



### 저작자표시-비영리-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士學位請求論文

저전력 수중음향통신을 위한  
선형등화기의 최적화에 대한 연구

A Study on the Optimization of Linear Equalizer  
for Low-power Underwater Acoustic Communication



2012年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

李泰振

本 論文을 李泰振의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委 員 長 : 工學博士 鄭 智 元 (印)

委 員 : 工學博士 尹 榮 (印)

委 員 : 工學博士 金 基 萬 (印)

2012年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

李 泰 振

# 차 례

## Contents

그림목차 .....	iii
Abstract .....	v
제 1 장 서 론 .....	1
제 2 장 수중 음향 통신 채널 특성 .....	4
제 2-1절 수중 채널 특성 .....	4
제 2-2절 수중 음향 통신 오차 유발 요인 분석 .....	5
제 2-2-1. 전달 손실 .....	6
제 2-2-2. 다중 경로 .....	6
제 2-2-3. 도플러 확산 .....	7
제 2-2-4. 잡음 .....	8
제 3 장 선형등화기법 .....	9
제 3-1절 선형 등화 기법 .....	11
제 3-1-1. Zero Forcing 등화 기법 .....	14
제 3-1-2. MMSE 등화 기법 .....	14
제 3-2절 최적의 탭 길이와 결정 지연 .....	15
제 3-2-1. 탭 길이에 따른 MSE 변화 분석 .....	15
제 3-2-2. 결정 지연에 따른 MSE 변화 분석 .....	19
제 4 장 선형 등화 최적화 기법 제안 .....	25

제 5 장 모의 실험 및 결과 분석 .....	32
제 6 장 해상 실험 결과 및 분석 .....	38
제 7 장 결 론 .....	43
참고문헌 .....	45



## 그 립 목 차

그림 2-1. 천해에서 음파 전달 속도의 예 .....	5
그림 2-2. 천해에서 음향 신호의 다중경로 전달 현상 .....	7
그림 3-1. 왜곡을 가진 수신된 펄스 .....	12
그림 3-2. 일반적인 선형 등화기 .....	12
그림 3-3. 결정 지연을 포함한 등화기의 등가모델 .....	16
그림 3-4. 모의 실험에서 가정한 채널 임펄스 응답 .....	16
그림 3-5. 탭 길이에 따른 MMSE 등화기의 성능 비교 .....	17
그림 3-6. 결정 지연에 따른 등화기의 MSE 비교 (탭 길이 51개) .....	21
그림 3-7. 결정 지연에 따른 등화기의 MSE 비교 (탭 길이 21개) .....	23
그림 4-1. 탭 길이와 결정 지연의 상관관계 .....	25
그림 4-2. MSE 기준치를 만족하는 결정 지연 (탭 길이 21개) .....	26
그림 4-3. 결정 지연에서 구한 분산 데이터 (탭 길이 21개) .....	27
그림 4-4. 분산 기준치를 만족하는 분산 데이터 (탭 길이 21개) .....	28
그림 4-5. MSE 성능을 만족하는 결정 지연의 범위 (탭 길이 21개) .....	29
그림 4-6. 결정 지연의 범위를 미분한 결과 (탭 길이 21개) .....	29
그림 5-1. 모의 실험 환경 .....	32
그림 5-2. 모의실험에서 고려한 음속 Profile .....	33
그림 5-3. Case 1에서의 Delay Spread Profile .....	34
그림 5-4. Case 1에서의 음선 .....	34
그림 5-5. Case 2에서의 Delay Spread Profile .....	35
그림 5-6. Case 2에서의 음선 .....	35
그림 5-7. Case 1에서의 결정 지연 그래프 .....	36
그림 5-8. Case 2에서의 결정 지연 그래프 .....	37
그림 6-1. 해상 실험 환경 .....	38
그림 6-2. 수중 음속 프로파일 .....	39
그림 6-3. 해상 실험에서 지연 확산 특성 .....	39

그림 6-4. 반송과 위상 오프셋 추정 결과 .....	40
그림 6-5. 해상실험에서 MSE-결정지연 결과 .....	40
그림 6-6. 성장도 .....	41



# 저전력 수중음향통신을 위한 선형등화기의 최적화에 대한 연구

이 태 진

Department of Radio Communication Engineering  
*Graduate School of*  
*Korea Maritime University*

## Abstract

A communication system with low power consumption is required in underwater sensor network because of environmental limitations. For the low-power system, it is necessary to reduce the transmit power, and to optimize the sparse coefficients of equalizer, or the tap length.

In this thesis, the method that reduce a computation time by optimizing computation process is proposed to realize low-power underwater acoustic communication system. At first, dependency of decision delay on tap length of linear equalizer was investigated using simulation. According to the result, increasing the tap length resulted in an improvement of MSE performance within a limited range even though tap made system became complicated. Moreover, excessive tap length induced over-estimation effect, thus it make error increase, and system showed the best performance when decision delay of signal sequence



had appropriate value.

In addition to decide optimal tap length with decision delay, we extracted the MSE–decision delay graph. From the graph, we obtained variance value of the MSE–decision delay, and estimated the optimum decision delay range from the variance value. Also, using the extracted optimal parameters, we performed a simulation. In this simulation, we considered two cases of depth of receiver, 130 and 170m. According to the result, the simulation employing optimal tap length, which is only 40% of maximum tap length, showed a satisfactory performance comparable to simulation employing maximum tap length.



# 제 1 장 서 론

수중음향통신은 과거에는 주로 군사적인 목적을 위해 제한적으로 사용되었으며 수중 음원 탐지나 수중 운동체 추적, 잠수함 등과의 통신을 위해 주로 연구되었다. 그러나 최근 해양에 대한 관심이 고조되고, 해양 탐사나 해저 자원 탐사가 활발해지면서 수중 운동체와의 상호 통신과 같이 활용 분야가 확대되었다. 수중음향통신에서는 매질의 특성으로 인하여 전파 대신 음파를 사용해야 하며 이러한 이유로 수중에서의 무선 통신은 수중 음향학과 통신 기술의 융합으로 연구가 이루어져야 한다.

음파는 고주파 대역의 손실이 커서 대역폭이 좁고 배경 잡음의 영향을 많이 받는다. 특히 수중음향통신 시스템의 성능은 채널의 특성에 의해 크게 좌우된다. 따라서 수중음향통신 시스템 설계에는 채널의 특성을 결정하는 해수면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산, 잡음 및 감쇄 등이 고려되어야 한다. 최근 수중음향통신 분야에서는 해양 환경 모니터링 및 재해 방지 시스템 구축 차원에서 수중에서 센서 네트워크를 구축하기 위한 연구들이 진행되고 있으나, 수중이라는 운용환경의 특수성으로 인해 채널의 대역폭(Bandwidth)이 제한되고 다중경로에 의한 인접 심볼간 간섭(Intersymbol Interference, ISI)이 크게 발생하여 성능을 저하시킨다. 특히 수심 200m 이하의 천해에서의 다중경로는 해수면의 시변 산란에 의해 도플러 확산과가 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우하며 안정적인 수중 통신의 주요 장애 요인이 되고 있다[1][2]. 이와 같이 인접 심볼간 간섭과 채널상의 잡음으로 인해 왜곡된 신호를 복원하기 위하여 수중통신에서의 등화기는 필수적이다.

등화기를 좀 더 세부적으로 나누어보면 피드포워드(Feedforward) 성분만을 포함하고 있는 선형 등화기(또는 Transversal Equalizer), 피드백(Feedback) 성분까지 포함한 결정 궤환 등화기(DFE, Decision Feedback Equalizer)와 같은 비선형 등화기 및 Viterbi 알고리즘을 사용하여 수신된 데이터열 전체의 확률적 오류

를 최소화하는 MLSE(최대 유사열 추정기법, Maximum Likelihood Sequence Estimation) 기법 등이 주로 연구되어 왔다. MLSE를 이용한 등화기는 성능 면에서 가장 훌륭하나 많은 계산량과 하드웨어의 복잡성으로 인해 극히 제한적으로 사용되고 있으며, 실제로는 계산량이 적고 필터의 구조가 간단한 선형등화기나 결정 제한 등화기가 주로 사용되고 있다. 이러한 등화기의 계수를 최적화하기 위한 방법으로 Zero Forcing, MMSE(Minimum Mean Square Error) 등의 여러 가지 기법이 있으며 그 중에서 MMSE 기법이 폭 넓게 사용된다.

뿐만 아니라 수중 센서 네트워크에 사용될 통신 시스템은 다수의 센서노드를 이용하여 통신을 하는 시스템이며, 이는 외부의 전원이 아닌 센서 노드에 장착된 자체 전원을 이용하여 통신을 하여야 한다. 이러한 운용 환경의 제약으로 인해 저전력 소모를 갖도록 설계되어야 한다. 이를 위한 방법으로 저전력 통신 기법을 활용하여 각 심볼의 송신전력을 절반 가까이 줄이는 PSSK(Phase Shift Silence Keying), PSPM(Phase Shift Position Modulation)과 같은 기법이 연구되고 있는데, 이들 통신 기법은 송신전력을 감소시킬 뿐만 아니라 심볼간 간섭(ISI)도 줄이고 Back-off gain을 얻는 장점이 있으나 높은 전송률을 얻기 어려운 문제가 있다 [3][4][5][6]. 시스템의 계산량을 줄여 저전력화를 실현하기 위한 방법으로 Sparse 등화기가 있다. Sparse 등화기는 MP (Matching Pursuit) 알고리즘을 기반으로 하는 등화기로 HDTV 채널 환경이나 수중 채널 환경 같이 적은 수의 다중 경로가 수십~수백 심볼의 길이로 넓게 퍼져 있는 Sparse 채널 환경에 맞게 탭 계수(Coefficient)를 최적화시킨다[7][8].

다른 방법으로 시스템의 계산량을 줄이기 위해 등화기의 탭 계수의 길이를 최적화하는 방법이 있다[9]. 이론적으로 등화기에서 탭 계수의 길이가 길어질수록 더욱 정확한 채널 추정을 할 수 있으나 이는 계산량의 증가로 실용적이지 않으며 오히려 과도한 탭 길이는 오차를 크게 할 수 있다. 따라서 적절한 범위에서 탭 길이를 정해야 한다. 또한 실시간 시스템에서 등화기의 오차와 비교할 훈련 신호열의 결정 지연(Decision delay)이 적절할 때 최적의 성능을 보이므로 등화기의 성능을 향상시키기 위해 탭 계수의 길이와 결정 지연을 동시에 결정하

는 기법에 대한 연구가 필요하다. 이에 본 연구에서는 최적의 탭 길이와 결정 지연을 확인하기 위해, MSE-Decision delay 그래프를 도출하였으며 이 결과를 토대로 일정 이상 MSE 성능을 만족하는 탭 길이에 대하여 분산을 구하고 이를 활용하여 최적의 결정 지연 범위를 추정하는 방법을 제안하였다.

