

광지연선로 부호기와 복호기에서 삼차신호를 고려한 성능분석에 관한 연구

正會員 姜 泰 求*, 河 承 圭*, 朴 正 佑*, 沈 衡 寬*

A Study on Performance Analysis Considering Third Order Signals in Optical Tapped Delay Line Encoder and Decoder

Tae Gu Kang*, Seung Kyu Ha*, Jung Woo Park*, Hyoung Kwan Sim* Regular Members

본 논문은 1993년도 과학재단 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

要 約

두개의 광섬유를, 길이를 달리하여 몇 개의 커플러로 접속시키면, 입력과 출력단자의 선택에 따라 광신호를 부호화 하는 부호기 또는 이를 통해 부호화된 신호를 복호화할 수 있는 정합필터로 사용할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 광지연선로를 광섬유 코드분할 다원접속을 위한 광코드의 부호기와 복호기로 사용할 때 시스템의 자기상관과 상호상관 함수를 제삼차 항까지 고려하여 유도하였고, 부호화된 신호의 복호시 시스템간의 간섭을 줄이고, S/N비를 향상시키기 위한 광지연선로의 커플러간의 최적 지연범위를 제안하는 한편, 컴퓨터 모의실험을 통하여 결합계수(α)의 증가에 따른 삼차이상의 항이 시스템의 S/N비를 감소시킴을 밝혔고, 또한 커플러의 갯수 및 길이차 변화에 따른 시스템 성능을 비교 분석하였다.

ABSTRACT

If we connect the sections of optical fibers with different length by the couplers, we can use them as a matched filter which can encode the optical signal according to the selection of input and output terminal and which can decode the encoded signal. In this paper, when this optical delay line can be used as an encoder and a decoder of optical code for the optical fiber code division multiple access, the autocorrelation and the crosscorrelation function of the system was derived by considering even to the third order

*청주대학교 전자공학과
Dept. of Elec. Eng., Chungju Univ.
論文播號 : 9479-0312
接受日字 : 1994年 3月 12日

term, when encoded signal is decoded, reduced the interference between the systems, the optimum delay range between the couplers of optical delay line was proposed to improve the SNR. And we verified that the SNR of the system is degraded by term above third order according to the increase of coupling coefficient(α) through computer simulation. Also we compared and analyzed the system performance according to the number of couplers and the variety of length difference.

I. 서 론

장거리전송과 광대역통신에 주도적인 역할을 담당할 광섬유의 응용은 광통신기술의 발전과 새로운 소자의 개발로 그 성능과 경제성이 획기적으로 개선됨에 따라, 정보통신 매체로서의 확실한 위치를 차지하고 있을 뿐아니라, 광섬유의 열적, 광학적, 화학적, 전기적 특성을 이용한 광신호처리 분야로 확대 활용되어감에 따라 새로운 미래형 서비스를 창출할 수 있는 기반기술로 부상하고 있다.

현재 전자회로 소자의 제한된 신호처리속도에 의하여 극히 사용이 제한된 광섬유의 방대한 대역폭을 적극적으로 확대 활용하기 위하여 순수 광신호처리 방식을 광다중화 시스템에 응용하고자 하는 연구가 활발하게 이루어지고 있다[1,2].

이러한 광코드분할 다중화 시스템은 통신을 제어하는 프로토콜 없이 자유로운 정보교환을 가능하게 하고, 광시분할 다중방식 또는 파장분할 다중방식과 혼합하여 사용함으로써 더욱 효과적인 광선로 활용이 가능하다[3].

광의 전파길이에 따라 위연 특성을 이용하여 두개의 광섬유 길이를 달리하여 몇개의 커플러로 접속시키면 입력과 출력단자의 선택에 따라 광신호를 부호화하는 부호기 또는 이를 통하여 부호화된 신호를 복호화할 수 있는 정합필터로 사용할 수 있다.

광코드분할 다중방식에 적용된 광지연선로 부호기와 복호기는 그림1에서 처럼 전기적신호 또는 광신호를 N개의 커플러 구간간에 접속된 광지연선로의 길이에 따라 각 사용자간의 상호상관값이 작도록 부호화하여 광채널을 통해 전송하고, 이런 과정을 거쳐 들어온 다른 여러 신호들로부터 원하는 신호만을 광지연선로 길이의 증가분이 같은 복호기를 통해 추출해 내는 다중 접속방식이 다[4-6].

본 논문은 다중모드 인코히어런트광을 이용한 광통신

에서 Fiber Optic CDMA에 응용할 수 있는 광섬유 지연선로를 이용한 순수 광 부호기 및 정합필터에 대한 동작특성을 삼차항까지 고려하여 해석하였고, 수치해석을 통하여 삼차항이 시스템에 미치는 영향에 대하여 논하였다.

본 논문의 구성은 서론에 이어 II장에서는 정합필터로서의 광지연선로에 관해 기술하고, III장에서는 지연선로의 접합비율에 대한 신호대 잡음비의 향상을 보였다. 그리고 IV장에서는 지연선로 구간간에, 증가분의 최적치를 구하고, 제 삼차항까지 고려한 결과를 기본으로 하여 모의실험을 통해 수행한 결과를 분석 및 검토한 다음, V장에서 결론을 맺었다.

II. 정합필터로서의 광지연선로

통신에 있어서 잡음에서 신호의 형태를 완전히 분리하는 것 보다는 다만, 신호의 존재 여부를 판정하는 것이 필요하다. 일예로 디지털 통신의 경우 수신신호는 오직 두가지 경우만의 판정이 필요하게 되는데 이러한 경우 출력신호와 잡음의 비율 최대로 할 수 있는 필터가 필요하다.

이와같이, 입력신호를 정합시켜 통과시키는 필터를 정합필터라고 한다. 이러한 정합필터는 대부분의 경우, 그 필터링 함수가 신호의 주파수 성분을 분석하여 다단계에 거쳐 비선형적으로 구해져야 하기 때문에 실시간 동작을 할 수 있는 필터를 전기회로적으로 구현하기가 무척 힘이 든다. 그러나 광시스템에서는 광소자의 특성을 이용하여 순간적인 광신호처리가 가능하기 때문에 비교적 완벽한 정합필터를 실현할 수 있다[7].

