

論文99-36D-8-10

# 단계 분할 유한 요소법을 이용한 분산 보상 광 전송 시스템의 시뮬레이션

## (Simulation of Dispersion Compensation Transmission System Using Split-Step Finite Element Method)

洪 淳 源 \* , 李 鎬 俊 \*

(Soon-Won Hong and Hojoon Lee)

### 요 약

분산 보상을 위하여 DCF(dispersion compensating fiber)를 사용한 10Gbps 전송 시스템을 시뮬레이션 하였다. 비선형 광섬유에서의 NRZ 펄스 전파를 분석하기 위해서, 유한 요소법과 유한 차분법을 조합한 단계 분할 유한 요소법을 사용하였다.

광 증폭기와 시스템 잡음이 포함된 시스템의 수신기에서 eye diagram과 BER 곡선을 구하였다. 시뮬레이션 결과로써, 50km전송 후에 분산 페널티가 약 0.8dB이었으며, 이득이 12dB인 EDFA를 사용하였을 때  $10^{-9}$  BER에서 -27.4dBm의 수신감도를 나타내었고 EDFA를 사용하지 않았을 경우에는 15.6dBm의 감도를 나타낸다는 것을 확인하였다.

### Abstract

A simulation of 10 Gbps optical fiber transmission system using DCF(dispersion compensating fiber) for the dispersion compensation is performed. In order to analyze the NRZ pulse propagation in nonlinear, dispersive and lossy fiber, the split-step finite element method that is combination of finite element method and finite difference method is used.

Also, we obtained the optical eye diagram and BER characteristics at the receiver of the system that is contained the optical amplifier and system noises. As a result of simulation, we obtain that the dispersion penalty is about 0.8dB after 50km transmission and the receiver sensitivities at  $10^{-9}$  BER are -27.4dBm with EDFA pre-amplifier of 12dB gain and -15.6dBm without EDFA.

### I. 서 론

다가오는 21세기에는 컴퓨터와 정보통신, 고해상도 화상전송, 입체 영상정보의 전송 등이 실용화 됨으로써 수십 Gbps급 WDM(wavelength division multiplexing) 시스템의 개발이 요구된다. 그러나 일

반적으로 이러한 WDM 시스템을 개발하여 그 성능을 평가할 경우, 시스템의 성능을 결정하기 위해서는 다양한 파라미터가 존재한다. 이런 파라미터에 대한 정확한 분석은 작은 시스템에서도 매우 복잡하며 효율적인 분석법과 매우 정확한 분석결과가 요구된다. 따라서 컴퓨터 시뮬레이션을 이용한 분석은 최적의 광통신 시스템 구현 및 경제적인 시스템 설계를 위하여 중요한 역할을 한다.

광통신 시스템에서 광 신호를 전송할 때 발생하는 분산과 비선형 현상은 과거 수년동안 많이 연구되고 있다. 특히, 이미 매설되어진 표준(1.3 m zero dis-

\* 正會員, 湖西大學校 情報通信工學部

(Department of Information Communication Engineering, Hoseo University)

接受日字:1998年12月4日, 수정완료일:1999年7月22日

persion) 단일 모드 광섬유를 사용하여,  $1.5\mu\text{m}$  파장의 광 신호를 전송할 때 발생하는 분산을 보상하기 위한 연구<sup>[1]</sup>와 시스템에서 여러 비선형 현상이 전송 특성에 미치는 영향에 대해 많은 연구가 진행되고 있다.<sup>[2-4]</sup> 광섬유 손실, 분산과 광파의 세기에 대한 굴절률의 변화 등은 광펄스의 전송에 영향을 준다. 광전력에 의한 굴절률의 변화는 군속도(group velocity)를 변화시키지만, 이것의 직접적인 영향은 매우 작아서 무시되어질 수 있으나 야기된 굴절률의 변화는 광펄스의 모양에 영향을 미치는 자기 위상 변조(self phase modulation)와 같은 비선형 현상을 발생시킨다.

광섬유 내에서 전송되는 광 신호를 해석하는 방법 중에서 가장 널리 사용되는 방법으로 단계 분할 후리에 방식(SSFM; split-step Fourier method), 유한 차분법(FDM; finite difference method)<sup>[4]</sup> 그리고 단계 분할 유한 요소법(SSFEM; split-step finite element method)<sup>[6]</sup>이 있다. SSFM은 대부분의 광통신 시뮬레이션에서 많이 사용되고 있으며, FDM의 경우에 계산시간은 길지만 특별한 경우 정확도 때문에 사용된다. SSFEM 방식에 대해서는 soliton 전송과 BPM에서는 사용되었다. SSFM은 시간 영역과 주파수 영역을 변경하며 계산하므로 Fourier 변환과 역 변환을 반복 수행하여야 하며 이때 발생하는 오차가 크기 때문에 정확도가 떨어지는 것으로 알려져 있다. 또한 SSFM은 시간 영역과 주파수영역에서 계산하기 때문에 특히 샘플 수와 단계의 크기가 조심스럽게 선정되어야 하는 어려움이 있다. 그러나 SSFM에 의한 연산시간은 SSFEM보다 짧게 걸리기 때문에 많이 사용된다.

