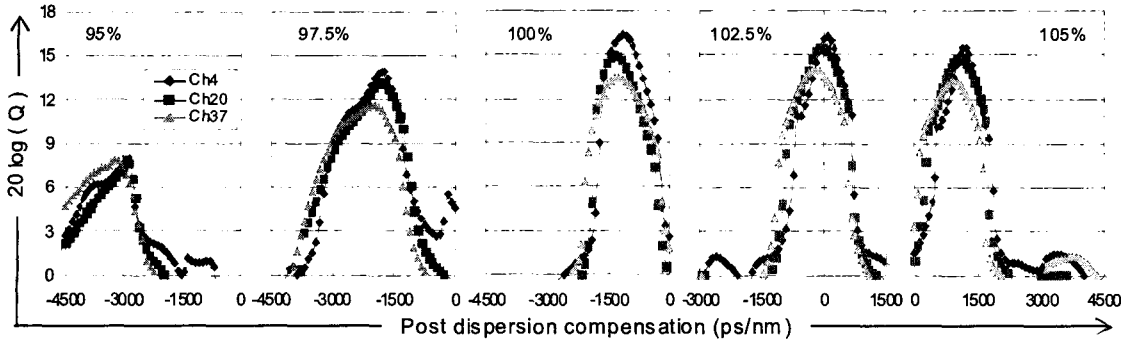


Fig. 4. DZAS 전치보상 조건을 가지는 5가지의 다른 구간보상 맵들에서 후치보상 광섬유의 분산 값의 변화에 따른 Q값

서의 회색 원들은 전송 전 구간에 걸쳐서 누적 분산의 zero 인 지점을 나타낸다.

Fig. 4 는 DZAS 의 전치보상 구조와 각각의 다른 구간보상 조건의 조합 하에서, 후치보상 조건을 변화시키면서 구한 채널 4, 20, 그리고 37의 Q 값들을 보여 준다. 여기서, 수평축은 사용된 후치보상용 광섬유의 분산 값으로 그 값이 음수인 경우는 DCF 가 사용되었음을 말하며 양수 값은 DCF 대신 SSMF 가 사용되었음을 의미한다. Fig. 4 에서 알 수 있는 바와 같이, 각각의 구간보상의 결과에서, 각 채널의 최고 Q 값을 위한 후치보상의 조건이 조금씩 차이가 있다. 따라서 분산 맵의 성능 비교를 위한 최적의 조건은, 세 채널의 최고 Q 값들 중에서 가장 낮은 값이 그 채널에서 최고가 되는 조건으로 선택하였다. 이는 링크의 성능 평가의 기준은 모든 채널 중 최저 성능을 가진 채널의 한계가 중요한 평가 기준이 되기 때문이다. 이 최고 Q 값들 중에서 가장 낮은 Q 값을 "대표 Q 값"이라고 부르며 각각

의 구간보상 구조에서 대표 Q 값의 비교를 통해 다섯 가지의 다른 구간보상 조건을 비교했다. Fig. 4 에서 알 수 있듯이 DZAS 조건에서 최고의 성능은 102.5% 구간보상에서 이루어졌으며 이때 2 km DCF (180 ps/nm)가 후치보상으로 사용되었고, 20 x log (대표 Q 값)은 14 dB이며, 완전 구간 보상인 100% 보상 때에는 이 값이 13.5 dB 이었다.

DZAM 과 DZAE 의 전치보상의 경우에도 DZAS 경우의 Fig. 4 와 같이, 각각의 분산보상 조합 하에서 후치보상의 최적화 과정을 통해 대표 Q 값을 구한 뒤 그 값들을 비교하였으며 그 결과가 Table 2 에 정리하였다. 이 값들과 더불어, 각각 분산 맵에서 중심파장 채널을 기준으로, 전송거리에 따른 누적된 분산 값들을 보여주는 그림이 함께 주어졌다. 그 결과는 세 가지의 전치보상 조건 모두에서 100% 보다 높은 구간보상이 보다 좋은 성능을 나타내었다. 나아가, 100% 보다 높은 구간보상 조건들에서 세 가지 전치보상조건들을 비교하면, DZAS가 제일 좋은 결

Table 2. 다양한 전치보상과 구간보상이 결합된 15가지의 분산 맵들의 누적분산 값의 그래프이며 이 조건들에서 최종적으로 후치보상 최적화를 거쳐 구해진 Q 값들의 정리