다중모드 광섬유를 이용한 광지연선로는 그림2와 같이 두개의 광섬유를 N개의 커플러에 접합함으로써 구성할 수 있다. 여기서 1,2는 광지연 선로의 입력단자이고, 3,4는 출력단자를 표시한다. 그리고 L_0 는 n번째 커플

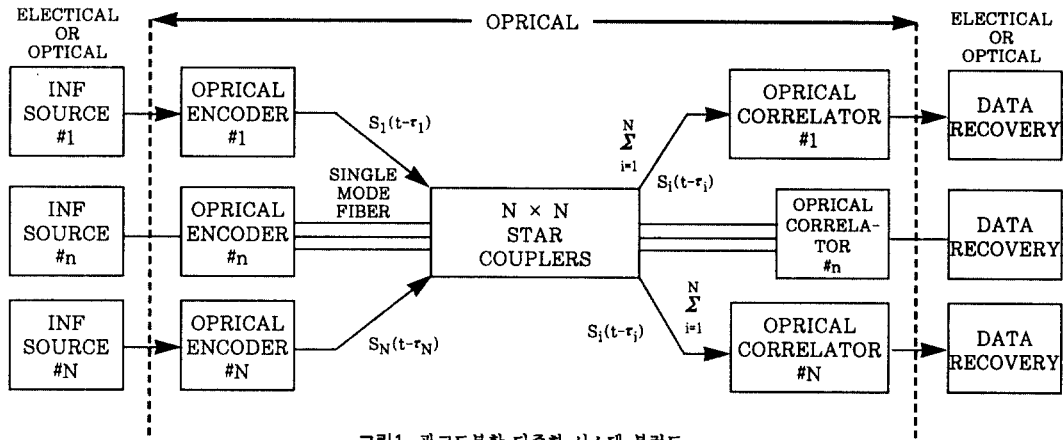


그림1. 광코드분할 다중화 시스템 블록도

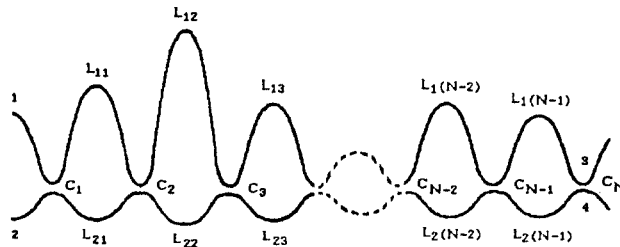


그림2. N개의 커플러에 접속된 두개의 광지연선로

러와 j -1번째 커플러 사이에 접속된 위선로와 아랫선로의 길이를 나타내고, D_k 는 커플러 순번이다.

한편, 한선로의 신호가 다른 선로로 넘어가는 비율을 접합계수 (α_i), 접합점을 지나 자기선로로 통과하는 비율을 전도계수(β_i)로 나타내면, 입력단자 "1"로 들어간 임펄스 신호가 출력단자 "4"로 나올 때, 신호 $S_{41}(t)$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$S_{41}(t) = \sum_{n=1}^N a_n \delta(t - \tau_n) + \sum_{n=1}^N \sum_{k=n+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-k} \frac{\alpha_k \alpha_{k+l}}{\beta_k \beta_{k+l}} a_n \delta(t - \tau_n - \sum_{i=1}^l (\tau_{1k} - \tau_{2k})) + HOT \quad (1)$$

$$a_n = \left[\prod_{k=1}^{n-1} \beta_k \right] \alpha_n \left[\prod_{k=n+1}^N \beta_k \right] = \frac{\alpha_n}{\beta_n} \left[\prod_{k=1}^N \beta_k \right] \quad (2)$$

$$\tau_n = \frac{1}{v} \left(\sum_{q=1}^{n-1} L_{1q} + \sum_{p=n}^{N-1} L_{2p} \right) \quad (3)$$

여기서 $s=k+i-1$ 이고, HOT는 커플러 증가에 따라 나타나는 고차항 신호를 의미한다.

식(1)에서 보는 바와 같이 단자 "4"에서의 출력신호는 입력신호가 분산하여 부호화된 상태를 나타내고 있다. 따라서 부호화된 신호를 인식하기 위해 신호를 복제할 수 있는, 즉 정합필터가 필요하게 된다(8,9). 그러므로 삼차항까지만 고려한 출력 단자 "4" 신호의 후리어

변환은

$$S_{41}(w) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-i\omega\tau_n} + \sum_{n=1}^N \sum_{k=n+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-k} \frac{\alpha_k \alpha_{k+l}}{\beta_k \beta_{k+l}} a_n e^{-i\omega(\tau_n + \sum_{i=1}^l (\tau_{i+k} - \tau_i))} \quad (4)$$

가 된다. 그러므로 복호화를 위한 정합필터의 전달함수는

$$H(w) = S_{41}^*(w) = \sum_{n=1}^N a_n e^{+i\omega\tau_n} + \sum_{n=1}^N \sum_{k=n+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-k} \frac{\alpha_k \alpha_{k+l}}{\beta_k \beta_{k+l}} a_n e^{-i\omega(\tau_n + \sum_{i=1}^l (\tau_{i+k} - \tau_i))} \quad (5)$$

로 나타낼 수 있고, 주어진 필터의 임펄스 응답함수는 다음과 같다.

$$h(t) = \sum_{n=1}^N a_n \delta(t + \tau_n) + \sum_{n=1}^N \sum_{k=n+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-k} \frac{\alpha_k \alpha_{k+l}}{\beta_k \beta_{k+l}} a_n \delta(t + \tau_n + \sum_{i=1}^l (\tau_{i+k} - \tau_i)) \quad (6)$$