본 연구에서는 SSFEM 방식을 처음으로 NRZ 신호전송에서는 적용하였으며, 특히 장거리 전송시 이 방식을 사용할때 안정적인 해를 구할 수 있는 것을 보였다. 광 eye diagram, 수신기의 수신 감도를 향상시키기 위해 EDFA(Erbium-doped fiber amplifier) 전치 증폭기를 사용할 경우 어느 정도 수신 감도가 향상되는지 BER(bit error rate) 특성을 계산하였고, DCF(dispersion compensation fiber)를 사용하여 분산 보상의 파형을 시뮬레이션에 의하여 얻었으며, SSFM과 비교 검토하였다.

## II. 시스템 모델과 전송 특성 방정식

### 1. 시스템 모델

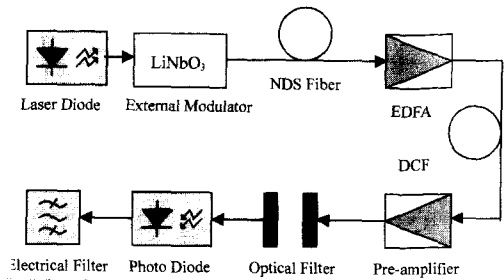


그림 1. 광 전송 시스템 블록도

Fig. 1. Block diagram of optical fiber transmission system.

그림 1은 본 논문에서 시뮬레이션한 광 전송 시스템의 모델을 보여준다. 레이저 다이오드에서 발생된 CW광은  $\text{LiNbO}_3$  외부 변조기를 통해 변조된 후 광섬유로 전송된다. 광섬유를 통해 전송된 광 펄스는 수신기의 감도를 향상시키기 위해 사용된 EDFA 전치 증폭기를 통과하여 광 필터로 들어간다. 그리고 광 필터를 통과된 광 신호는 광 다이오드에서 전기 신호로 변환된다. 마지막으로 전기 신호로 변환된 신호는 전기 필터를 통해 수신되어진다.

### 2. 광섬유 내에서의 광 신호 전파 방정식

광전송 시스템의 정확한 특성을 시뮬레이션하기 위해 시스템을 크게 송신부, 전송부, 수신부 3부분으로 나누어서 고려하였다. 첫째, 송신부에서는 PRBS (pseudo random bit sequence) 신호를 발생시키며,  $\text{LiNbO}_3$  외부 변조기를 통해 나오는 광 신호의 전계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.<sup>[11]</sup>

$$E_m(t) = E_0 \cos\left[\frac{\pi}{2}(1 - f(t))\right] \quad (1)$$

여기서  $f(t)$ 는 정규화된 PRBS 패턴을 나타내고, 평균 광 전력  $\langle p \rangle$ 로 표현되는 광파의 진폭  $E_0$ 는

$$E_0 = \sqrt{\langle p \rangle \left( \frac{4Z_0}{N_0 A_{eff}} \right)} \quad (2)$$

이고, 여기서  $A_{eff}$ 는 광섬유의 실효 코어 면적 (effective core area),  $Z_0$ 는 자유공간에서의 파동 임피던스 그리고  $N_0$ 는 광섬유의 선형 굴절률을 나타낸다. 또한 시뮬레이션을 위하여 입력 펄스의 10~90% 상승시간과 3dB 펄스폭을 각각 38ps와 100ps를 사용하였다.

둘째, 분산, 비선형성과 손실을 갖는 광섬유를 통해서 광 펄스가 전송될 때 전파 특성을 조사하기 위해서, 편광이 전송하는 동안 같은 방향으로 유지된다고 가정하였다. 즉, 전계에 대한 스칼라 접근 방식을 이용한 모델을 사용하였다.

이 접근 방식에 의하면 전계는 다음과 같이 빨리 변하는 부분과 느리게 변하는 부분으로 나타낼 수 있다.

$$E = f(x, y) E(z, t) e^{j(\omega_c t - \beta_c z)} \quad (3)$$

여기서  $f(x, y)$ 는 전계의 횡방향 분포를 나타내며,  $E(z, t)$ 는 느리게 변하는 전계의 포락선을 나타낸다.  $\omega_c$ 는 광 반송 주파수를,  $\beta_c$ 는 광 반송 주파수에서의 전파 상수를 의미한다.