		Span-compensation				
		95 %	97.5 %	100 %	102.5 %	105 %
Pre-compensation	DZAS	$20 \log(Q_{min}) = 7.6$	11.6	13.5	14	13.3
	DZAM	12.6	12.7	10.8	13.8	13.1
	DZAE	5.8	6.5	6.4	13.2	13.4

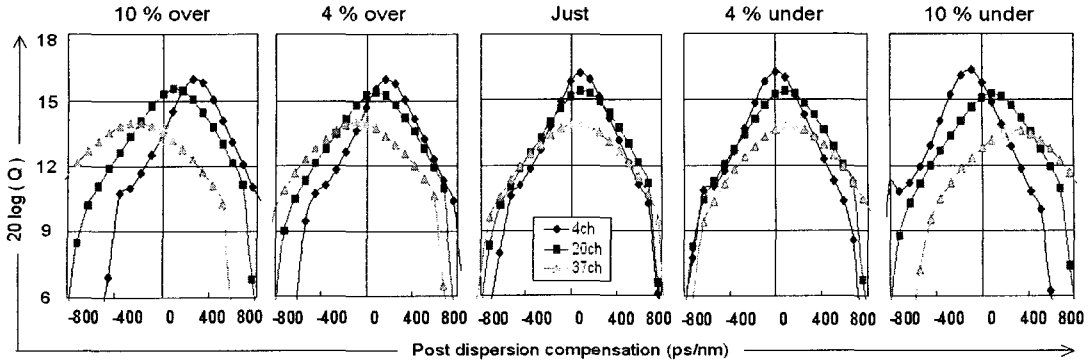


Fig. 5. 각각의 분산 기울기 차이가 10% 미만, 4% 미만, 일치, 4% 초과, 그리고 10% 초과인 경우에, 세 대표적인 채널 4, 20, 그리고 37의 후치보상 값의 변화에 따른 Q 값

과를 보였다. 최적의 결과는 DZAS 조건 하에서 102.5% 구간보상의 분산 맵 구조에서 구해졌으며, 이와 함께 나머지 다른 두 전치보상에서도 102.5% 구간보상은 유사한 좋은 결과를 가졌는데 그 이유는 이들의 보상 맵의 구조가 거의 유사하기 때문이다.

이와 같은 분산 맵의 최적 조건은 누적 분산 양의 적절한 균형에서 나왔다. 누적된 분산 양이 제로 점으로부터 너무 멀어져서 SPM과 분산의 상호작용이 커지는, 누적 분산 값이 큰 맵 구조는 지양되어야 하지만, 누적 분산 값이 전 전송거리에서 항상 제로 값 근처에 머무르는 구조 또한 성능 저하를 초래하게 된다.

이는 적은 분산 값이 두 인접한 파장 채널 사이의 위상지터 또는 cross talk 을 유발시켜서 신호 왜곡을 가져오기 때문이다. 따라서 이 같은 잡음 발생을 최소화할 수 있는 적절한 채널간의 신호 펄스 간격 유지(walk-off)가 가능한 분산 값이 요구된다.

위 단락의 구체적인 설명의 예로, 먼저 출발점이 나 끝점에서 큰 누적분산 값을 가지는 DZAS 혹은 DZAM 조건 하에서 95% 구간보상의 전송링크를 보자. 이 같은 맵 구조에서 비선형 효과의 영향을 분석하기 위해 40채널을 모두 전송 시킨 경우와 단 하나의 채널만 전송 시킨 경우를 비교하는 시뮬레이션을 수행하였다. 그 결과는 WDM 신호와 단일 채널 신호사이에 성능 차이가 없었다. 이런 결과는 이러한 맵 구조에서는 SPM과 분산의 상호작용이 Q 값의 악화를 초래하였으며 XPM 영향은 거의 없음을 의미한다. 또한 DSAM 조건 하에서 100% 구간보상 분산 맵은 가장 작은 누적 분산 값을 가지지만, 작은 누적 분산 값이 가장 좋은 Q 값을 보장하지는 못했다. 100% 구간보상의 Q 값은 102.5% 와 105%

경우보다 낮는데 이러한 이 성능 저하는 이미 언급한 바와 같이 비록 SPM 의 효과는 상대적으로 줄어들었으나 인접 채널간의 XPM으로 인한 위상왜곡 현상 (위상지터 또는 cross talk)이 증가했기 때문이다. 즉 두 이웃 한 채널의 각 비트(bit)들은 보통 분산에 의해 광섬유를 통해 진행되는 동안 시간, 공간적으로 어느 정도 떨어져 있게 된다. 그러나 광섬유에 의한 분산이 각 증폭구간의 끝에서 완전보상 (100%구간보상)이 이루어지게 되면, 이 비트 패턴이 재 정렬되어 분산으로 인한 비트간의 시간, 공간상의 간격이 현격히 줄어들게 되며 따라서 XPM 효과를 심화 시켜 성능 악화를 가져온다<sup>8, 14)</sup>. 과도한 보상의 경우는 부족한 보상보다 작은 평균 분산 편차를 가지므로 102.5% 구간보상에서 적절한 균형이 이루어져 가장 좋은 성능 결과를 나타내었다.