한편, 입력단자 "2"로 임펄스를 인가 했을때, 단자 "3"에서의 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$S_{32}(t) = \sum_{m=1}^N a_m \delta(t - \bar{\tau}_m) + \sum_{m=1}^N \sum_{j=m+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-j} \frac{\alpha_j \alpha_{j+l}}{\beta_j \beta_{j+l}} a_m \delta(t - \bar{\tau}_m - \sum_{i=1}^l (\tau_{i+j} - \tau_i)) \quad (7)$$

$$a_m = \left(\prod_{k=1}^{m-1} \beta_k \right) a_m \left(\prod_{k=m+1}^{N-1} \beta_k \right) = \frac{a_m}{\beta_m} \left(\prod_{k=1}^N \beta_k \right) \quad (8)$$

$$\bar{\tau}_m = \frac{1}{v} \left(\sum_{p=1}^{m-1} L_{2p} + \sum_{q=m}^{N-1} L_{1q} \right) \quad (9)$$

여기서 $z = j - i - 1$ 이고, $\bar{\tau}_m$ 과 τ_m 과는 서로 상보(相補)관계에 있다는 것을 알 수 있다.

즉, 아랫 선로의 첫 $(m - 1)$ 번째 시간지연은 윗선로의 $(N - m)$ 번째 시간지연과 맞물려 있다. 따라서 식(9)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\tau}_m &= \frac{1}{v} \left\{ \left[\sum_{p=1}^{N-1} L_{2p} - \sum_{p=m}^{N-1} L_{2p} \right] \right. \\ &\quad \left. + \left[\sum_{q=1}^{N-1} L_{1q} - \sum_{q=1}^{m-1} L_{1q} \right] \right\} \\ &= \tau_{1T} + \tau_{2T} - \frac{1}{v} \left(\sum_{q=1}^{m-1} L_{1q} + \sum_{p=m}^{N-1} L_{2p} \right) \\ &= T - \tau_m \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 T 는 두 지연선로의 총 지연 시간이고, 식(7)를 다시 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{32}(t) &= \sum_{m=1}^N a_m \delta(t - T + \tau_m) \\ &\quad + \sum_{m=1}^N \sum_{j=m+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-j} \frac{\alpha_j \alpha_{j+l}}{\beta_j \beta_{j+l}} a_m \delta(t - T \\ &\quad + \tau_m + \sum_{i=1}^l (\tau_{i+j} - \tau_i)) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 식(11)을 정합필터의 표현식(6)과 비교하면, 항상 일정한 값을 갖는 지연시간 T 가 첨가 되었을 뿐, 같다는 것을 알 수 있다.

이상에서 본 바와 같이 입력단자 "1"에 인가된 신호는 광지연선로 집합의 시간지연 비율에 따라 부호화되어 단자 "4"에 출력되고, 이 신호를 복제하기 위해서는 수신된 신호를 입력단자 "2"에 인가하여 출력단자 "3"에서, 시간 지연선로의 정합필터의 작용에 의해 원래의 신호를 얻을 수 있다. 그러므로 복제신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{31}(t) &= S_{41}(t) * S_{32}(t) \\ &= \left(\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N a_n a_m \delta(t - T + \tau_n - \tau_m) \right) \\ &\quad + \left(\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \sum_{j=m+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-j} \frac{\alpha_j \alpha_{j+l}}{\beta_j \beta_{j+l}} a_n a_m \delta(t - T \right. \\ &\quad \left. + \tau_n - \tau_m + \sum_{i=1}^l (\tau_{i+j} - \tau_i)) \right) \\ &\quad + \left(\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \sum_{k=n+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-k} \frac{\alpha_k \alpha_{k+l}}{\beta_k \beta_{k+l}} a_n a_m \delta(t - T + \tau_n \right. \\ &\quad \left. - \tau_m - \sum_{i=1}^l (\tau_{i+k} - \tau_i)) \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \left(\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \sum_{k=n-1}^{N-1} \sum_{j=m+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-k} \sum_{l'=1}^{N-j} \frac{\alpha_k \alpha_{k+l}}{\beta_k \beta_{k+l}} \right. \\
 & \left. \frac{\alpha_{j-l'}}{\beta_{j-l'}} \right) a_n a_m \delta(t-T+\tau_m-\tau_n - \sum_{i=1}^l (\tau_{1s}-\tau_{2s}) \\
 & + \sum_{i=1}^{l'} (\tau_{1z}-\tau_{2z})) \quad (14)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & a_n a_m \delta(t-T+\tau_m-\tau_n - \sum_{i=1}^l (\tau_{1s}-\tau_{2s}) \\
 & + \sum_{i=1}^{l'} (\tau_{1z}-\tau_{2z})) \quad (12)
 \end{aligned}$$

여기서 $s=k+j-1, z=j-l'$ 이고, 이 식의 의미는 $n=m$ 이고 동시에 $k=j, l=l'$ 일 경우, 신호 $S_{31}(t)$ 는 시간 $t=T$ 에서 N 개의 신호와 $N C_3$ 개의 신호가 겹쳐져 자기상관을 나타내고, 식(12)를 자기상관항만, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 (\text{자기상관}) &= \sum_{n=1}^N a_n^2 \delta(t-T) \\
 &+ \sum_{n=1}^N \sum_{k=n-1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-k} \left(\frac{\alpha_k \alpha_{k+l}}{\beta_k \beta_{k+l}} \right)^2 a_n^2 \\
 &\delta(t-T) \quad (13)
 \end{aligned}$$