전파 방정식으로부터 느리게 변화하는 부분  $E(z, t)$ 는 비선형 Schrödinger 방정식으로부터 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\frac{\partial E}{\partial z} = -\beta_1 \frac{\partial E}{\partial t} - \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} + \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 E}{\partial t^3} - \Gamma E + jkn_2 |E|^2 E \quad (4)$$

여기서  $\beta_1$ 은 군지연을 나타내고,  $\beta_2$ 는 군속도 분산을 나타내며  $\beta_3$ 는 펄스 폭이 매우 좁은 펄스에 중요한 영향을 미치는 고차 분산의 영향을 나타내지만, 10Gbps의 전송속도와 짧은 전송 거리를 갖는 시스템에서는 3차 분산의 영향이 매우 작으므로 무시하였다. 그리고  $\Gamma$ 는 손실 계수,  $k = 2\pi/\lambda$ 이고  $n_2$ 는 비선형 굴절률이다.

비선형 Schrödinger 방정식을 계산하기 위해서는 특별한 경우가 아니면 해석적인 방법을 사용할 수 없기 때문에 SSFM 또는 SSFEM이라는 수치 해석 방법을 사용하여야 한다. 그래서 우리는 시간 축으로는 FEM을 거리 축으로는 FDM을 적용한 SSFEM을 사용하여 광섬유에서 발생하는 분산과 비선형의 영향을 분석하였다.

식(4)에 이차 요소를 이용한 FEM을 적용하면

$$-j[M] \frac{d\{E\}}{dz} + [k]\{E\} = \{0\} \quad (5)$$

여기서

$$[M] = \sum_e \int_e \{N\}\{N\}^T dt \quad (6)$$

$$[k] = \sum_e \int_e \left[ -j\beta_1 \{N_t\}\{N\} - \frac{\beta_2}{2} \{N_t\}\{N_t\}^T + \frac{2\pi n_2}{\lambda} |E|^2 \{N\}\{N\}^T - j\Gamma \{N\}\{N\}^T \right] dt \quad (7)$$

이다. 계산 효율을 증가 시키기 위해 분산의 영향과 비선형 현상의 영향을 분리하여 계산하는 단계분할 절차는 매우 유용하다. 그러므로 FEM이 적용된 식(5)에 단계분할 절차를 적용하면 다음과 같이 2단계로 나누어서 계산할 수 있다. 분산의 영향을 계산하고 이 값을 가지고 비선형 현상의 영향을 계산한다.

먼저 분산의 영향을 고려하면

$$-j[M] \frac{d\{E^{(1)}\}}{dz} + [K_0]\{E^{(1)}\} = 0 \quad (8)$$

여기서,

$$[K_0] = \sum_e \int_e \left[ -j\beta_1 \{N_t\}\{N\}^T - \frac{\beta_2}{2} \{N_t\}\{N_t\}^T \right] dt \quad (9)$$

이고 비선형 현상의 영향을 고려하면

$$\{E^{(2)}\} = \{E^{(1)}\} \exp\left(-j \int k dz\right) \quad (10)$$

여기서,

$$k = \frac{2\pi n_2}{\lambda} |E|^2 - j\Gamma \quad (11)$$

이다. 식(8)과 식(10)에서 사용된 첨자(1)과 (2)는 각각 분산의 영향과 비선형 현상에 대한 영역을 가리킨다.

FEM이 적용된 식(8)과 식(10)에 펄스의 진행 방향에 대해 다시 FDM을 적용하여  $\{E^{(1)}\}_{i+1}$  과  $\{E^{(1)}\}_i$ 에 대해서 정리하면

$$[L(\theta)]\{E^{(1)}\}_{i+1} = [L(\theta-1)]\{E^{(1)}\}_i \quad (12)$$

여기서,

$$[L(\theta)] = -j[M] + \theta \Delta z [K_0] \quad (13)$$

이고, 식(10)을 일반화 하면,

$$\{E^{(2)}\}_{i+1} = \{E^{(1)}\}_{i+1} \exp(-jk_i \Delta z) \quad (14)$$

이다. 여기서  $\theta$ 는 인위적인 파라미터이다 ( $0 \leq \theta \leq 1$ ).  $\theta$ 값이 0이면 forward-difference scheme, 1/2이면 Crank-Nicolson scheme, 2/3이면 Galerkin scheme, 그리고 1이면 backward-difference

scheme이다. 여기서 forward-difference scheme은 조건적으로 안정하나 나머지 세 방법은 조건에 관계없이 항상 안정하다. 그러나 이 값의 선택에서 값이 적어도  $1/2 \leq \theta \leq 1$  안에 존재한다면 크게 중요시되지 않는다. 그러므로 우리는 계산에 있어서 Crank-Nicolson scheme을 사용하였다.