본 논문의 제 2 장에서는 수중음향통신 채널 특성을 기술하였으며, 제 3 장에서는 등화기의 성능을 결정짓는 탭 계수의 길이에 따른 성능과 결정 지연의 변화에 따른 등화기의 성능 변화를 분석한다. 제 4 장에서는 탭 계수의 길이와 결정 지연의 최적의 크기를 결정하기 위한 기법을 제시하고 제 5 장에서는 모의 실험을 통해 결과를 확인하고 제 6 장에서는 해상 실험을 통해 성능을 검증한다. 마지막으로 제 7 장에서는 결론 및 향후 연구 방향을 제시하였다.



## 제 2 장 수중음향통신 채널 특성

### 제 2-1 절 수중 채널 특성

수중 환경에서 음파 신호는 수심, 수온, 전송거리, 해수면의 변화, 해저면의 상태 등으로 인해 다양하고 복잡한 특성을 가진다. 수중에서 음파의 전달은 직접파와 더불어 해수면과 해저면의 반사파들에 의해 원거리까지 전달되어 간다. 특히 천해의 경우 해수면과 해저면의 반사 등으로 인해 다중 경로를 포함한 다양한 특성으로 수중 음향 통신의 성능 저하를 일으키며 심해에 비해 음파가 전달되는 형태가 복잡하다. 특히 해저면의 상태에 따른 신호의 지연은 진흙의 경우 10 ms, 모래일 경우 30 ms까지 신호의 지연이 발생하기도 한다[10]. 또한 음원에서 발생한 신호의 주파수가 차단 주파수 이하일 경우 원거리까지 전파되지 못한다. 이때의 차단 주파수는 다음 식과 같다.

$$f_{cut} = \frac{C_w}{4D\sqrt{1-(C_w/C_b)^2}} \quad (2-1)$$

이때  $C_w$ 는 수중에서의 음속이며,  $C_b$ 는 해저에서의 음속,  $D$ 는 수심이다. 해저의 경우 층상구조로 되어 있어 실제의 차단 주파수는 더욱 복잡한 성질을 나타낸다. 일반적으로 음파의 속도는 다음과 같이 표현된다.

$$c = \sqrt{\frac{C}{\rho}} \quad (2-2)$$

$\rho$ 는 밀도,  $C$ 는 Stiffness 계수이다. 일반적으로 음파의 속도는 공기 중에서는 340 m/s, 수중에서는 1,450 ~ 1,540 m/s, 해저에서는 1,500~2,500 m/s로 알려져 있다. 특히 천해의 경우 음파의 속도가 수압의 영향보다는 수온의

영향을 많이 받게 되는데, 그림 2-1에는 천해에서 깊이에 따른 음파 전달 속도의 한 예를 나타낸 것이다.

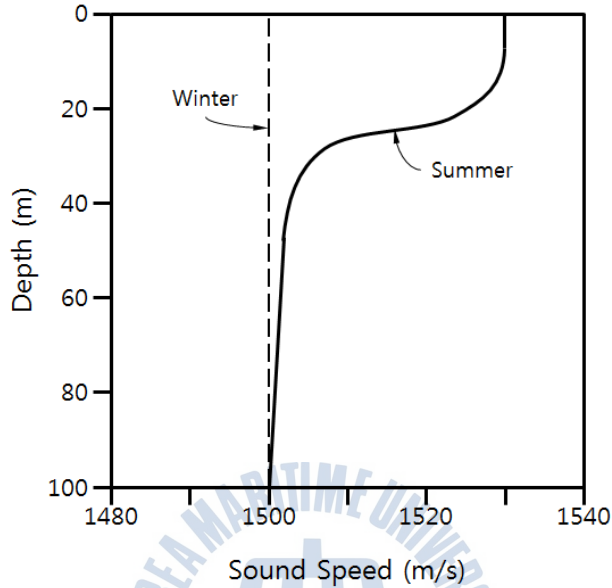


그림 2-1. 천해에서 음파 속도의 예

Fig 2-1. Sound velocity profile in shallow water

제 2-2 절 수중 음향 통신에서 오차 유발 요인 분석

수중 음향 통신 시스템의 성능을 결정하는 요인에는 음향 신호의 거리에 따른 전달 손실과 다중 경로 전달 과정으로 인한 간섭 신호, 시스템 자체의 잡음과 해양의 배경 잡음, 해면 및 해저에 의한 반사에 기인되는 잔향 및 수중 운동체의 이동에 의한 도플러 효과 등이 있다. 데이터 채널은 음성 채널보다 넓은 대역폭을 필요로 하며, 일반적으로 수중 환경에서의 전송거리는 채널 대역폭에 따라 크게 5단계로 분류할 수 있다. 이를 표 2-1에 나타내었다. 전송거리와 채널 대역폭은 서로 반비례 관계를 가지며 전송 거리가 증가할수록 대역폭이 줄어들어 데이터 전송효율이 떨어진다.

표 2-1. 수중 음향 통신에 사용 가능한 채널 대역폭과 전송 거리 사이의 관계  
 Table 2-1. The relationship between available channel bandwidth and transmission distance on underwater acoustic communication

Range [km]		Bandwidth [kHz]
Very Long	1000	< 1
Long	10 ~ 1000	2 ~ 5
Medium	1 ~ 10	≈ 10
Short	0.1 ~ 1	20 ~ 50
Very Short	< 0.1	> 100

### 2-2-1. 전달 손실 (Path Loss)

수중 환경에서 전송 손실은 크게 감쇠(Attenuation)와 기하학적 확산(Geometric spreading)으로 나눌 수 있다. 전자는 주로 음향에너지가 열에너지로 변화하는 데서 발생하는 것으로 거리와 주파수에 따라 증가한다. 후자는 파면(Wavefront)의 퍼짐에 의해 생겨나는 손실이며, 천해의 경우 Cylindrical spreading이, 대양에서는 Spherical spreading이 발생한다. 이는 주파수와 독립적으로 거리에 따라 증가한다.

### 2-2-2. 다중 경로 (Multi-Path)

그림 2-2와 같은 음향 신호의 다중 경로 전파는 인접 심벌간의 간섭 (Inter Symbol Interference : ISI)을 발생시켜 수중 음향 통신 성능의 극심한 저하를 가져온다. 다중 경로의 구조는 링크의 구성에 따라 달라진다. 일반적으로, 수직 (Vertical) 채널의 경우 짧은 시간의 퍼짐이 생기는 반면, 수평(Horizontal) 채널의 경우 매우 긴 다중 경로 확산이 생길 수 있다. 확산의 정도는 깊이와 송·수신기 간 거리의 함수로 나타난다.

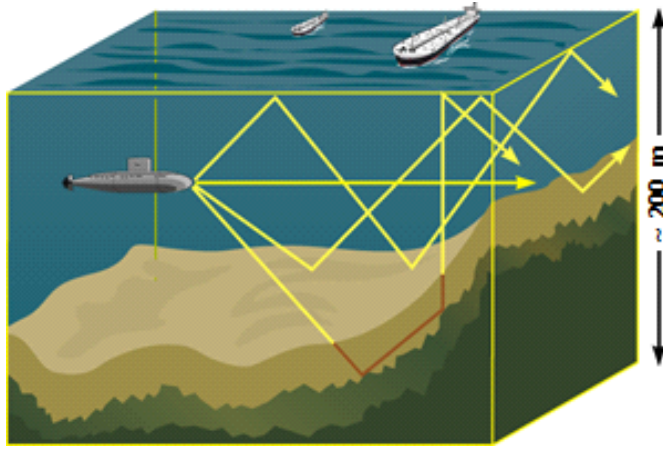


그림 2-2. 천해에서 음향 신호의 다중경로 전달 현상  
 Fig 2-2. Multipath of sound signal in underwater

### 2-2-3. 도플러 확산 (Doppler spread)

도플러 확산은 송·수신단의 움직임이나 Surface reflection point의 움직임에 기인하며 수중음향통신에서 큰 의미가 있다. 이는 수신부에서 많은 인접 심볼들 사이에 간섭을 일으킴으로써, 수중 음향 통신 성능의 저하를 가져온다. 대역폭과 심볼 구간 사이의 곱이 1보다 작으면 무시할 수 있으나 1보다 크면 무시할 수 없다. 도플러 확산은 간단한 주파수 병진과 연속적인 주파수 확산을 발생시킨다. 전자의 경우 수신부에서 쉽게 보상되나, 후자의 경우 보상하기 어렵다.

### 2-2-4. 잡음 (Noise)

수중 환경에서의 잡음은 크게 인공 잡음 (Man-made noise)과 주변 잡음 (Ambient noise)으로 나눌 수 있다. 전자는 주로 선박과 같은 기계류 소음을



나타내는 반면, 후자는 조수간만, 해류, 폭풍우, 바람, 지진, 비 등으로 인한 유체역학(Hydrodynamics)에 관련된 소음이다. 이는 수신단의 이용 가능한 거리, 대역폭(bandwidth), SNR(Signal-to-Noise Ratio)을 결정한다.



### 제 3 장 선형 등화기

대다수의 통신 채널들은 대역제한 선형 필터로 모델링 될 수 있으며 이의 임펄스 응답을  $h_c(t)$ 라고 하면 주파수 응답은 다음 식과 같이 생각할 수 있다.

$$H_c(f) = |H_c(f)|e^{j\theta_c(f)} \quad (3-1)$$

위 식에서  $h_c(t)$ 와  $H_c(f)$ 는 푸리에 변환쌍이고,  $|H_c(f)|$ 는 채널의 진폭 응답이고,  $\theta_c(f)$ 는 채널의 위상 응답이다. 채널을 통한 이상적인(왜곡이 없는) 전송 특성을 얻기 위해서는 신호의 대역폭  $W$  내에서  $|H_c(f)|$ 가 일정해야한다. 또한  $\theta_c(f)$ 는 주파수에 대한 선형 함수이어야 하며, 이는 신호의 모든 주파수 성분에 대해 지연이 일정해야 함을 의미한다. 만약  $|H_c(f)|$ 가  $W$  내에서 일정하지 않다면 진폭 왜곡이 일어나게 되며,  $\theta_c(f)$ 가  $W$  내에서 일정하지 않다면 위상 왜곡이 일어난다. 페이딩 채널처럼 왜곡을 보이는 많은 채널에 대해서 진폭 왜곡과 위상 왜곡은 일반적으로 같이 일어난다. 펄스들의 전송된 시퀀스에 대해 이러한 왜곡은 신호의 분산 또는 ‘왜곡(Distortion)’으로 나타나며, 따라서 수신되어 복조된 시퀀스의 어떠한 펄스도 제대로 정의되지 않는다. 이러한 심볼간 간섭은 대부분의 통신 시스템에서 발생하며, 이는 대역제한 채널을 통한 안정적인 고속 데이터 전송의 주요 장애 요인이 된다. 여기서 넓은 의미에서 ‘등화’는 심볼간 간섭을 제거하거나 줄이도록 설계된 신호처리 또는 필터링 기술을 의미한다.