또한, 식(13)이 나타날 때, 동시에 잡음의 형태로 나타나는 상호상관항만을 고려한 신호들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 (\text{상호상관}) &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N a_n a_m \delta(t-T+\tau_m-\tau_n) \\
 &+ \left(\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \sum_{k=n-1}^{N-1} \sum_{j=m+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-k} \sum_{l'=1}^{N-j} \frac{\alpha_k \alpha_{k+l}}{\beta_k \beta_{k+l}} \right. \\
 &\left. \frac{\alpha_{j-l'}}{\beta_{j-l'}} a_n a_m \delta(t-T+\tau_m-\tau_n + \sum_{i=1}^l (\tau_{1z}-\tau_{2z})) \right) \\
 &+ \left(\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \sum_{k=n-1}^{N-1} \sum_{j=m+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-k} \frac{\alpha_k \alpha_{k+l}}{\beta_k \beta_{k+l}} a_n a_m \right. \\
 &\left. \delta(t-T+\tau_m-\tau_n - \sum_{i=1}^l (\tau_{1s}-\tau_{2s})) \right) \\
 &+ \left(\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \sum_{k=n-1}^{N-1} \sum_{j=m+1}^{N-1} \sum_{l=1}^{N-k} \sum_{l'=1}^{N-j} \frac{\alpha_k \alpha_{k+l}}{\beta_k \beta_{k+l}} \right. \\
 &\left. \frac{\alpha_{j-l'}}{\beta_{j-l'}} \right)
 \end{aligned}$$

식(14)의 의미는 $n \neq m$ 이고, 동시에 $k \neq j$ 이거나 $l \neq l'$ 일 경우, 신호 $S_{31}(t)$ 는 시간 $t=2T$ 에서 (N^2-N) 개의 신호와 $(N C_3)^2 - N C_3$ 개의 신호가 상호상관에 첨가되어 나타낸다.

그러므로 삼차항의 신호들이 상호상관에 더해져 신호의 세기가 증가되어 신호대 잡음비를 저하시키는 요인이 되고, 복호화된 신호에서 원래의 신호를 검출하기가 힘들어진다. 따라서 지연선로의 길이에 따라 상호상관의 분포를 다르게 함으로써, 자기상관과 상호상관 신호세기의 비를 최대로 할 수 있다.

Ⅲ. 신호대 잡음비

식(2)와 식(8)에서 주어진 n 번째 접합점을 통해서 전파된 신호의 세기는 다음과 같다.

$$a_n = a \beta^{N-1} \quad (15)$$

만일, 모든 계수가 같을 때, p 개의 커플러를 통과하여 나온 신호의 세기는 다음과 같이 주어진다.

$$a_n^{(p)} = a^p \beta^{N^p} \quad p=1, 3, 5, 7 \dots \quad (16)$$

여기서 첨자 p 는 커플러를 여러번 통과해서 나오는 신호에서 통과되는 커플러 갯수이다. 모든 광섬유는 접합손실이 존재하므로 접합손실 γ 를 고려하면 다음과 같다.

$$\alpha + \beta = 1 - \gamma = r \quad (17)$$

여기서 r 는 상수이다. 그리고 식(17)을 식(16)에 대입하면

$$\begin{aligned}
 a_n &= a(r - \alpha)^{N-1} \\
 a_n^{(p)} &= a^p (r - \alpha)^{N^p} \quad (18)
 \end{aligned}$$

가 된다. 이때 식(18)의 값은

$$\alpha = \frac{r}{N} \quad (19)$$

에서 최대가 되므로, 일차항과 p 차항 신호를 포함한 최대 신호의 세기는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{r^N}{N} \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{N-1} \\ &= \frac{r^N}{N-1} \left(1 - \frac{1}{N}\right)^N \\ a_n^{(p)} &= \left(\frac{r^N}{N^p}\right) \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{N-p} \end{aligned} \quad (20)$$

식(20)에서 보는바와 같이 신호의 세기가 일차항에 커플러 갯수 증가에 따른 p 차항까지의 합으로 나타나므로, 이러한 p 차항의 신호들은 감쇄신호가 되어 신호대 잡음비에 영향을 준다. 한편, 그림3은 커플러 갯수 증가에 대한 자기상관과 상호상관의 신호세기를 보여주고, 커플러 갯수 증가에 따라 두 신호의 차가 커져 신호대

잡음비가 향상됨을 알 수 있다. 그러나 그림4에서 보여지는 것과 같이, 커플러갯수 증가에 따라 첨가되는 p 차항까지의 감쇄신호들은 시스템성능을 저하시키는 요소임을 알 수 있다.

그러므로 복호화된 자기상관은 세기가 a_n^2 인 N 개의 신호로 구성되어 있다. 따라서 신호 세기의 피크는 $t = T$ 에서 일차항과 삼차항에 대해 다음과 같다.

$$(P_4^{(1)})_{t=T} = N a_n^2 = \frac{N}{(N-1)^2} r^{2N} \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{2N}$$

$$(P_4^{(3)})_{t=T} = N C_3 \left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^4 a_n^2 = N C_3 \left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^4$$

$$\frac{1}{(N-1)^2} r^{2N} \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{2N}$$

(2)