### V. 분산 기울기 불일치 문제

분산보상을 위해 고려되어야 할 중요한 변수중의 또 다른 하나는 “분산기울기” 혹은 “파장에 따른 분산의 변화”이다. 광파장 다중화 전송에서 분산과 함께 분산기울기가 같이 보상되어야 하는데, 완전한 분산기울기 보상조건은 다음과 같다.

$$\frac{\Delta_{SMF}}{D_{SMF}} = \frac{\Delta_{DCF}}{D_{DCF}}$$

여기서 D는 광섬유 분산, Δ는 분산 기울기이다.

실제로 상업적 목적으로 광섬유가 사용될 때, SSMF 와 DCF 사이의 분산 기울기가 언제나 일치 되도록 사용할 수 있는 것은 아니며, Table 1 에서

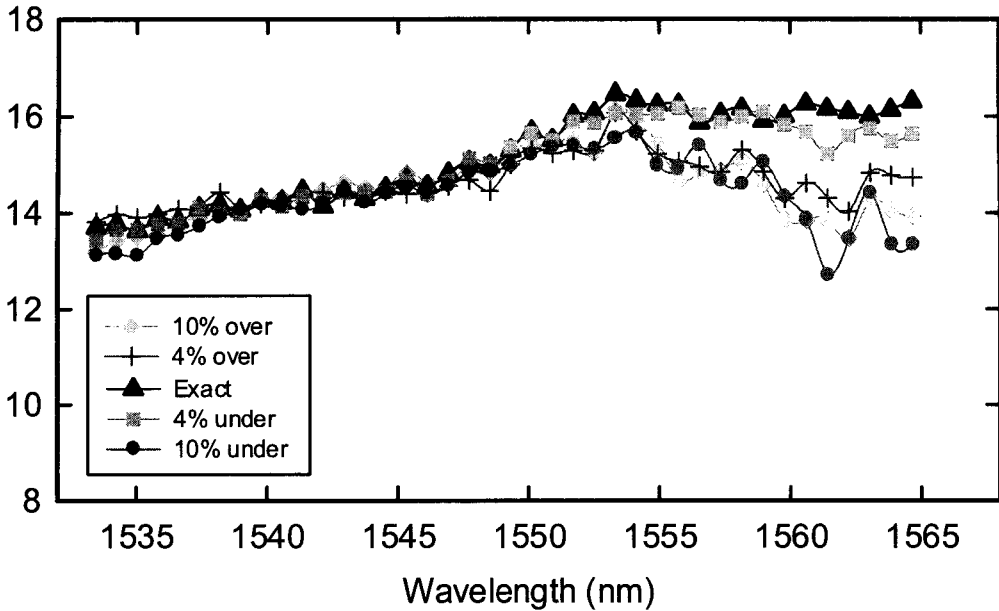


Fig. 6. 다섯 가지의 다른 분산 기울기 불일치조건에 대해, 각각 하나의 최적화된 후치분산 광섬유를 사용하여 전 40 채널에 대해 구한 Q값들

인용된 상수들을 완전 분산 기울기 보상조건 식에 대입해 보면, 우리가 본문 IV에서 사용한 광섬유들의 분산 기울기가 완전히 일치하지는 않는다는 것을 알 수 있다. 본 논문에서 이 같은 값들을 사용한 이유는 가능하면 현재 상업적으로 이용되고 있는 광섬유의 상수 값들을 이 연구에 적용하기 위해서였으며 이들의 기울기의 불일치는 정도는 DCF가 SSMF에 대해 4% 초과한 기울기이다.