등화기는 두 가지로 분류되는데, 첫 번째로 MLSE(최대 유사열 추정기법, Maximum Likelihood Sequence Estimation)는  $h_c(t)$ 를 추정하고 전송 환경에 적응하도록 수신기를 조정한다. 이러한 조정의 목적은 왜곡된 펄스열로부터 검출기가 양질의 추정을 가능하게 하는 것이다. MLSE 수신기는 왜곡된 표본들

을 새로이 만들거나 직접 보상하는 것이 아니라, 왜곡된 표본들을 더 효과적으로 다룰 수 있도록 수신기 자신을 조절하는 것이다. MLSE 등화는 Viterbi 등화로도 알려져 있다[11].

두 번째 분류인 필터 등화는 왜곡된 신호를 보상하기 위해 필터를 사용한다. 이를 통해 심볼간 간섭의 영향을 보상하거나 제거함으로써 복조된 표본들의 시퀀스를 검출기로 전달한다. 이를 좀 더 세부적으로 나누면 필터에 피드포워드(feedforward) 성분만을 가진 선형 등화기와 피드포워드와 피드백 성분을 모두 가지고 있는 결정 궤환 등화기(Decision Feedback Equalizer, DFE)로 나눌 수 있다. 그리고 동작 특성에 따라서도 초기 설정형 또는 적응형으로 분류될 수 있다. 그리고 필터의 해상도(resolution) 또는 갱신율에 따라서도 심볼 간격(symbol spaced) 등화가 있으며 한 심볼당 그 이상으로 표본화하는 경우 부심볼 간격(fractionally spaced) 등화가 있다.

이제 주파수 전달 함수  $H_r(f), H_e(f)$ 로 정의되는 분리된 형태의 수신 필터와 등화 필터를 이용하여 전체 시스템의 주파수 전달 함수  $H(f)$ 를 올림 코사인 필터(raised cosine filter)라 하고  $H_{RC}(f)$ 로 나타내면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$H_{RC}(f) = H_t(f)H_c(f)H_r(f)H_e(f) \quad (3-2)$$

실제 시스템에서 채널의 주파수 전달 함수  $H_c(f)$ 와 임펄스 응답  $h_c(t)$ 는 수신기가 항상 0의 심볼간 간섭을 가지도록 할 만큼 충분히 정확하게 알려져 있는 것이 아니다. 통상적으로 전송 및 수신 필터는 다음과 같이 정합되도록 선택된다.

$$H_{RC}(f) = H_t(f)H_r(f) \quad (3-2)$$

이와 같은 방법으로  $H_t(f)$ 와  $H_r(f)$  각각은 올림 코사인의 제곱근(root-raised cosine)인 주파수 전달 함수를 가진다. 그러면 채널 왜곡을 보상

하기 위해 필요한 등화기의 전달 함수는 단순히 채널 전달 함수의 역이 된다.

$$H_e(f) = \frac{1}{H_c(f)} = \frac{1}{|H_c(f)|} e^{-j\theta_c(f)} \quad (3-3)$$

때로는 각 표본화 지점에서 심볼간 간섭을 유발하는 시스템의 주파수 전달 함수를 의도적으로 선택한다. 예로 가우스 필터 전달 함수가 있는데 전달 함수를 이렇게 선택하는 이유는 Raised cosine filter를 사용할 때 대역폭 효율을 향상시키기 위함이다. 이러한 선택이 이루어졌을 때, 등화 필터의 역할은 채널에 의해 유도된 심볼간 간섭을 보상하는 것뿐만 아니라, 전송기와 수신기 필터에 의해 생긴 심볼간 간섭을 보상하는 것이다[12].

### 제 3-1절 선형 등화 기법

등화를 위해 사용되는 훈련 신호는 채널의 주파수 응답을 추정하기 위해 잡음같은 성질을 갖는 시퀀스가 되도록 선택된다. 가장 간단한 의미로 훈련 신호는 한 개의 폭이 좁은 펄스를 보내고 채널의 임펄스 응답을 학습하는 것으로 이루어진다. 실제로는 훈련 신호열로써 하나의 신호보다는 의사 잡음(pseudonoise; PN)을 더 선호하며 이는 PN 신호가 더 큰 평균 전력을 가지고 같은 피크 전송 전력에 대해서 더 큰 SNR을 가지기 때문이다.

선형 필터를 나타내기 위해 하나의 펄스가 Raised cosine 전달함수  $H_{RC}(f) = H_t(f)H_r(f)$ 를 갖도록 설계된 시스템을 통해 전송되었다고 가정한다. 또한 채널이 심볼간 간섭을 일으키고 따라서 수신된 복조 펄스가 그림 3-1과 같이 펄스의 메인 로브에 인접한 표본화 시점에서 사이드 로브가 0을 통과하지 않는 왜곡을 보인다고 가정한다. 왜곡은 메인 로브 전후에서 발생하는 양 또는 음의 잔향으로 볼 수 있다. 원하는 Raised cosine 전달 함수 특성을 얻기 위해

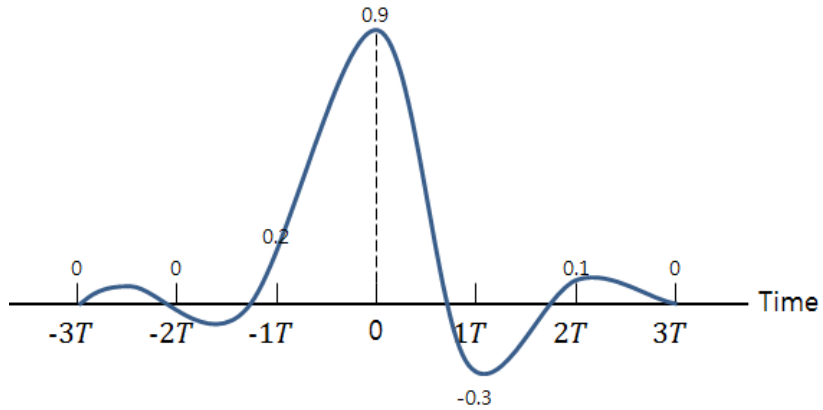


그림 3-1. 왜곡을 가진 수신된 펄스

Fig 3-1. Received pulse with distortion

등화 필터는 식 3-3과 같이  $H_e(f)$ 가 곱해졌을 때 실제 채널 응답이  $H_{RC}(f)$ 가 되도록 하는 주파수 전달 함수  $H_e(f)$ 를 가져야한다. 다시 말하면 잔향을 상쇄하도록 하는 등화 필터를 설계하는 것이다.

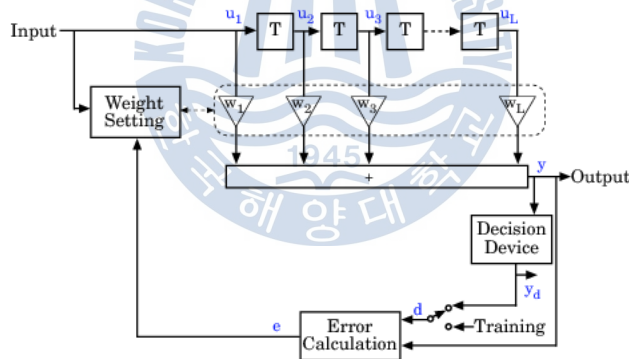


그림 3-2. 일반적인 선형 등화기

Fig 3-2. Linear equalizer

그림 3-2의 선형 등화기는  $T$  초 간격의 탭을 가지는 Delayed line으로 이루어진 것으로 가장 널리 사용되는 형태이다. 여기서  $T$  는 심볼의 주기이다. 이러한 등화기에서 수신된 신호의 현재와 과거의 값은 등화기 계수 또는 탭 가중치( $w_n$ )에 의해 선형적으로 가중치가 부여되며 모두 합해져서 출력이 나가게

된다. 출력의 주 성분은 중심 탭으로부터 발생하며 나머지 탭들은 주 신호의 양 측면에서 심볼 주기 간격으로 주 신호의 잔향에 영향을 미친다. 만약 필터가 무한대의 탭 길이를 가질 수 있다면, 탭 가중치는 시스템의 임펄스 응답이 표본화 시점을 제외한 모든 부분에서 0이 되도록 등화할 수 있다. 이때  $H_c(f)$ 는 식 3-3에서 채널 전달 함수의 정확한 역이 된다. 그림 3-2에서 탭 가중치  $w_{-N}, w_{-N+1}, \dots, w_N$ 을 가지는  $(2N+1)$ 개의 탭이 있다고 하자. 등화기의 출력 표본  $\{z(k)\}$ 은 다음과 같이 입력 표본  $\{x(k)\}$ 와 탭 가중치  $\{w_n\}$ 과의 컨볼루션(Convolution)으로 얻을 수 있다.

$$z(k) = \sum_{n=-N}^N x(k-n)w_n, \quad k = -2N, \dots, 2N, \quad n = -N, \dots, N \quad (3-4)$$

여기서  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 는 괄호에서와 같이 시간 인덱스이다.  $z, w$ 를 다음과 같이 벡터의 형태로,  $x$ 를 행렬의 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$Z = \begin{bmatrix} z(-2N) \\ \vdots \\ z(0) \\ \vdots \\ z(2N) \end{bmatrix}, \quad W = \begin{bmatrix} w_{-N} \\ \vdots \\ w_0 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

$$X = \begin{bmatrix} x(-N) & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ x(-N+1) & x(-N) & 0 & \cdots & \cdots & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(N) & x(N-1) & x(N-2) & \cdots & x(-N+1) & x(-N) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & x(N) & x(N-1) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & x(N) \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

$$Z = XW \quad (3-7a)$$

그리고  $X$ 의 행과 열이  $W$ 의 원소 수와 같은 차원을 가진다면 선형등화기 계수 벡터  $W$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$W = X^{-1}Z \quad (3-7b)$$

벡터  $z$ 의 크기와 행렬  $X$ 의 행의 원소 수는 적당한 값으로 선택될 수 있다. 해당 펄스의 메인 로브로부터 상당히 떨어진 표본 지점에서의 심볼간 간섭에 대해서도 고려해야할 수도 있기 때문에 상황에 맞도록 행의 원소수를 정한다. 이와 같은 문제는 Zero-forcing 기법으로 알려진 대수적 방법 또는 최소 평균 자승 오차(Minimum mean-square error, MMSE) 해법으로 알려진 통계적인 방법으로 풀 수 있다.