식(12)를 식(14)에 대입하여 정리하면, 전송 시뮬레이션에 사용될 최종의 식을 얻을 수 있다.

$$\{E\}_{i+1} = [L(\theta)]^{-1} [L(\theta-1)] \{E\}_i \exp(-jk_i \Delta z) \quad (15)$$

마지막으로, 수신부에서는 미약한 광 신호를 EDFA 전치 증폭기를 사용해서 증폭시키고 이를 PIN 광 다이오드를 사용해서 수신했을 때 잡음들을 모델링하여 광 eye diagram을 구하였고 식(16)을 이용하여 BER을 계산하여 시스템의 특성을 분석하였다.

$$BER = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q} \quad (16)$$

여기서,

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (17)$$

이다.  $I_1$  과  $I_0$ ,  $\sigma_1$  과  $\sigma_0$  은 1 레벨과 0레벨에 해당하는 수신 광 전류와 전체 잡음 전력을 의미한다. 그리고 전체 잡음 전력은 다음과 같이 표시되어진다.<sup>[7]</sup>

$$\sigma = \sqrt{N_{sh} + N_{s-sp} + N_{sp-sp} + N_c} \quad (18)$$

여기서  $N_{sh}$ 는 산탄 잡음,  $N_{s-sp}$ 는 신호 대 자연 방출 비트 잡음,  $N_{sp-sp}$ 는 자연 방출 대 자연 방출 비트 잡음 그리고  $N_c$ 는 회로 잡음을 의미한다.

### 3. 광 증폭기 및 시스템 잡음

시스템의 성능을 정확하게 평가하기 위하여 광 증폭기에서 발생하는 ASE (amplified spontaneous emission) 잡음 및 수신기에서 발생하는 잡음 성분들을 고려해야 한다. 잡음으로는 광 증폭기에 의해 발생하는 자연 방출 잡음과 자연 방출에 기인하는 신호 대 자연 방출 비트 잡음, 자연 방출 대 자연 방출 비트 잡음이 있으며 또한 산탄 잡음과 열 잡음도 발생한다.<sup>[17]</sup>

광 대역폭이  $B_0$ 인 수신기의 광 필터에서의 자연 방출 전력은 다음과 같다.<sup>[18]</sup>

$$P_{ASE} = n_{sp}(G-1)h\nu B_0 \quad (19)$$

여기서  $G$ 는 증폭기 이득이고  $h\nu$ 는 광자 에너지이다. 그리고  $N_{sp}$ 는 자연 방출 인자이며, 이것은 이상적인 증폭기에서 1이다. 그러나 실제적으로는 1.4~4정도이다. 또한 자연 방출 인자  $N_{sp}$ 와 NF(Noise Figure)와 관계는 식(20)과 같다.<sup>[19]</sup>

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{2n_{sp}(G-1)}{G} \approx 2n_{sp} \quad (20)$$

또한, 수신기에서 고려되는 각 잡음의 평균전력은 다음과 같다.

$$N_{sp} = 2qB_e [2P_i RG + n_{sp}(G-1)qB_0] \quad (21)$$

$$N_{s-sp} = 4P_i RG(G-1)n_{sp}q2B_e \quad (22)$$

$$N_{sp-sp} = 2(G-1)^2 nq_{sp}^2 B_e B_0 \quad (23)$$

## III. 시뮬레이션 결과 및 고찰

본 논문에서 우리는 낮은 입력 전력(0dBm)에 대해서, 10Gbps로 50km를 전송할 때 광 펄스의 전송 시뮬레이션에 대한 출력 파형을 구하였다. 시뮬레이션을 위해서 SSFEM이 적용된 최종 식(15)를 사용하여 계산하였다.

### 1. 광 펄스의 전파

그림 2와 3은 광 펄스가 0km에서부터 50km까지 전파되는 동안 펄스 모양의 변화를 보여준다.

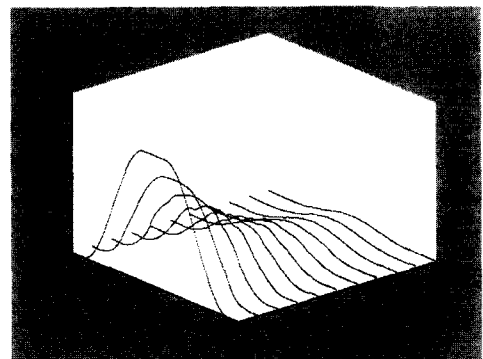


그림 2. 손실이 있는 광섬유에서의 광 펄스의 전파 (0.22dB/km)

Fig. 2. Evolution of optical pulse in a lossy optical fiber (0.22dB/km).