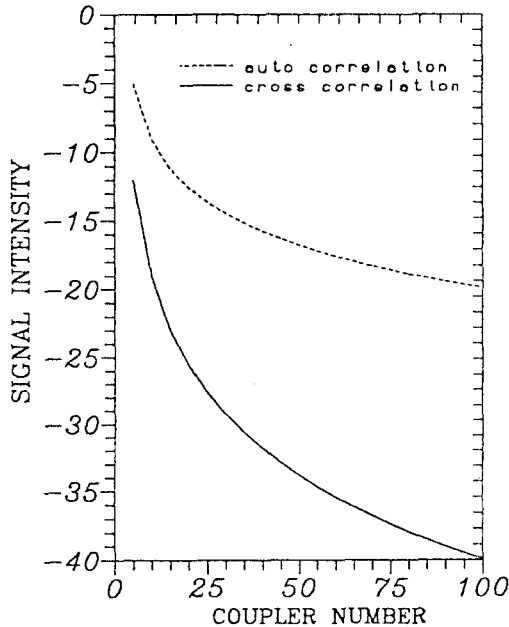


그림3. 일차항만을 고려한 커플러 갯수 대 자기상관과 상호상관 신호세기

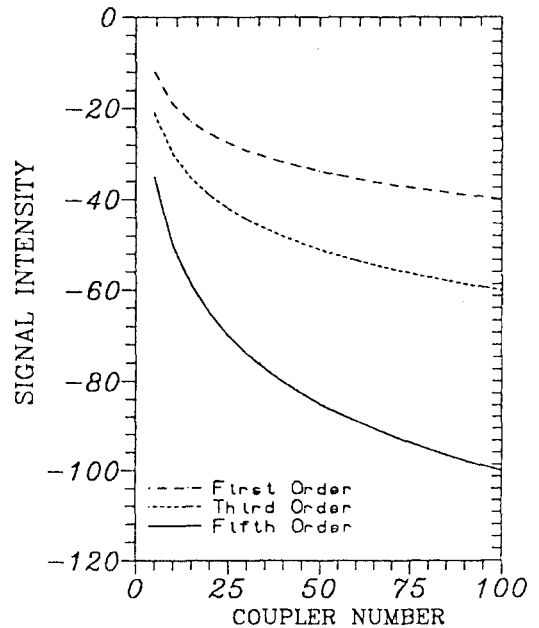


그림4. p 차항을 고려한 커플러 갯수 대 상호상관 신호세기

한편, $(N^2 - N)$ 개와 $(N C_3)^2 - N C_3$ 의 상호상관함은 $t = 2T$ 안에 흩어져 분포되어, 겹쳐지는 곳이 없다면 평균 상호상관세기는 일차항 신호세기 a_n^2 과 삼차항 신호세기 a_n^{30} 이 첨가되어 나타난다. 여기서 상호상관 신호는 지연선로의 길이 $\{L_n\}$ 의 함수가 된다. 만약 지연선로의 $\{L_n\}$ 의 분포가 충분히 넓다면 $\tau_m - \tau_n$ 의 크기가 같아지는 동기 상호상관함이가 발생할 확률이 감소하게 된다. 이때 삼차항의 신호는 $2T$ 구간내에서 잡음의 형태로 첨가되어 나타난다. 이러한 신호들은 접합계수(α)값이 커질수록 시스템 성능에 영향을 크게 미친다. 즉, 접합계수 값이 클때에는 감쇄신호인 삼차항 신호세기가 커져 신호대 잡음비를 저하시킨다. 그러므로 삼차항 신호들도 $2T$ 구간내에서 넓게 분포시켜 상호상관세기를 최소화시킬 필요성이 있다. 그러므로 $m > n$ 이라는 조건하에서 $\tau_m - \tau_n$ 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tau_m - \tau_n &= \frac{1}{v} \left[\left[\sum_{q=1}^{m-1} L_{1q} - \sum_{q=1}^{n-1} L_{1q} \right] \right. \\ &\quad \left. + \left[\sum_{p=m}^{N-1} L_{2p} - \sum_{p=n}^{N-1} L_{2p} \right] \right] \\ &= \frac{1}{v} \left[\sum_{q=n}^{m-1} L_{1q} - \sum_{p=n}^{m-1} L_{2p} \right] \\ &= \frac{1}{v} \sum_{p=n}^{m-1} (L_{1p} - L_{2p}) \end{aligned} \quad (22)$$

그리고 한 구간의 윗 선로와 아랫 선로와의 차를 다음과 같이 정의한다.

$$L_p = L_{1p} - L_{2p} \quad (23)$$

식(23)을 이용하여 식(22)를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\tau_m - \tau_n = \frac{1}{v} \sum_{p=n}^{m-1} L_p \quad (24)$$

따라서 지연선로의 구간간의 길이를 일정한 간격으로 증가시키면서 접합손실과 선로길이의 결정이 균일하다면, 삼차항의 신호분포를 고려하면 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$L_p = L_0 + (p-1)\Delta L + T_L \quad (25)$$

여기서 ΔL 는 지연선로 구간간의 증가분이고, T_L 은 지연선로 길이의 증가분에 따른 삼차항 신호들의 분포에 따른 값이다. 만일 이 값이 지연선로 길이 증가에 따라 $2T$ 구간에서 겹쳐지는 곳이 없게 분포 한다면, T_L 은 일차항을 결정하기 위해, 즉 자기상관함수와 상호상관함수에 영향이 없으므로 $T_L = 0$ 로 표시할 수 있고, 식(24)는 다음과 같이 된다.

$$\tau_m - \tau_n = \frac{1}{v} \sum_{p=n}^{m-1} [L_0 + (p-1)\Delta L + T_L] \quad (26)$$

식(26)을 정리하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tau_m - \tau_n = \frac{(m-n)}{v} \left[L_0 + \frac{m+n-3}{2} \Delta L \right] \quad (27)$$

식(27)을 고찰하면, 지연선로 구간간의 증가분 ΔL 이 없을 때, 즉 $\Delta L = 0$ 일 때 같은 시간구간 안에 $N - (m - n)$ 신호가 동시에 존재한다.

$$\tau_m - \tau_n = (m-n)L_0/v \quad (28)$$

이때 상호상관은 자기상관점 $t=T$ 를 중심으로 이동변 삼각형 형태의 함수를 갖기 때문에 신호를 뽑아내기 불가능하게 된다.

그러나 만일 $\Delta L \neq 0$ 일때 식(27)에서 성분들의 각각 다른 해상도를 나타내므로 상호상관은 넓은 범위로 분포되고 겹쳐지지 않는다. 예를 들면, 가장 큰 상호상관 피크는 자기상관 근처에서 나타난다. 그러므로 $m = n + 1$ 에 대하여 $\tau_m - \tau_n$ 값은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{L_0 + (n-1)\Delta L}{v} \quad (31)$$

그러므로 자기상관 근처의 $(N - 1)$ 개의 성분의 영향을 줄이기 위해서는 ΔL 값을 줄여야 한다.