### 3-1-1. Zero-forcing 기법

영등화 기법은 등화기의 출력이 원하는 펄스의 양 측면에 있는  $N$  개의 표본 지점에서 0이 되도록  $\{w_n\}$ 을 선택함으로써 피크 심볼간 간섭 왜곡을 최소화한다. 즉, 다음과 같은 조건이 충족되도록 선택하는 것이다.

$$z(k) = \begin{cases} 1 & \text{for } k = 0 \\ 0 & \text{for } k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \end{cases} \quad (3-8)$$

식 3-7은  $2N+1$ 개의 가중치  $\{w_n\}$ 에 대한  $2N+1$ 개의 식을 풀기 위해서 사용된다. 필요한 필터의 길이는 채널이 얼마나 많이 왜곡을 유발하는가에 대한 함수가 된다. 그러나 실제로는 고속 전송이나 많은 심볼간 간섭을 유발하는 채널에 대해서 잡음까지 증폭하는 단점을 갖고 있다.

### 3-1-2. MMSE 기법

탭 가중치  $\{w_n\}$ 을 등화기의 출력단에서 잡음 전력과 모든 심볼간 간섭의 합의 평균 자승 오차(MSE)를 최소화하도록 설계하여 영등화 기법보다 더욱 향상

된 등화기를 구현할 수 있다[13]. MSE는 원하는 데이터 심볼과 추정된 데이터 심볼 간의 차이의 제곱의 기대값으로 정의된다. 다음과 같이 식 3-7a의 양변에  $X^T$ 를 곱함으로써 최소 MSE해를 구하는 식들을 얻을 수 있다[14].

$$X^T Z = X^T X W \quad (3-9a)$$

$$R_{xz} = R_{xx} W \quad (3-9b)$$

여기서  $R_{xz} = X^T Z$ 는 상호상관(Cross-correlation) 벡터로 불리며,  $R_{xx} = X^T X$ 는 입력 잡음 신호의 자기상관(Autocorrelation) 행렬이다. 실제로  $R_{xz}$ 와  $R_{xx}$ 는 미지의 선형적(priori) 수치이지만 채널을 통해 테스트 신호를 전송하고 식 3-9로부터 탭 가중치를 얻기 위해 시간 평균 추정을 사용하여 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$W = R_{xx}^{-1} R_{xz} \quad (3-10)$$

결정적 영등화 기법의 경우 행렬  $X$ 는 대각이어야 한다. 그러나 MMSE 해를 얻기 위해서는 과결정된 식을 사용해야 하며, 따라서 행렬  $X$ 는 대각이 아니며 대각의 자기상관 행렬  $R_{xx} = X^T X$ 로 변환되어  $2N+1$ 개의 식이 생성되며, 이를 풀면 MSE를 최소화하는 탭 가중치를 구할 수 있게 된다. 벡터  $W$ 의 크기와 행렬  $X$ 의 열의 개수는 등화 필터에서의 탭 수에 상응한다.

## 제 3-2절 최적의 탭 길이와 결정 지연

### 3-2-1. 탭 길이에 따른 MSE 변화 분석

고전적인 등화기의 설계에서 탭의 길이와 결정 지연은 고정되어 있었으며, 등화기 설계에 부수적인 문제로 인식되어 왔다. 그러나 탭의 길이와 결정 지연



은 등화기의 성능에 큰 영향을 미치며, 따라서 적절한 값으로 조정해 줄 필요가 있다. 우선 그림 3-3과 같이 결정 지연  $\Delta$ 가 고정되어 있는 등화기의 경우를 살펴보면 탭 계수의 길이  $N$ 이 너무 크면 탭 계수의 시작과 끝 값이 0에 근접한다. 이때 이 0에 가까운 탭의 수, 즉  $N$ 을 줄이면 등화기의 성능이 약간 감소하겠지만 결과적으로 계산량이 줄어들게 되어 시스템의 저전력화를 실현시킬 수 있다. 반대로  $N$ 이 너무 작다면 모든 계수들이 등화기의 성능에 크게 영향을 줄 수 있는 만큼 큰 값들을 가지게 되며, 이는  $N$ 을 더 크게 설정해 줄 필요가 있음을 의미한다.

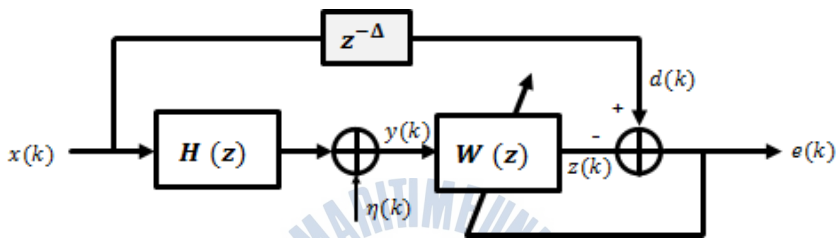


그림 3-3. 결정 지연을 포함한 등화기의 등가모델

Fig 3-3. The equivalent model for equalizer with decision delay

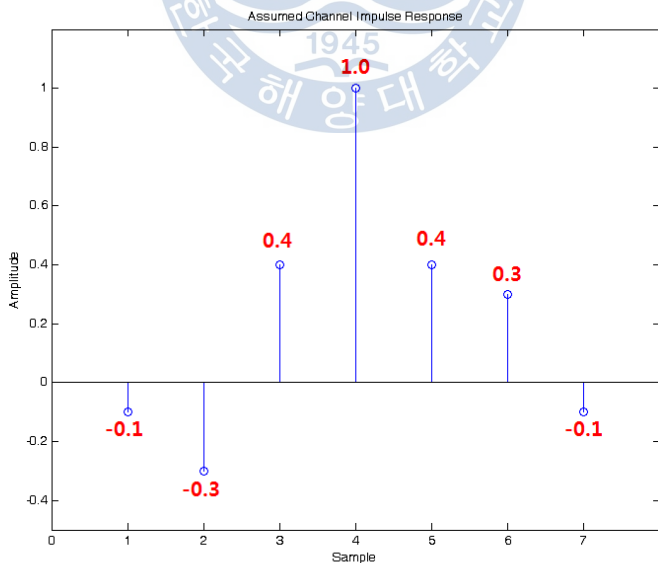


그림 3-4. 모의 실험에서 가정한 채널 임펄스 응답

Fig 3-4. Assumed Channel Impulse Response

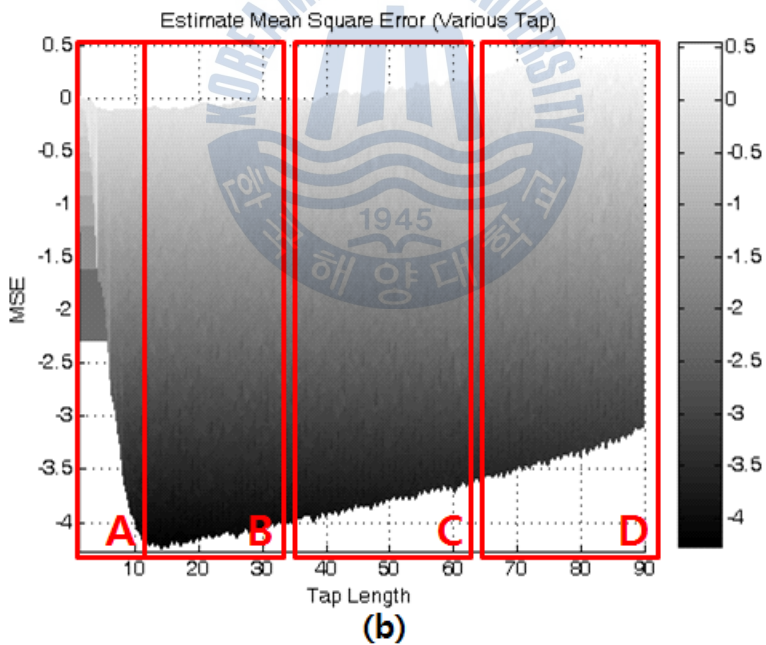
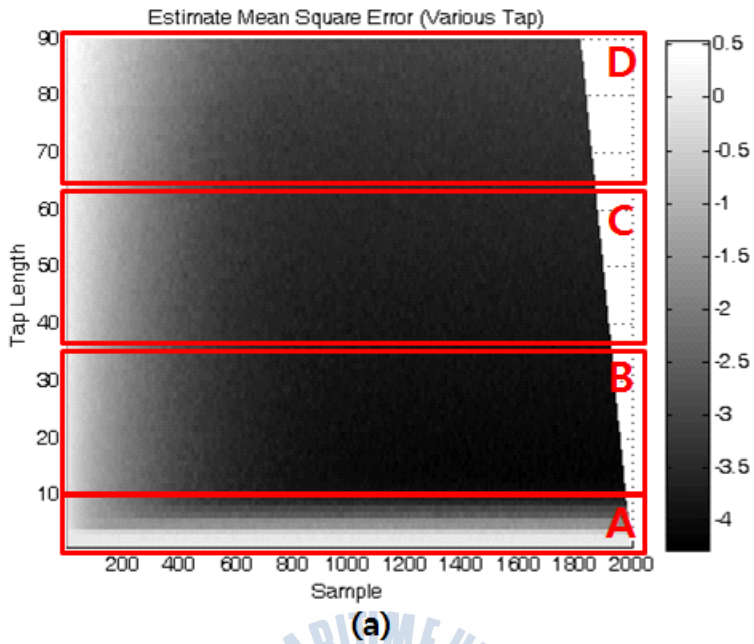
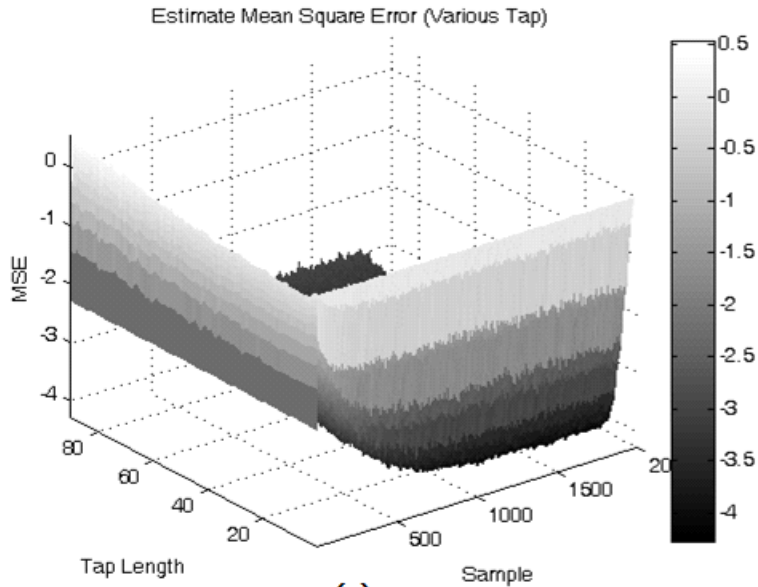
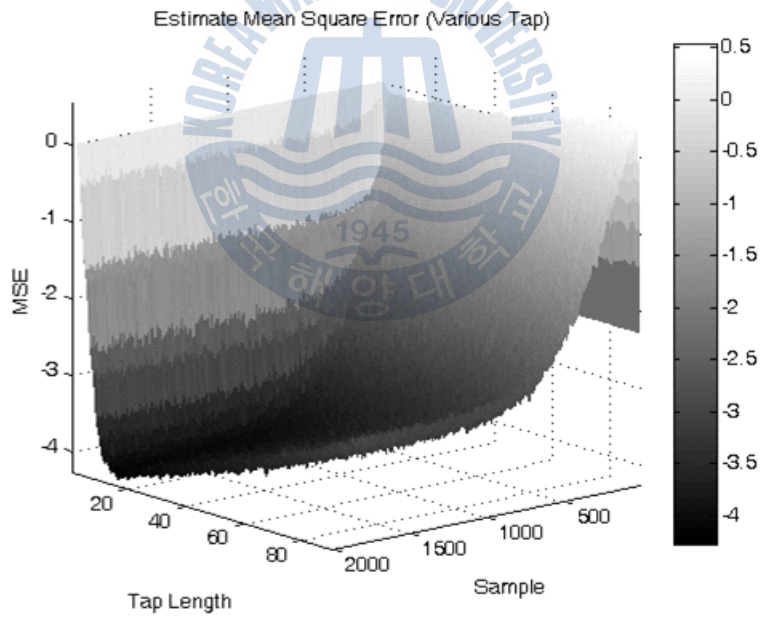