먼저, 그림 2는 손실이 존재하는 광섬유에서의 광 펄스가 전파하는 모습이다. 여기서 광섬유의 손실은 0.22 [dB/km] 일 때를 고려하였다. 그림에서 보여주는 것처럼 전파 거리가 증가할수록 손실에 의해서 진폭이 크게 감쇄됨을 알 수 있다. 그리고 그림 3은 광 펄스 전송 시 광섬유의 손실을 무시하였을 때 분산과 비선형성의 영향에 의한 펄스 모양의 변화를 보여준다. 그림과 같이 분산과 비선형성에 의해서 광 펄스의 모양이 변화되는 것을 알 수 있다.

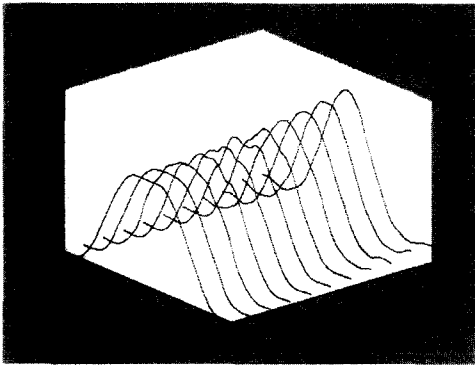


그림 3. 손실이 없는 광섬유에서의 광 펄스의 전파  
Fig. 3. Evolution of optical pulse in a lossless optical fiber.

## 2. Optical Eye Diagram

10Gbps로 전송되는 광 펄스의 시뮬레이션에 대한 출력 파형에 대하여 광 eye diagram을 구하였다. 그림 4는 전송전인 0km에서의 이상적인 광 eye diagram을 보여준다. 그리고 그림 5는 광섬유가 0.22 [dB/km]의 손실을 가질 때, 분산과 비선형성의 영향을 받은 50km전송 후의 광 eye diagram을 보여준다.

분산과 비선형성의 영향을 고려한 전송 시뮬레이션이 올바르게 되는지 확인해 보는 간단한 방법으로 감쇠상수  $\alpha$ 가 0일 때, 즉 무손실 광섬유에서 시뮬레이션 하였을 경우 광 신호의 에너지가 보존되는지를 확인함으로써 알 수 있다. 그러므로 손실이 있는 광섬유에서의 광 eye diagram 그림 5와 무손실 광섬유에서의 광 eye diagram 그림 6을 비교해보면, 손실이 있는 광섬유에서의 광 전력이 무손실 광섬유에서의 광 전력에 비해 낮아졌을 뿐, 파형의 변화가 거의 없다. 따라서 비선형성의 영향이 없는 전송 영역임을 알 수 있다.

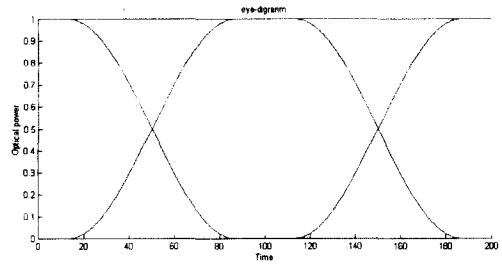


그림 4. 0km에서 입력 펄스에 대한 eye diagram  
Fig. 4. Eye diagram for input pulse at 0km.

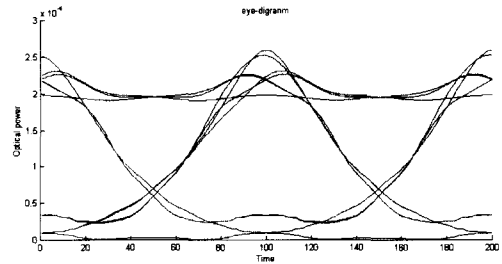


그림 5. 손실(0.22dB)이 있는 광섬유에서 50km 전송 후 eye diagram  
Fig. 5. Eye diagram after 50km in a lossy(0.22dB) optical fiber.

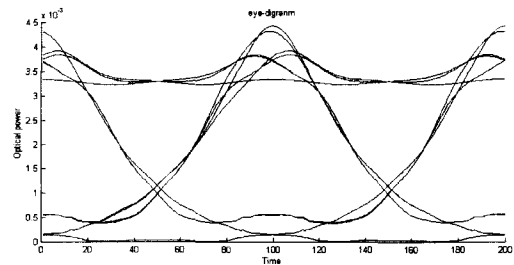


그림 6. 무손실 광섬유에서 50km 전송 후 eye diagram  
Fig. 6. Eye diagram after 50km in a lossless optical fiber.