IV. 모의실험 결과 및 분석

광지연선로를 이용하여 정합필터의 특성을 유도했고, 광지연선로의 증가분이 신호대 잡음비에 미치는 결과물

모의실험 하였다. 또한, 지연선로 증가분을 구하여, 커플러 갯수가 결정된 광지연선로에서 증가분이 없을 때와 적절한 증가분이 있을 때, 시스템의 성능 변화를 비교

분석하였다. 그리고 증가분을 구하여 상호상관을 넓게 분포시키고, 동시에 감쇄신호인 삼차항까지 고려한 신호대 잡음비의 특성과 커플러 갯수 증가에 따른 시간폭과의 상관 관계를 분석하였다. 이와같이 정합필터의 특성을 알아보기 위해 $\Delta L = 0$ 일 때 시스템 동작은 그림 5.6에서 그 변화를 살펴볼 수 있다.

위의 그림은 커플러 5개를 접속시키고 지연선로 길이의 증가분이 없을 때 부호화, 복호화된 신호를 나타내며, 복호화된 신호세기들의 피크를 연결하며 이등변 삼각형이 그려지고, 따라서 원하는 신호를 검출하기가 불가능하게 된다. 그러므로 지연선로 길이에 임의의 증가분을 주어 상호상관을 겹쳐지지 않도록 분포시킬 필요성이 있다. 그러므로 지연선로 증가분($\Delta L/L_0$)값이 0과 0.5에서는 상호상관값이 겹쳐지지 때문에, 겹쳐지지 않는

일반적인 범위는 ($\Delta L/L_0 = 0.1 \sim 0.4$)사이의 값을 가질 때 만족하였다. 이 범위에서 상호상관값이 ΔL 또는 ΔL 배수의 간격으로 균일하게 분포되기 위해서는 $\Delta L/L_0 = 0.25$ 일 때 최적치임을 알았다. 이는 광신호의 펄스폭을 고려할 때 상관값의 간섭을 최소화하는 조건이 된다. 이에 대한 결과는 그림 7.8에서 보여지는 것과 같이 지연선로 구간간의 증가분 $\Delta L/L_0 = 0.25$ 일 때 시스템의 동작과 신호의 특성을 나타내고 있다.

그림 7에서는 일차항 신호들이 부호화된 상태를 보여 주고, 그때 삼차항 신호들이 작은 크기를 가지고 첨가됨을 보여 주고 있다. 그림 8에서와 같이 잡음의 특성을 가진 상호상관의 제곱 평균값이 최적치의 증가분에 의하여 감소하면서 원하는 신호의 수신여부가 용이하게 된다. 그러나 삼차항 신호들을 고려하였을 때에는 그림 9에서와 같이 집합계수(α)값이 커질수록 신호대 잡음비를 저하시킨다. 커플러 갯수를 5개로 하고, 집합계수가 0.5일 때에는 일차항과 일차항에 삼차항까지 고려된 신호대 잡음

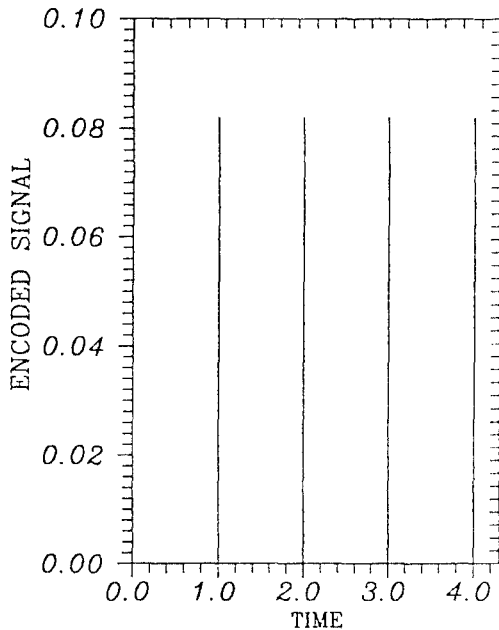


그림 5. 광지연선로의 증가분이 없을 때 부호화된 신호
($N = 5, \Delta L = 0$ 일때)

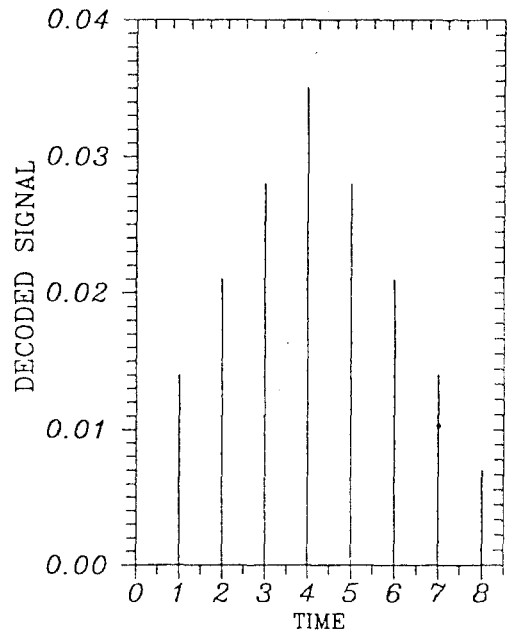


그림 6. 광지연선로의 증가분이 없을 때 복호화된 신호
($N = 5, \Delta L = 0$ 일때)

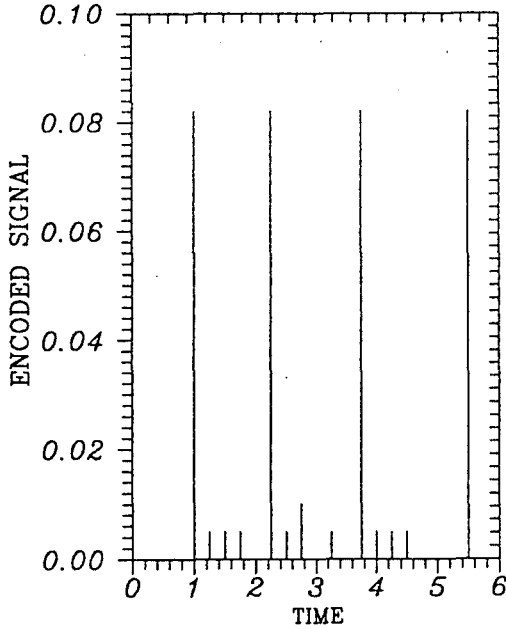


그림7. 광지연선로의 증가분이 있을 때 부호화된 신호
($N = 5, \Delta L = 0.25$ 일때)