그림 3-5. 탭 길이에 따른 MMSE 등화기의 성능 비교  
 Fig 3-5. Comparison of MMSE equalizer performances  
 with various tap-length



(c)



(d)

그림 3-5. 탭 길이에 따른 MMSE 등화기의 성능 비교  
 Fig 3-5. Comparison of MMSE equalizer performances with various tap-length

다양한  $N$  에 따른 평균자승오차(Mean Square Error) 결과를 보기 위해 그림 3-4와 같은 채널 환경을 가정하고, 그 결과를 그림 3-5에 보였다. 본 모의실험은 100번의 반복수행을 통해 신뢰도를 높였으며, 등화기 탭 계수의 초기값은 모두 0 으로 지정한 것이다.

그림 3-5을 통해 알 수 있듯이, 채널 임펄스 응답에 비해 탭 길이가 너무 작은 경우(그림 3-5의 A구간) 비록 계수가 수렴하지만 오차가 다소 크게 나타나는 것을 볼 수 있다. 그러나 적절한 길이로 탭 길이가 정해지면(그림 3-5의 B구간) 빠른 수렴과 함께 가장 좋은 성능을 보여주고 있다. 여기서 탭의 길이를 지속적으로 크게 증가시킬시(그림 3-5의 C구간) 성능의 차이가 크지 않을 뿐만 아니라, 과도하게 탭 길이가 길어지면(그림 3-5의 D구간) 과도추정(over-estimation) 상태가 되어 Overshoot이 발생하기도 한다. 또한 탭 길이가 너무 길기 때문에 수렴하기까지 걸리는 시간도 매우 길어지는 단점까지 있었다.

따라서 MMSE 등화기의 탭 길이는 채널의 상태에 따라 최적화되어야 하며 이는 계산량에서 이어지는 시스템의 저전력화 관점에서도 필수적이다. 그림 3-5(c)(d)는 동일한 결과를 3차원으로 바라본 그래프로 그림 3-5(a)의 B구간에서 오목하게 MSE가 최적화되는 모습을 보여준다. 그러므로 그림 3-4의 채널 환경에서는 10에서 20사이의 탭 길이가 가장 적합한 것으로 보인다.

### 3-2-2. 결정 지연에 따른 MSE 변화 분석

이어서 등화기의 구조에서 오차를 연산하기 위한 결정지연(Decision delay)을 고려하였다. 고전적인 등화기 설계에서는 탭 길이와 결정 지연이 일반적으로 고정되어 있었으며, 대부분의 연구에서도 sub-optimal한 변수로 남겨두었다. 그러나 탭 길이와 결정 지연은 MMSE의 성능에 영향을 줄뿐만 아니라 상호 간에도 영향을 끼친다[18]. 그림 3-3은 이를 확인하기 위해 구성한 등화기의 등가모델이다.

그림 3-3의 등화기 등가모델은 먼저  $x(k)$ 의 송신된 신호가  $H(z)$ 의 채널을 거쳐,  $\eta(k)$ 의 가우시안 잡음이 더해지는 것으로 채널을 가정한다.  $d(k)$ 은 훈련심볼로 가정한다. 일반적인 적응형(adaptive) 등화기의 경우 훈련심볼을 통하여 초기 탭 계수를 결정하게 된다. 실시간 시스템에서 등화기의 입력  $y(k)$ 은 등화기의 탭을 거치는 과정에서 지연이 발생한다. 따라서 최적의 성능을 얻기 위해서는 오차  $e(k)$ 을 정확하게 판정할 수 있도록 적절한 지연 보상이 필수이다[9]. 그림 3-6에서 탭의 길이는 51개로 고정되어 있으며, 오차를 판정하기 위해 공급되는  $d(k)$ 을 0에서 60까지 변화시켜 그에 따른 MSE(Mean Square Error)를 비교하였다. 본 모의 실험에서도 마찬가지로 신뢰도를 높이기 위해 100회 반복 수행하였다. 먼저 결정 지연이 0일 경우를 보면 등화기가 제대로 수렴하지 못하여 높은 MSE 값을 가지는 반면, 적절한 결정 지연을 가질 경우 충분히 수렴하여 좋은 성능을 보여주고 있다. 또한 결정 지연이 적절한 길이를 초과할 경우 발산하게 되는데 이 모의 실험에서 사용한 탭 수가 51개인 것을 고려하면, 결정 지연  $\Delta$  역시 50을 넘어 가면서부터 오차가 급격히 증가한다는 것을 알 수 있다. 결국 등화기의 필터를 구성할 때 필수적인 Delayed Line이라는 하드웨어 구조적인 문제로 등화기에 공급되는 결정 지연은 반드시 필요한 것을 알 수 있다. 하지만 앞서 언급했듯이 결정 지연은 탭의 길이에 따라 변화해야 할 필요가 있으며, 따라서 시스템 운용 환경에 요구되는 적절한 탭의 길이가 결정된 후에 결정 지연을 고려할 수 있다.

그림 3-7은 그림 3-6과 동일한 조건에서 탭의 길이만 51개에서 21개로 감소시킨 모의 실험 결과이다. 낮은 탭에서는 결정 지연의 변화에 민감하게 변화한다는 점을 확연히 볼 수 있다. 마찬가지로 이 모의 실험에서 사용한 탭 수가 21개인 것을 고려하면, 결정 지연  $\Delta$  역시 20을 넘어가면서 오차가 급격히 증가한다는 것을 알 수 있다.

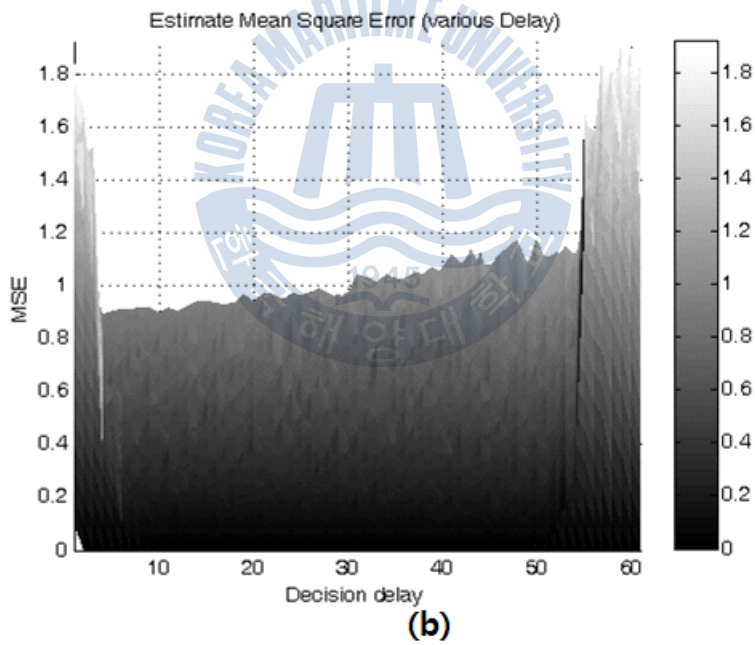
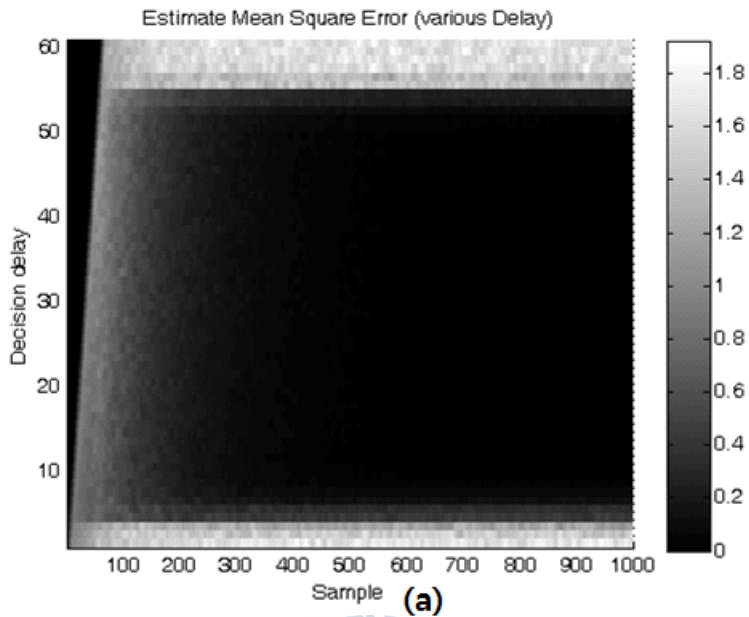
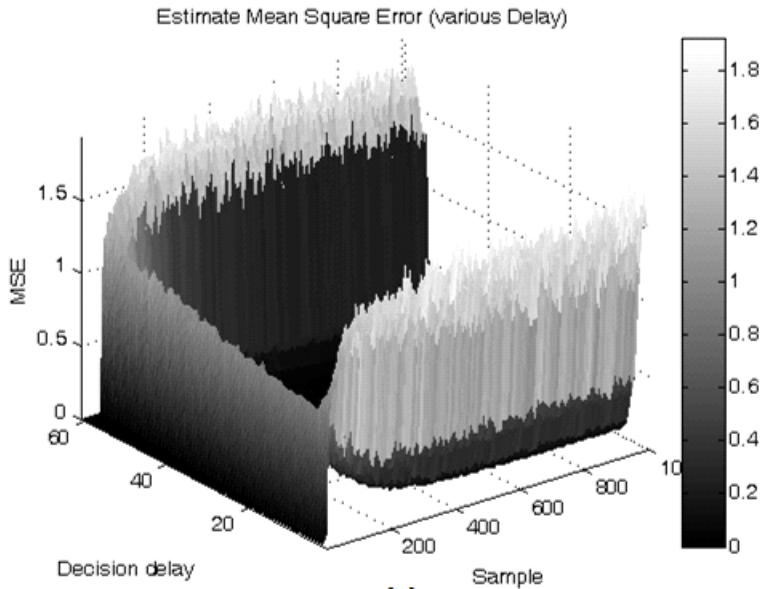
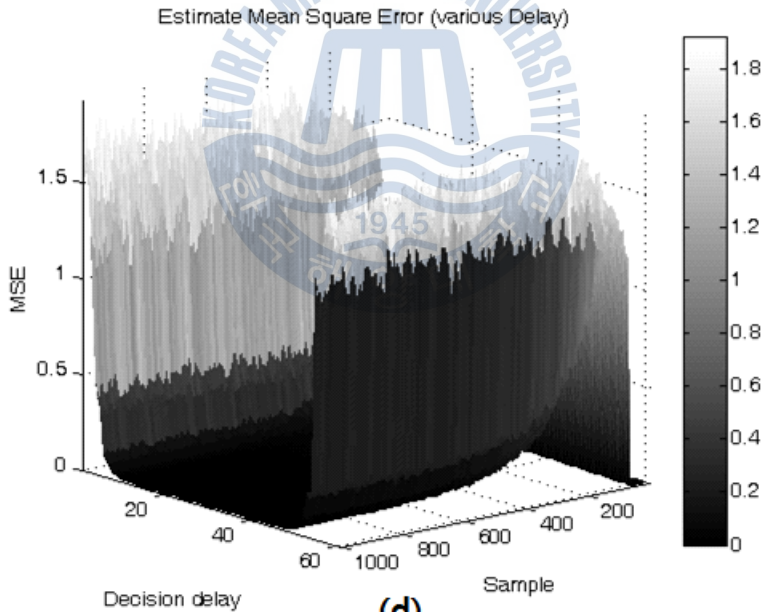