이 장에서 우리는 분산 기울기 불일치가 광전송 링크의 성능에 미치는 효과를 분석하고자 한다. 본문 IV 장에서 구한 최적의 전치보상과 구간보상조건의 분산 맵 구조에, 다섯 가지의 분산 기울기 불일치 조건, 즉 10% 초과, 4% 초과, 일치, 4% 미달, 10% 미달의 경우들이 적용되었다. 이와 같은 조건에서, 후치분산 양의 변화 통해 후치 분산이 최적화된, 각각의 다른 분산 기울기 불일치 경우의 링크 성능 결과가 Fig. 5에 주어졌다. Fig. 4에서와 마찬가지로, 세 대표적인 채널들의 Q 값의 변화를 조사하였고, 이때, 수평축에서 양수와 음수 분산 값은 SSMF 혹은 DCF의 후치분산 광섬유를 사용했음을 의미한다. 그럼에서 알 수 있듯이, 각각의 채널에 대해, 만약 최적의 Q 값을 얻기 위해 적절하게 후치분산보상을 취해 준다면, 분산 기울기 보상의 차이가 최적의 Q 값에 미치는 영향은 크지 않다는 것을 알 수 있다. 이는 만약 후치분산보상이 각 개별 채널

별로 이루어진다면 이 기울기 불일치의 효과가 최소화 될 수 있다는 것을 의미한다. 그러나 만약 후치 보상 최적화가 모든 채널에 대해 하나의 길이의 후치보상 광섬유로만 이루어진다면, 이 기울기의 차이에 의한 효과는 커지게 된다. Fig. 5에서 회색 원은 각 분산 기울기 불일치 경우에서 대표 Q 값을 표시하며 이를 통해 후치보상 조건을 알 수 있다.

Fig. 6은 각각의 기울기 불일치 조건에서, 전 채널을 위해 최적화된 하나의 후치보상 광섬유를 이용하여 구한 40 채널 모두에 대한 Q값들의 결과이다. 예상할 수 있는 바와 같이, 1550 nm 근처에서는 분산보상이 파장의 차이에 영향을 받지 않기 때문에 분산 기울기 불일치에 따른 Q값의 변화는 거의 없음을 알 수 있다. 그러나, 이 파장에서 멀어질수록 Q 값의 변화는 커진다. 기울기가 정확하게 일치하는 경우의 Q 값들을 보면, 단파장 채널들과 장파장 채널들 사이에서 Q 값의 차이가 발생하고 상대적 장파장 채널들이 큰 값을 가지는 것을 알 수 있다. 라만 산란에 의한 영향을 조정하기 위해 GFF를 사용했음에도 불구하고 생긴 이 같은 장파장과 단파장 채널의 차이는 부분적으로 사용된 GFF가 분산 기울기가 일치하는 경우가 아니라 4% 초과하는 기울기 불일치의 경우를 기준으로 설계되었기 때문에 발생했다.

만약 분산 기울기 불일치의 영향을 전체 채널에서

의 최소 Q 값으로 판단한다면  $\pm 4\%$ 이내의 기울기 불일치는 단지 0.3 dB의 차이만 발생하고  $\pm 10\%$  이내의 불일치일 때는 그 차이는 1 dB로 증가한다. 이 같은 결과는 만약 분산 기울기 차이가  $\pm 4\%$  이내일 때는 후치보상 최적화를 위해서 단 하나의 후치보상 광섬유만 사용하더라도 채널 성능에는 거의 영향이 없음을 증명한다. 만일 기울기 불일치가 이 범위보다 더 커질 경우에는 각 채널당 단독의 후치보상 광섬유가 요구될 확률이 커짐을 의미한다.