분산 보상을 위하여 분산 보상형 광섬유를 사용하여 시뮬레이션을 하였으며 블록도는 그림1과 같다. 120km의 표준 SMF(분산과 흡수 계수가 각각 +17.8ps/nm km와 0.27 dB/km)와 24km의 DCF(-74.7 ps/nm km와 0.55 dB/km)를 사용하였다. 각 광섬유의 입력 파워는 각각 12.5dBm와 0dBm이며, 입력펄스의 3dB 펄스 폭은 100ps이며 펄스 파워의 10~90% rise-fall 시간은 38ps이 었다. 그림 7에서는 SSFEM을 사용하였을때 120km 전송후의 시뮬레이션 결과를 나타내며 많이 변형된 파형을 보여 주고 있으며 그림 8에서는 분산 보상 시 파형을 보여주고

있으며, 이 결과는 타 저자의 실험 결과와 SSFM 방식에 의한 시뮬레이션 결과와 같은 결과이며 SSFEM 방식의 정확도를 말해 준다.<sup>[1]</sup>

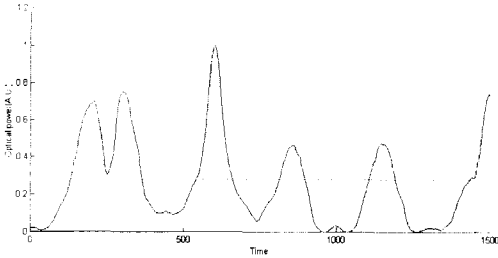


그림 7. SMF 120km 전송후의 SSFEM 시뮬레이션 파형

Fig. 7. Simulation of SSFEM of pulse shape after 120km of SMF.

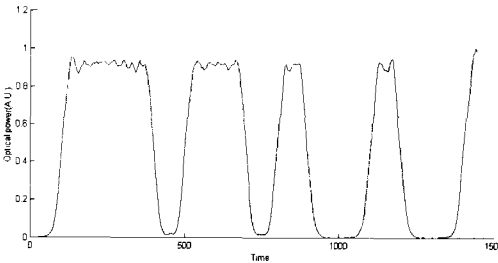


그림 8. SMF 120km 와 DCF 24km 전송후의 SSFEM 시뮬레이션 파형

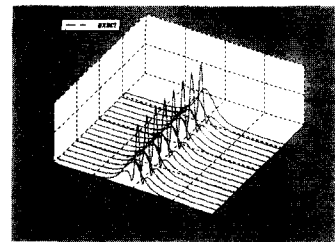
Fig. 8. Simulation of SSFEM of pulse shape after 120km of SMF and 24km of DCF

### 3. SSFM과 SSFEM의 비교

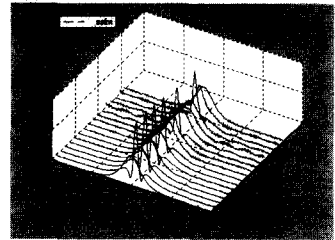
분산과 비선형성을 가진 광섬유에서 전파되는 광 신호를 해석하기 위해 가장 널리 사용되는 방법으로 SSFM이 있다. 이 방식은 계산 영역을 여러 개의 샘플링 점으로 나누고, Fourier 연산은 고속 Fourier 변환을 사용하여 효율적으로 계산한다. SSFM은 시간 영역과 주파수영역에서 계산하기 때문에 Fourier 변환과 역 변환을 반복 수행하여야 하며 이때 발생하는 오차가 큰 것으로 알려져 있다. 시간 영역에서 조밀한 샘플링을 하면 주파수 영역에서 상대적으로 좁은 영역 내에 에너지가 모이게 되며, 따라서 특히 단계의 크기가 조심스럽게 선정 되어야 한다.

본 연구에서는 SSFEM을 사용하여 시뮬레이션하였으며, SSFEM의 정확성은 완전해가 있는 soliton전송의 경우에 입증할 수 있다. 그림 9는 2차 soliton이 전송되는 모양을 보여주며, 완전해(a), SSFM(b)과

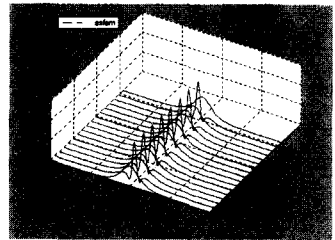
SSFEM(c) 방법으로 구해진 거리에 따른 전송 펄스의 모양의 변화를 보여준다. 이 시뮬레이션에서 시간 영역 샘플 수는 256points, 거리 축에서의 샘플 수는 pi당 160단계이고, 전체전송 거리는 20pi (pi는 1300 nm 파장에서 약1.3Km임)이다. SSFM에 의해 구해진 펄스의 모양은 SSFEM에서는 완전해와 일치하나 SSFEM에서는10pi보다 멀리 전송시 파형이 변형된다. 그림9의 시뮬레이션은 잘 선택되지 못한 샘플 수에 기인한 것이며, 장거리 전송 시에 SSFEM보다 오차가 누적되어 파형이 쉽게 왜곡된다.