그림 3-6. 결정 지연에 따른 등화기의 MSE 비교 (탭 수 51개)  
 Fig 3-6. Comparison of equalizer MSE performance with various decision delay



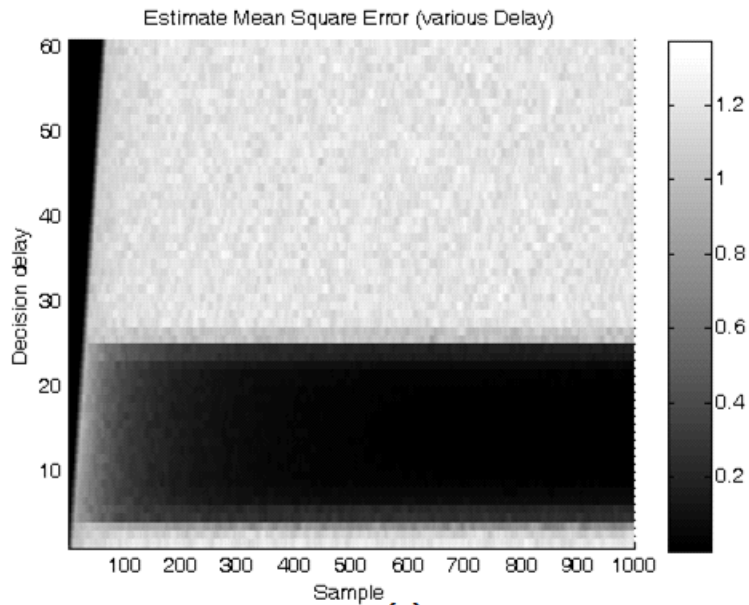
(c)



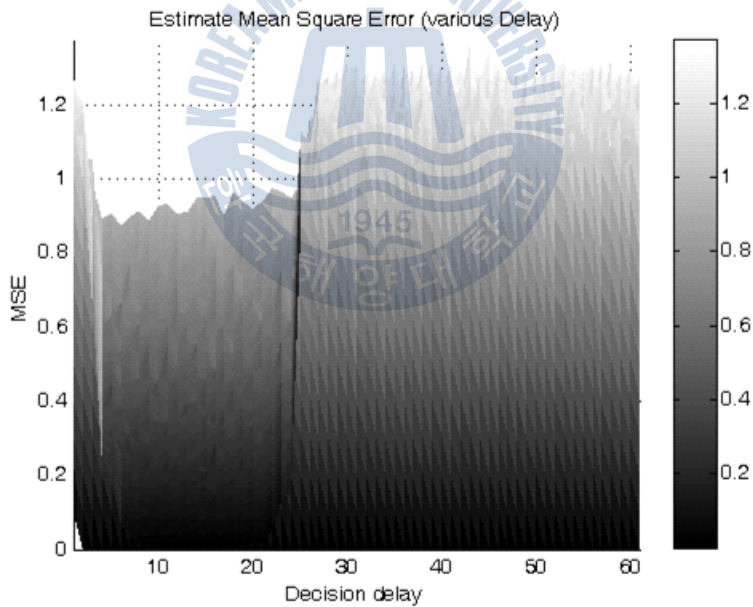
(d)

그림 3-6. 결정 지연에 따른 등화기의 MSE 비교 (탭 수 51개)

Fig 3-6. Comparison of equalizer MSE performance with various decision delay



(a)



(b)

그림 3-7. 결정 지연에 따른 등화기의 MSE 비교 (탭 수 21개)

Fig 3-7. Comparison of equalizer MSE performance with various decision delay



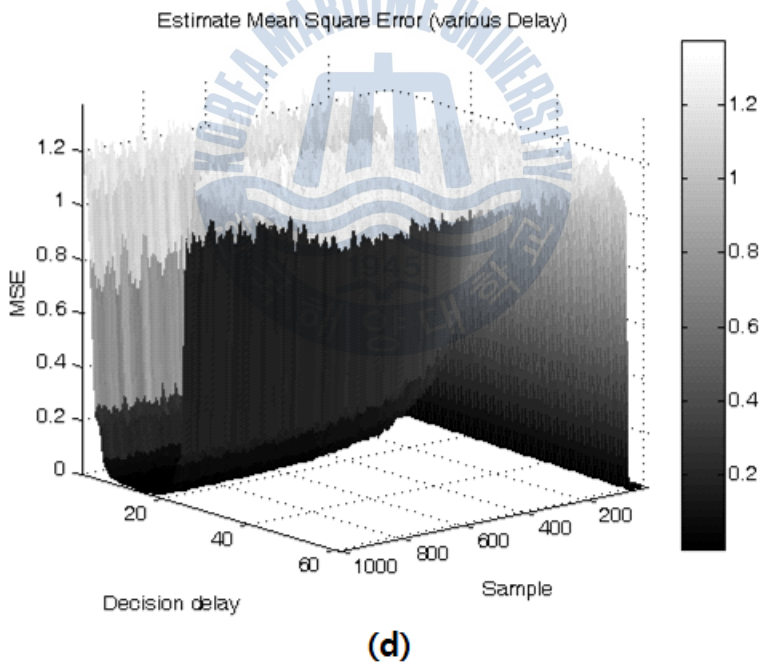
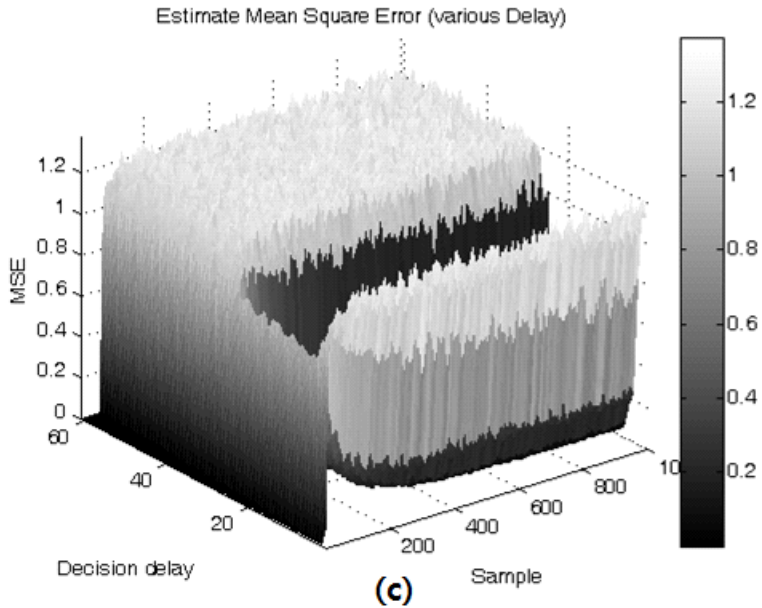


그림 3-7. 결정 지연에 따른 등화기의 MSE 비교 (탭 수 21개)  
 Fig 3-7. Comparison of equalizer MSE performance with various decision delay

## 제 4 장 선형 등화기 최적화 기법 제안

그림 4-1은 탭 길이와 결정 지연 간의 관계를 보여주는 MSE 그래프이다. 각기 다른 탭 길이  $N$ 에 대해 등화기의 계수가 충분히 수렴하였다고 볼 수 있는 1000번째 심볼에서의 MSE 결과를 바탕으로 결정 지연을 다르게 설정하였을 때의 그래프이다. 채널 환경 및 등화기의 모든 조건은 같으며, 모의실험의 신뢰도를 높이기 위해 100회 반복수행하였다.