## VI. 결론

RZ 전송포맷의 채널속도가 10 Gb/s를 가지는 40개의 파장다중화 채널을 송신부로 사용하여, 표준 단일모드 광섬유(SSMF)와 EDFA 증폭기로 이루어진 경제성이 있는 3000 km 전송 링크에서, 이 링크의 다양한 분산 구조에서의 전송 성능을 분석함으로써, 성능 향상을 위한 최적화된 링크 분산 조건을 구하였다. 그 결과로 비선형 효과와 증폭기 잡음을 최소화하기 위해 각 증폭구간의 SSMF와 분산 보상 광섬유 (DCF)로 입력되는 신호세기가 18 dBm (2 dBm/채널) 과 9 dBm (-7 dBm/채널)로 최적화되었다. 이 입력세기를 이용해서 전치분산보상과 구간분산보상 그리고 후치보상을 변화시켜가면서, 15가지의 각기 다른 분산 맵들의 성능들을 비교하였다. 이 때 최고의 성능은 전치분산 없이 102.5%의 구간보상으로 이루어진 분산 맵에서 이루어졌다. 이 최적화된 분산 맵의 광 링크에서 두 광섬유인 SSMF와 DCF 사이의 분산 기울기 불일치 정도가 각각 0%,  $\pm 4\%$  그리고  $\pm 10\%$  인 경우가 링크 성능에 미칠 영향을 조사하였다. 만일 전송 링크의 끝단에서, 모든 채널의 후치분산 최적화가 각기 채널에 따라 개별적으로 이루어진다면, 분산 기울기 차이는 링크 성능에 거의 영향을 주지 않는다. 모든 채널의 후치분산보상 최적화가 단지 하나의 광섬유로만 이루어지는 경우에는 그 분산 기울기 차이를  $\pm 4\%$ 의 이내로 제한한다면 링크의 성능 저하는 무시될 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] G. Charlet, S. Lanne, L. Pierre, C. Simonneau, P. Tran, H. Mardoyan, P. Brindel, M. Gorlier, J.-C. Antona, M. Molina, P. Sillard, J. Godin, W. Idler, and S. Bigo, *Optical Fiber Communication Conference (2003)*, PD25, 2003
- [2] J. K. Marcerou, F. Pitel, G. Varelle, O. A. Sab. D. Lesterlin, and J. Chesnoy, *Optical Fiber Communication Conference*, Me3, 2001
- [3] D. G. Foursa, C. R. Davidson, M. Nissov, M. A. Mills, L. Xu, J. X. Cai, A. N. Pilipetskii, Y. Cai, C. Breverman, R. R. Cordell, T. J. Carvelli, P. C. Corbett, H. D. Kidorf, and N. S. Bergano, *Optical Fiber Communication conference(2002)*, FC3, 2002
- [4] B. Bakhshi, M. F. Arend, M. Vaa, E. A. Golovchenko, D. Duff, H. Li, S. Jiang, W. W. Paterson, R. L. Mayback, and D. Kovsh, *Optical Fiber Communication Conference (2001)*, PD21, 2001
- [5] S. N. Knudsen, B. Zhu, L. E. Nelson, M. O. Pederson, D. W. Peckham, and S. Stulz, *Electronics Letters*. 15, pp. 965-966, 2001.
- [6] Y. Frignac and S. Bigo, *Optical Fiber Communication Conference (2000)*, TuD3, 2000.
- [7] A. Bertaina, S. Bigo, C. Francia, S. Gauchard, J.-P. Hamaide, and M. W. Chbat, *IEEE Photonics technology letters*, 8, pp. 1045-1047, 1999.
- [8] B. Zhu, L. Leng, L. E. Nelson, S. Stulz, T. N. Nielsen, and D. A. Fishman, *Optical Fiber Communication Conference (2001)*, TuN3, 2001.
- [9] C. Peucheret, N. Hanik, R. Freund, L. Molle, and P. Jeppesen, *IEEE Photonics technology letters*, 8, pp. 992-994, 2000.
- [10] A. Sano, and Y. Miyamoto, *J. Lighwave Technology*, 12, pp. 1864-1871, 2001.
- [11] C. Caspar, H.-M.Foisel, A. Gladisch, N. Hanik, F. Kuppens, R. Ludwig, A. Mattheus, W. Pieper, B. Strebel, and H. G. Weber, *IEEE Photonics Technology Letters*, 4, pp. 481-483, 1999.
- [12] M. I. Hayee, and A. E. Willner, *IEEE Photonics technology letters*, 8 pp.991-993, 1999.
- [13] Y. J. Wen, and S. Dods, *Lasers and Electro-Optics Society (2002)*, TuL2, 2002
- [14] C. Füsrt, C. Scheerer, G. Mohs, J.-P. Elbers, C. Glingener, *Optical Fiber Communication conference (2001)*, MF4, 2001



김민성(Min-Sung Kim)

정회원



1993년 3월 Waseda 대학 이공학부 공학석사

1997년 3월 동경공업대학 재료과학 공학박사

1997년 11월 ~ 2000년 2월 삼성전자 광응용연구그룹 책임연구원 2000년 3월 ~ 현재

동명정보대학교 정보통신공학과 조교수

<관심분야> 광통신, 광디바이스, 광인터넷

최보훈 (Bo-Hun Choi)

정회원



1994년 2월 : 부산대학교 물리학과 석사

1994년 6월~ 1995년 9월: 현대전자 광소자 개발실 근무

1996년 4월~ 1998년 8월: 삼성전자 광통신 연구부 근무

2001년 8월 : 한국정보통신대학교 (ICU) 공학박사

2001년 10월 ~ 현재 : 호주 멜본대학교 전기전자공학부 Research fellow

<관심분야> 광통신 공학, 광인터넷.