(a)



(b)



(c)

그림 9. 완전해(a)와 SSFM(b)과 SSFEM(c) 방법에 의한 전송 펄스의 모양

Fig. 9. Pulse shape which is obtained by(a) exact, (b) SSFM and (c) SSFEM.

시간 축에서 펄스의 크기의 10-20 배정도의 시간에 대하여 시뮬레이션하여야 한다. 이것은 시간축의 한쪽 끝의 에너지가 다른 쪽으로 넘어 가기 때문이다. (FFT 알고리즘이 주기의 경계조건을 적용하기 때문임.) Fourier 연산이 FFT를 사용하기 때문에 2<sup>N</sup>개의 샘플 수를 가져야 하며, 모든 점 사이의 간격이 등 간

식이 되어야 하는 제한요소가 있으나 FEM에서는 이러한 제한 요소가 적용되지 않는다. 표준 FEM 계산에서는 쉽게 주어지는 경계조건의 다양성을 갖는데 비해서 Fourier변환에서는 주기 경계조건이 자동적으로 부과 된다.

SSFEM에서는 slowly varying 포락선 근사가 사용되나 SSFEM에서는 광섬유 축 방향에서 필드가 상대적으로 빨리 변화하는 경우 원래의 파동방정식에 직접 FEM을 적용하여 풀 수 있다. FEM은 보간법이고 Fourier method나 FDM은 샘플링 방식이며 후자는 보다 많은 샘플의 수를 요구한다. FEM의 등가 샘플링 점의 수는  $N_{eq}=(2n+1)N_p$ 로 표시되고, 여기서 n은 보간 다항식의 차수이고,  $N_p$ 는 샘플링 점의 수이다.

상기의 계산 예에서 SSFEM에 의한 연산시간은 170초가 소요되었으며 SSFEM은 290초가 경과되어 SSFEM의 연산시간이 짧게 걸리는 것을 알 수 있다.

4. Bit Error Rate

수신부에서 미약한 광 신호를 EDFA 전치 증폭기를 사용해서 증폭시키고 이를 PIN 광 다이오드를 사용해서 수신했을 때 잡음들을 고려하여 BER 특성을 계산하였다. 특히, EDFA 전치 증폭기를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우에 대해 BER 특성을 얻어서 수신기 감도가 얼마나 향상되는가를 알아보았다. 그림 10은 전치 증폭기를 사용하지 않은 경우이고 그림 11은 EDFA 전치 증폭기를 사용한 경우, 수신된 평균 광 전력에 대한 BER 특성을 보여준다

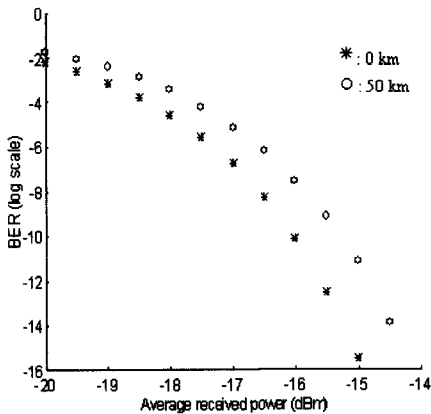


그림 10. 전치 증폭기를 사용하지 않았을 때 BER 특성  
Fig. 10. BER characteristic for system without pre-amplifier.

특히, 저 잡음과 12dB의 이득을 가지는 EDFA 전

치 증폭기를 사용한 경우  $10^{-9}$ 의 BER에서 약 -27.4 dBm의 수신기 감도를 얻었고 EDFA를 사용하지 않은 경우에 대해서는 약 -15.6dBm의 수신기 감도를 얻을 수 있었다. 그러므로 전치 증폭기를 사용한 경우에 수신기의 감도(sensitivity)를 10dB 이상 향상시킬 수 있어서 장거리 전송 시스템에 적합함을 알 수 있었다. 또한 광 신호를 50km 전송 후, BER 곡선에서 0.8dB의 분산 페널티(dispersion penalty)를 얻어 실험 값과 잘 일치함을 확인하였다.<sup>[9]</sup>

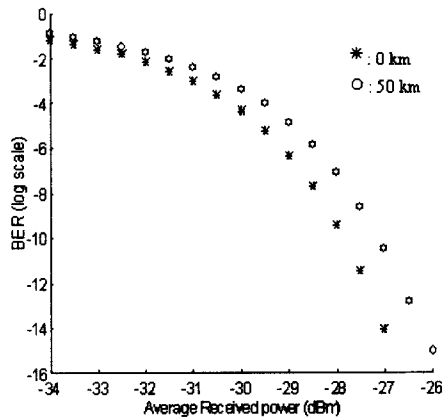


그림 11. 전치 증폭기를 사용했을 때 BER 특성  
Fig. 11. BER characteristic for system with pre-amplifier.