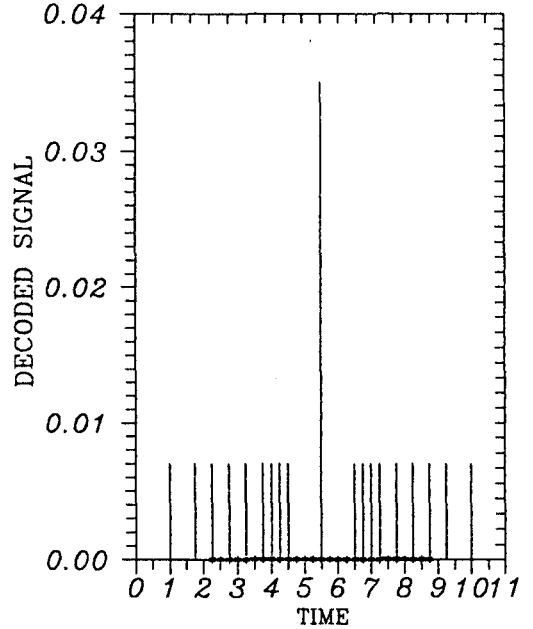


그림8. 증가분이 있을 때 복호화된 신호
($N = 5, \Delta L = 0.25$ 일때)

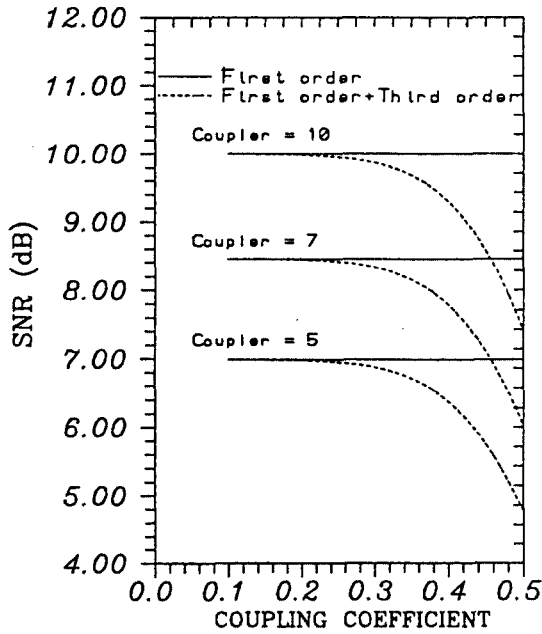


그림9. 결합계수 대 신호대 잡음비

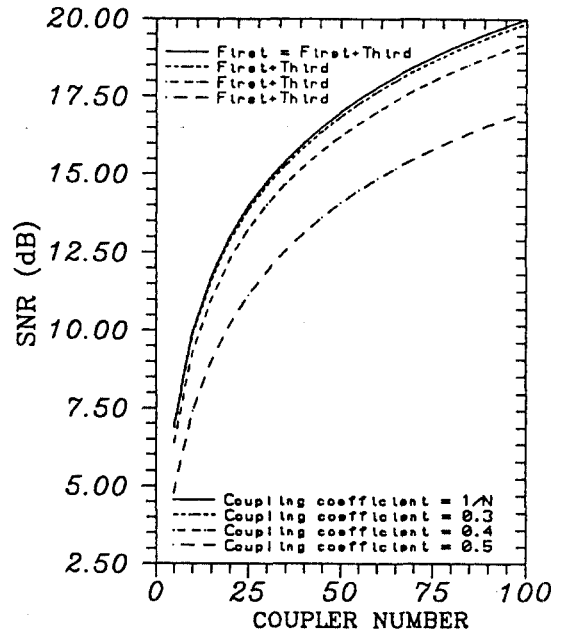


그림10. 커플러 갯수 대 신호대 잡음비

비는 약 2dB정도 낮아진다. 그리고 커플러 갯수가 증가 되면 시간폭이 넓어져 상호상관이 겹쳐질 확률이 낮아지므로 신호대 잡음비가 향상된다. 결합계수(α)값을 고려 하였을 때 커플러 갯수 증가에 대한 신호대 잡음비는 그림10에서 보였다. 그러나 신호대 잡음비를 좋게하기 위하여 커플러 갯수를 증가시킨다면, 그에 따른 시간폭이 넓어지므로 통신속도를 저하시킨다. 즉 광통신 선로에서 광데이터 통신속도를 100Mbps로 생각할때 데이터 펄스간의 간격은 10ns가 된다. 이를 0.5ns의 펄스폭의 광펄스 즉, 2Gbps의 광펄스로 코드분할 한다면, 지연 증가분 및 광펄스폭을 고려할 때, 코드화된 펄스간의 평균간격이 펄스폭의 3배가 되는 1.5ns가 되어야 하며, 5개의 커플러를 사용했을 때 조건을 만족한다. 이는 통신속도의 증가 및 광선로 대역의 변화에 의해 변경될 수 있는 값을 위와 같은 가정하에서 임의로 선정 하였다. 그림11에서 커플러 갯수 증가에 따른 시간폭을 보였다. 본 논문에서는 모의실험을 위해 커플러 갯수 ($N=5$)로