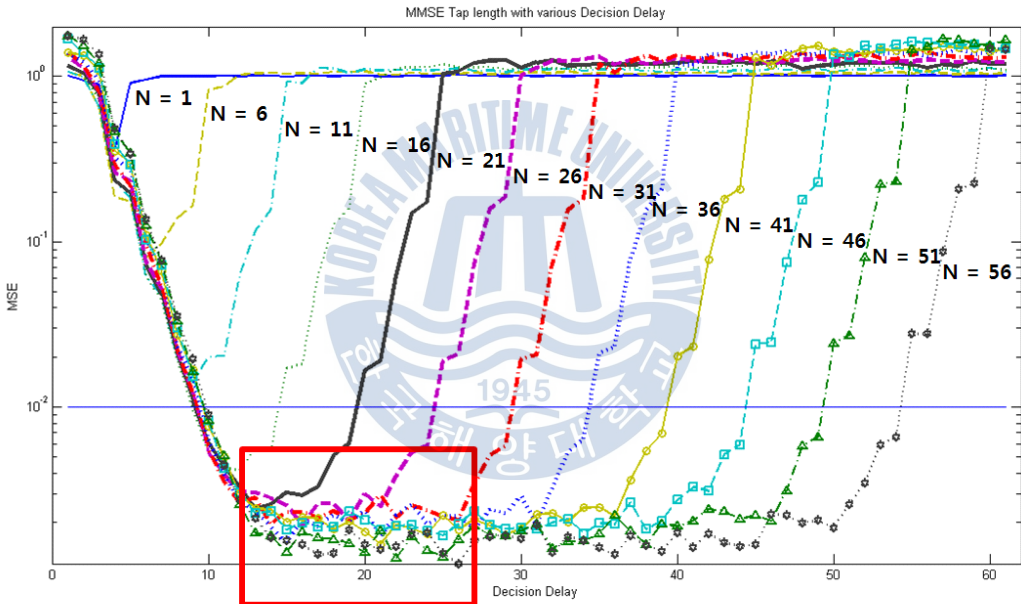


그림 4-1. 탭 길이와 결정 지연의 상관관계

Fig 4-1. Relationship between tap length and decision delay

탭 길이를 1개에서 5개씩 증가시키면서 결과를 보면 MSE는 일정 이상의 탭 길이에서 약간의 성능 차이를 보이며 수렴하는 것을 알 수 있다. 즉, 탭 길이에 적절하면 탭 길이에 무관하게 거의 유사한 성능을 보여주므로 이 이상의 탭 길이는 불필요한 계산량 증가만을 유발하게 된다. 위 모의 실험에서 가장 적절한 탭 길이는 네모로 표시한 부분으로 21~31개의 탭 길이로 볼 수 있다.

이제 최적의 탭 계수와 결정 지연을 선택하기 위해 그림 4-1의 결과를 활용한다. 그림 4-1의 표시된 결과를 얻기 위해 가장 먼저 등화기의 성능 목표치를 정한다. 등화기 성능의 목표치를 너무 높게 정하면 이 요건을 충족하는 탭 길이가 길어져야만 하고, 심지어 어떠한 탭 길이도 목표를 만족하지 못하는 경우가 생기므로 운용 환경에 맞추어 결정해야만 한다. 위 채널 환경에서는 MSE 기준치(Threshold)를 0.01로 설정하였고 이를 그래프의 청색 가로 실선으로 표시하였다. 이를 통해 MSE 기준치를 만족하는 탭 길이와 결정 지연에는 1을, 만족하지 못하는 경우 0을 갖도록 하면 그림 4-2와 같은 그래프를 얻을 수 있다. 그림 4-2는 탭 길이 21일때 결과이며, 결정 지연이 10~19일때 MSE 기준치를 만족하여 1을 출력하는 것을 알 수 있다.

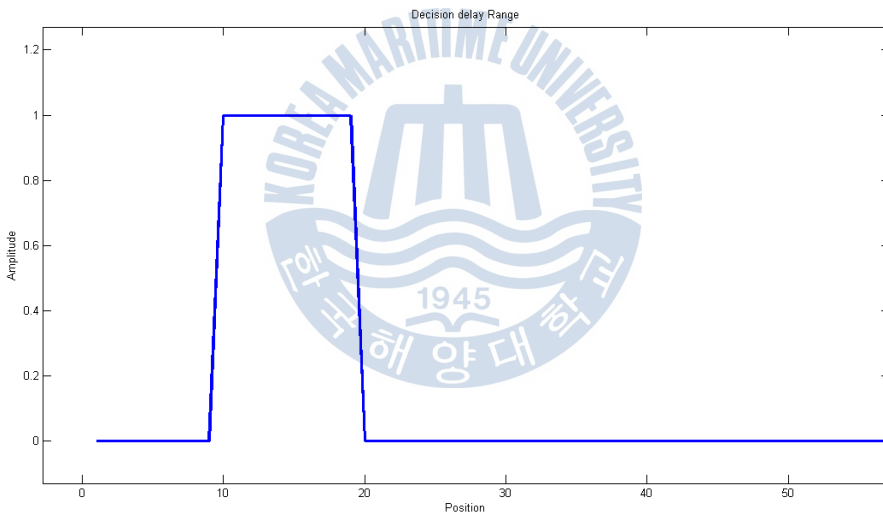


그림 4-2. MSE 기준치를 만족하는 결정 지연 (탭 길이 21개)  
 Fig 4-2. Decision delay meet with MSE threshold condition

또한 그림 4-1의 결정 지연 그래프에서 분산(variance)을 구하는데 결과를 그림 4-3에 나타내었다. 분산을 구하는 이유는 그림 4-1의 결정 지연 그래프에서 알 수 있듯이 충분히 수렴하여 최적의 성능을 보이는 탭 길이에서는 적절한 범위의 결정 지연에 그 MSE 값이 일관되는 특성을 보이기 때문이다. 그러나 탭 길이가 MSE를 만족하지 못하는 경우 또는 이로 인해 적절한 결정 지연이 보여지지 않는

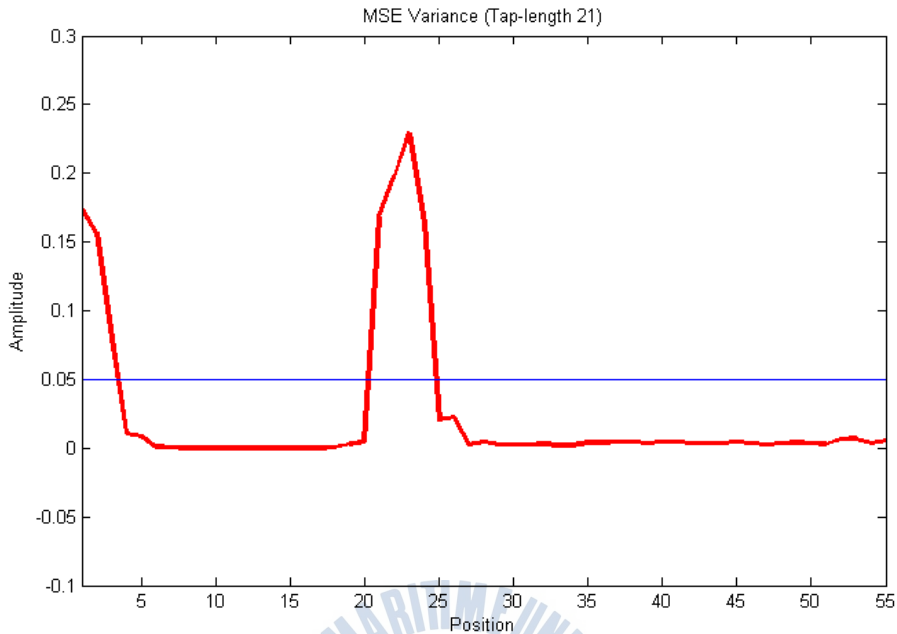


그림 4-3. 결정 지연에서 구한 분산 데이터 (탭 길이 21개)  
 Fig 4-3. Variance data get from decision delay

경우는 그림 4-1의 탭 길이  $N$  이 1개에서 16개일때와 같이 MSE 값이 민감하게 변한다. 따라서 이러한 탭 길이의 데이터는 최적화된 탭 길이로 보기 어려우며, 분산을 통한 데이터까지 적용하면 그림 4-3과 같다. 그림 4-3에서 알 수 있는 사실은 MSE가 충분히 수렴하여 적절한 결정 지연에서 좋은 성능을 보이는 위치에서 0에 가까운 분산을 보이는 동시에, MSE가 수렴하지 못 해 큰 오차를 보이는 지점에서 역시 0에 가까운 분산을 보인다. 이 문제를 해결하기 위해 MSE 분산의 일정 기준치(Threshold)보다 낮은 지점을 1로, 기준치보다 높은 지점을 0으로 처리한다. 여기서 분산의 기준치를 너무 낮게 잡으면 출력되는 값의 차이가 커지기 때문에 마찬가지로 적정 수준에서 분산의 기준치를 선택하여야 한다.

본 논문에서는 분산 기준치를 0.05로 설정하였고 이를 그림 4-3에 청색 가로실선으로 표시하였다. 이를 통해 기준치를 만족하는 분산에는 1을, 만족하지 못하는 경우 0을 갖도록 하면 그림 4-4와 같은 그래프를 얻을 수 있다. 이를 통해 얻은 분

산 데이터에는 MSE를 충분히 수렴하는 위치에서의 정보도 얻을 수 있으나 MSE가 수렴하지 않는 위치의 정보도 나타난다. 따라서 불필요한 정보인 수렴하지 않는 위치 정보(그림 4-3의 Position 25~55 범위)를 제거하기 위해 그림 4-1을 활용한다. 그림 4-1과 그림 4-4의 데이터를 동시에 만족하는 정보를 얻기 위해 논리 연산 중 AND를 활용하면, 그림 4-5의 결과를 얻을 수 있다. 이를 통해 탭 길이 21일때 시스템 엔지니어가 설정한 MSE 기준치를 만족하면서도 등화기가 수렴하는 결정 지연의 범위를 볼 수 있다.

마지막으로 위에서 얻은 범위의 시작점과 끝점을 알기 위해 미분을 하면 그림 4-6과 같으며, 최대값과 최소값의 지점을 통해 결정 지연의 범위를 얻을 수 있게 되고 이 결정 지연 범위의 중심 지점을 구하면 현재 탭 길이에 최적인 결정 지연값  $\Delta$ 를 구할 수 있다.