IV. 결 론

본 논문에서는 분산과 비선형 현상을 가지는 광섬유에서 10Gbps로 광 신호를 전송할 때 발생하는 손실, 분산 그리고 비선형 현상들을 고려하여 전송 시뮬레이션을 하였으며 DCF를 사용하여 분산보상 시스템에 대한 시뮬레이션을 하였다. 전송 시뮬레이션을 하기 위하여 비선형 Schrödinger 방정식을 사용하였고 단계분할 Fourier 방법보다 안정되고, 정확하게 분석되며 NRZ 펄스에는 적용되지 않는 SSFEM을 적용하여 분석하였다.

시뮬레이션의 결과로 광 eye diagram을 구하였고 또한 수신부에서 수신된 신호에 증폭기 및 여러 가지 잡음 성분을 포함하여 BER 특성을 계산하였다. 저잡음과 고이득 전치 증폭기를 사용한 경우에 수신기의 감도(sensitivity)를 10dB 이상 향상시킬 수 있어서 장거리 전송 시스템에 적합함을 알 수 있었다. 또한 광 신호를 50km 전송 후, BER 곡선에서 0.8dB의 분

산 페널티(dispersion penalty)를 얻어 실험 값과 잘 일치함을 확인하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] Roeland J. Nuyts, Young Kwan Park, and Philippe Gallion, "Dispersion equalization of a 10Gb/s repeatered transmission system using dispersion compensating fibers," J. Lightwave Technol., vol.15, pp. 31-41, 1997.
- [2] R. W. Tkach, A. R. Chaplyvy, Fabrizio Forghieri, A. H. Gnauck, and R. M. Derosier, "Four-photon mixing and high-speed WDM systems," J. Lightwave Technol., vol. 13, no. 5, pp. 841-849, 1995.
- [3] Nick J. Doran and Keith J. Blow, "Solitons in optical communications," IEEE J. Quantum Electron., vol. QE-19, no. 12, pp. 1883-1888, 1983.
- [4] Robert W. Tkach, "Fiber nonlinearity in lightwave systems," OECC'97 Tutorial lectures, pp. 3-41, 1997.
- [5] Youngchul Chung and Nadir Dagli, "An assessment of finite difference beam propagation method," IEEE J. Quantum Electron., vol. 26, no. 8, pp. 1335-1339, 1990.
- [6] Masanori Koshiba, Optical waveguide theory by the finite element method, Dordrecht Tokyo : KTK Scientific/Kluwer, 1992.
- [7] R. C. Steele, G. R. Walker and N. G. Walker, "Sensitivity of optically preamplified receivers with optical filtering," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 3, no. 6, pp. 545-547, 1991.
- [8] C. R. Giles and Emmanuel Desurvire, "Propagation of signal and noise in concatenated Erbium-Doped fiber optical amplifiers," J. Lightwave Technol., vol. 9, no. 2, pp. 147-154, 1991.
- [9] Graham R. Walker, Nigel G. Walker, Roger C. Steele, Martin J. Creaner and Mike C. Brain, "Erbium-Doped fiber amplifier cascade for multichannel coherent optical transmission," J. Lightwave Technol., vol. 9, no. 2, pp. 182-192, 1991.

### 저 자 소 개



#### 李 鎬 俊(正會員)

1955년 8월 21일생. 1978년 2월 : 성균관대학교 전자공학과(학사). 1980년 2월 : 성균관대학교 전자공학과(석사). 1987년 2월 : 성균관대학교 전자공학과(박사). 1980년 6월 ~ 1983년 6월 : 육군사관학교 전자공학과 전임강사. 1991년 7월 ~ 1992년 6월 : Stanford University 교환교수. 1987년 3월 ~ 현재 : 호서대학교 정보통신공학부 교수. 주관심분야는 광통신시스템, 광센서, 광신호처리

#### 洪 淳 源(正會員)

1969년 8월 19일생. 1996년 2월 호서대학교 정보통신공학과(학사). 1998년 2월 호서대학교 정보통신공학과(석사). 1999년 10월 Georgia Tech 편입. 주관심분야는 광통신시스템, 광전송이론