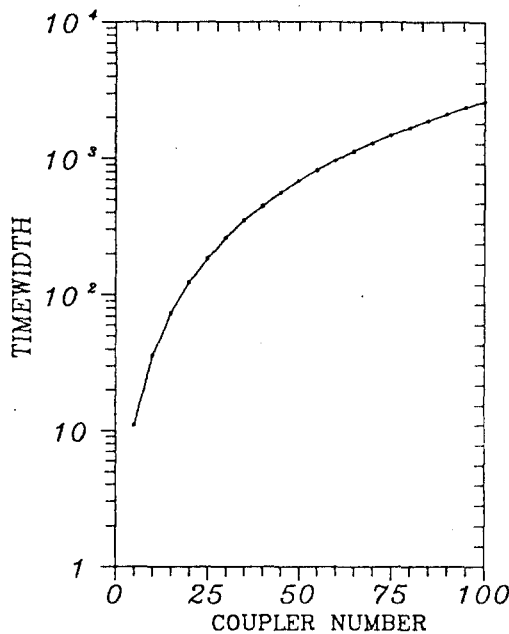


그림11. 커플러 갯수 대 시간폭

설정하였고, 가장 작은 지연선로 길이 ($L_0/v=1$)를 정규화시켰다. 이를 통해 지연선로 구간의 증가분의 최적치를 구했고, 신호대 잡음비를 향상시켜 광지연선로로써 정합필터의 동작 특성을 구현할 수 있음을 입증하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 광통신망에서 광지연선로를 이용하여 정합필터의 특성을 구현하였다. 또한, 광통신 시스템을 모델링하고, 그 모델링을 모의실험으로 부호화, 복호화되는 과정과 최적의 지연선로 구간간의 증가분을 모의실험으로 구하여, 커플러 갯수 증가에 따른 신호대 잡음비가 증가되는 것을 수학적으로도 해석하였다.

또한, 일차항만을 고려한 성능분석과 더불어 삼차항의 감쇄신호들이 일차항의 신호가 부호화, 복호화되는 과정에서 잡음의 형태로 첨가되어, 신호대 잡음비를 감소시키는 요인이 되었다. 따라서 커플러 갯수(N)가 증가됨에 따라 포함되는 p 차항까지의 감쇄신호를 줄여야 하며, V장에서 설명되었던 이유로 커플러 갯수를 5개로 제한하여, p 차항 감쇄신호들을 소거시켰다. 그리고 삼차항 신호들이 고려된 성능분석에서 결합계수(α)값이 작을 때에는 신호대 잡음비에 영향이 없었고, 결합계수(α)값이 커질수록 성능의 열화를 가져왔다.

결과적으로, 시뮬레이션을 통해 광지연선로 구간간의 증가분이 $\Delta L^+/\Delta L^- = 0.1 \sim 0.4$ 의 값을 가질 때, 정합필터 특성에 적합한 것으로 평가되었고, $\Delta L^+/\Delta L^- = 0.25$ 의 값을 가질 때, 가장 성능이 우수한 정합필터임을 알 수 있었다. 그리고 $N=5$, $\alpha=0.5$ 일 때에는 삼차항 신호들을 고려한 신호대 잡음비가 2 [dB]정도 낮아짐을 알 수 있었다.

그리고 본 논문의 이론을 이용하여 광직교코드를 개발하여 적용 시킨다면 Fiber Optic CDMA를 완성할 수 있다고 기대된다.

참고문헌

1. Fiber In The Loop, 한국통신 국제 심포지엄 '92, 서울, 1992, 11.
2. Fan R. K. Chung, "Optical Orthogonal Codes : Design, Analysis, and Applications," IEEE Trans. on Information Theory, Vol. 35, No. 3.

- pp.595-604, May, 1989.
3. S. K. Korotky, et al., "8-Gbps Transmission Experiment over 68 km of Optical Fiber," J. of Lightwave Tech., Vol. 5, pp.1505-1509, 1987.
 4. J. A. Salehi, "Emerging Optical Code-Division Multiple Access Communications systems," IEEE Network, Vol. 3, No. 2, pp.31-39, Mar, 1989.
 5. J. A. Salehi, "Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks Part I: Fundamental Principles," IEEE Trans. Commun., Vol. 37, No. 8, pp. 824-833, Aug, 1989.
 6. J. A. Salehi, et al., "Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks-Part II: Systems Performance Analysis," IEEE Trans. Commun., Vol. 37, No. 8, pp.834-842, Aug, 1989.
 7. K. Wilner and A. P. Van den Heuvel, "Fiber-optic delay lines for microwave signal processing," proc. IEEE vol. 64, pp.805-807, May, 1976.
 8. G. L. Turin, "An introduction to matched filters," IRE Trans. Inform. Theory vol. IT-6, pp.311-329, Oct. 1960.
 9. E. Marom, "Optical Delay Line Matched Filters," IEEE Trans. on Circuits and system, no 6, vol. CAS-25, pp.360-364, June, 1978.
 10. M. R. Best, A. E. Brouwer, F. J. MacWilliams, A. M. Odlyzko, and N. J. A. Sloane, "Bounds for binary codes of length less than 25," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-24, pp.81-93, 1978.
 11. M. J. E. Golay, "Notes on digital coding," Proc. IEEE, vol. 37, p.657, 1949.
 12. S. M. Johnon, "A new upper bound for error-correcting codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-8, pp.203-207, 1962.



姜泰求(Tae Gu Kang) 정희원

1993년 2월 : 清州大學校 物理學科 (學士)

1995년 2월 : 清州大學校 大學院 電子工學科(工學碩士)

*주관심분야 : 광통신 시스템 및 FO-CDMA기술, 광부호이론



河承圭(Seung Kyu Ha) 정희원

1994년 2월 : 清州大學校 電子工學科 (學士)

1994년 3월~現在 : 清州大學校 大學院 電子工學科 碩士課程

*주관심분야 : 광통신 다중화기술, 광부호이론



朴正佑(Jung Woo Park) 정회원

1993年 2月 : 淸州大學校 物理學(學士)

1994年 3月~現在 : 淸州大學校 大學院 電子工學科 碩士課程

*주관심 분야 : 광통신 다중화기술, 광부호이론



沈衡寬(Hyoun Kwan Sim) 정회원

1954年 7月 24日生

1977年 2月 : 漢陽大學校 電子工學科(學士)

1977年 5月~1982年 5月 : 國防科學研究所 勤務

1988年 7月 : University of Iowa(工學博士)

1988年 8月~1992年 4월 : 浦港 R.I.S.T

1992年~現在 : 淸州大學校 電子工學科 助教授

*주관심 분야 : 광통신 시스템 및 Soliton 전송기술, 광통신 다중화기술, B-ISDN, 광신호처리