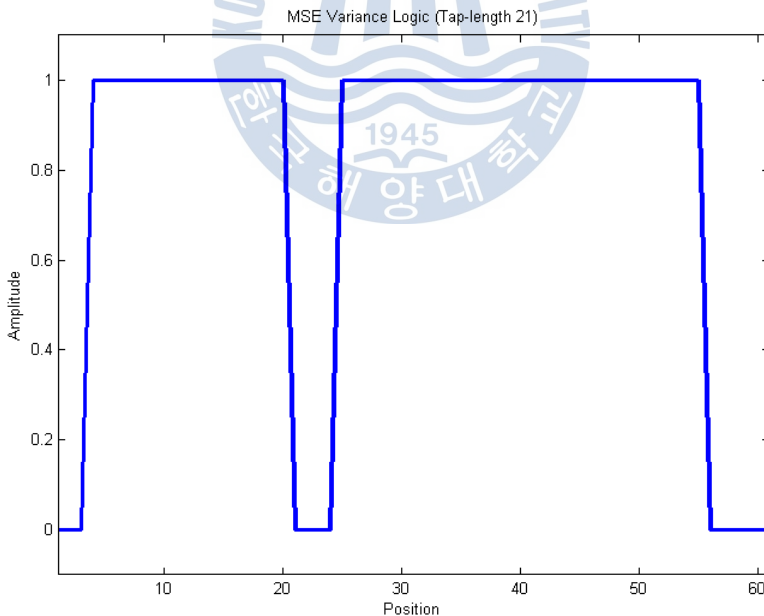


그림 4-4. 분산 기준치를 만족하는 분산 데이터 (탭 길이 21개)  
 Fig 4-4. Variance meet with variance threshold condition

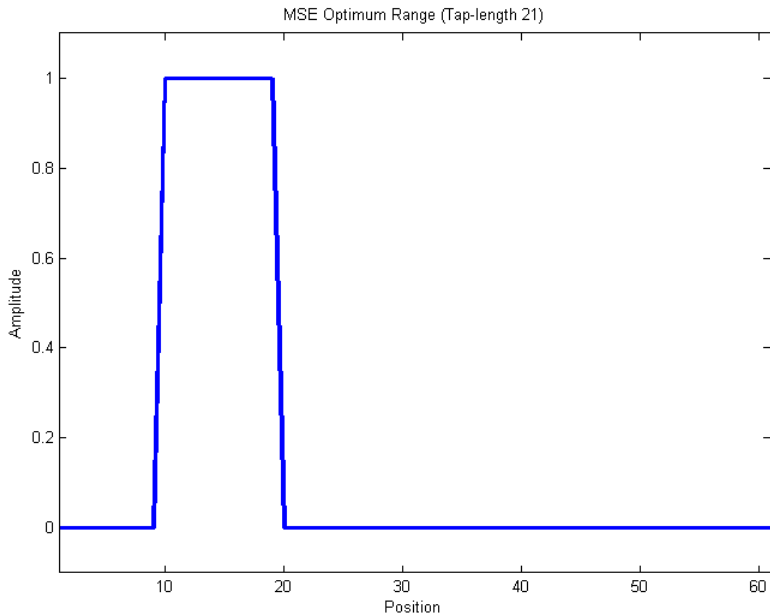


그림 4-5. MSE 성능을 만족하는 결정 지연의 범위 (탭 길이 21일때)  
 Fig 4-5. Decision delay range meet with MSE performance

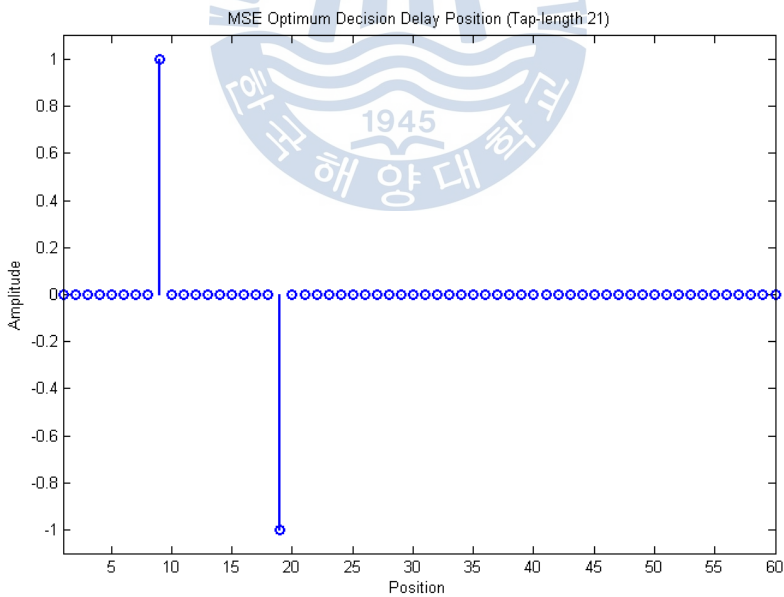


그림 4-6. 결정 지연의 범위를 미분한 결과 (탭 길이 21일때)  
 Fig 4-6. Differential value of decision delay range

표 4-1. 탭 수에 따른 최적의 결정 지연 도출 결과

Table 4-1. Optimum decision delay result from different tap length

탭 수 분 류	1	6	11	16	21	26	31	36	41	46	51	56	61
MSE 기준치	X	X	X	X	O	O	O	O	O	O	O	O	O
결정 지연 시작점	-	-	-	-	9	9	9	9	9	9	9	9	10
결정 지연 끝점	-	-	-	-	19	24	29	34	39	44	49	54	55
최적의 결정 지연	-	-	-	-	14	17	19	22	24	24	29	32	33

따라서 미리 설정한 MSE 오차 기준치  $1 \times 10^{-2}$ 를 만족하는 탭 중 최적의 탭 길이는 21~26개임을 알 수 있으며 이에 적합한 결정 지연  $\Delta$ 는 14~17이다. 앞서 언급했듯이, 탭 길이를 적절하게 줄여서 빠르게 수렴하도록 하는 설정하는 것이 옳지만 실제 수중음향통신에서의 적용성에 비추어볼 때 수중에서는 채널의 환경이 빠르게 변화하기 때문에 채널의 변화를 고려하여 초기에 설정한 탭 길이보다 조금 더 여유 있게 설정하는 것이 이상적일 것이다.

또한 이와 같이 여러 탭에 걸쳐 성능을 검증하는 경우 필연적으로 계산량의 증가가 수반된다. 그러나 이러한 작업은 수중 센서 네트워크의 노드 간에 최초 1회에서 수 회 정도로 충분하며 한 번 최적의 탭 수가 결정된 후로는 계절의 변화로 수온이 급격히 변화하지 않는 이상 다시 수행하지 않아도 될 것이다. 중요한 것은 위의 실험에서와 같이 충분한 탭 길이를 가진 것으로 볼 수 있는  $N = 61$ 일때의 MSE 오차값과 이의 분산 데이터가 MSE 기준치와 분산의 기준치를 설정하는데 결정적인 역할을 할 수 있다는 것이다. 충분한 길이를 가진 탭의 경우 적용한 등화기가 가진 최대의 성능이 어디까지인지를 보여주기 때문이다. 따라서 MSE 기준치를 설정하는데 이 성능에서 크게 벗어나지 않는 탭 길이를 찾도록 참고하면 된다. 결국 실제 수중 센서 네트워크에 적용하기 위하

여 등화기의 성능을 검증하기 위한 훈련 신호열의 길이와 탭 길이  $N$  의 시작 탭 길이와 마지막 탭 길이, 스텝 크기(위 실험에서는 5로 설정하였다.  $\therefore N = 1, 6, 11, \dots, 61$ ), 반복 수행의 횟수, 마지막으로 충분한 길이를 가진 탭에서 보여주는 MSE 오차 성능에서 어느 정도의 범위까지 허용할지를 미리 결정하면 된다.





## 제 5 장 모의 실험 및 결과 분석

등화기의 탭 길이별 성능과 결정 지연 검출을 위해 그림 5-1과 같은 채널을 가정하였다. 수심은 200m이며 송신기와 수신기 간의 거리는 1,000m이고 송신기의 깊이는 150m, 수신기의 깊이는 Case 1에서 130m, Case 2에서 170m를 가진다. 채널의 잡음으로 AWGN(Additive White Gaussian Noise)를 추가하여 SNR은 30 dB를 가진다. 이때의 채널의 Delay spread profile을 얻기 위해 Matlab을 기반으로 한 Bellhop 모델링 프로그램을 사용하였으며 적용한 음속 Profile로 2010년 10월 22일 동해 해상 실험에서 얻은 XBT 데이터를 사용하였으며 이를 그림 5-2에 보였다. 그림 5-3은 Case 1에서 가정한 채널의 채널 임펄스 응답을 구한 것이며, 그림 5-4에서는 가정한 채널에서 음선(Eigenray)을 보였다. 마찬가지로 그림 5-5는 Case 2에서 채널 임펄스 응답이며, 그림 5-6는 Case 2 채널의 음선을 보였다.

그림 5-4와 5-6에서 적색의 굵은 음선이 송·수신기간의 첫 번째 응답(Direct path)이며, 녹색 음선이 해저와 수면 상의 반사인 두 번째 응답(Two

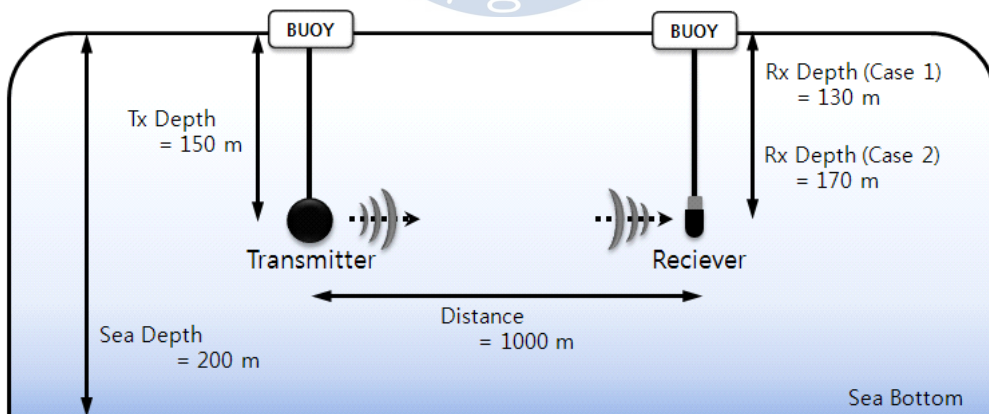


그림 5-1. 모의 실험 환경

Fig 5-1. Simulation Environment

path)이다. 이후로 Third path 이상의 응답이 모두 더해져 채널의 다중 경로, 도플러, 잡음 특성을 구성한다.

Case 1의 모의실험 결과 그림 5-7과 같은 결정 지연 데이터를 얻을 수 있었다. 그래프를 통해 알 수 있듯이 MSE가  $1 \times 10^{-2}$  이하의 성능을 보여주는 탭 길이는 많지않아 기준치를  $3 \times 10^{-1}$ 로 재설정하였다. 그림 5-7의 결정 지연 그래프 초기에 MSE가 민감하게 변화하는 이유는 그림 3-4에서 가정한 채널과 달리 전조(Precursor)가 없기 때문이다. 따라서 채널을 고려할때 Precursor까지 포함할 것인지에 따라 최적의 결정 지연의 위치에 변화가 생긴다.

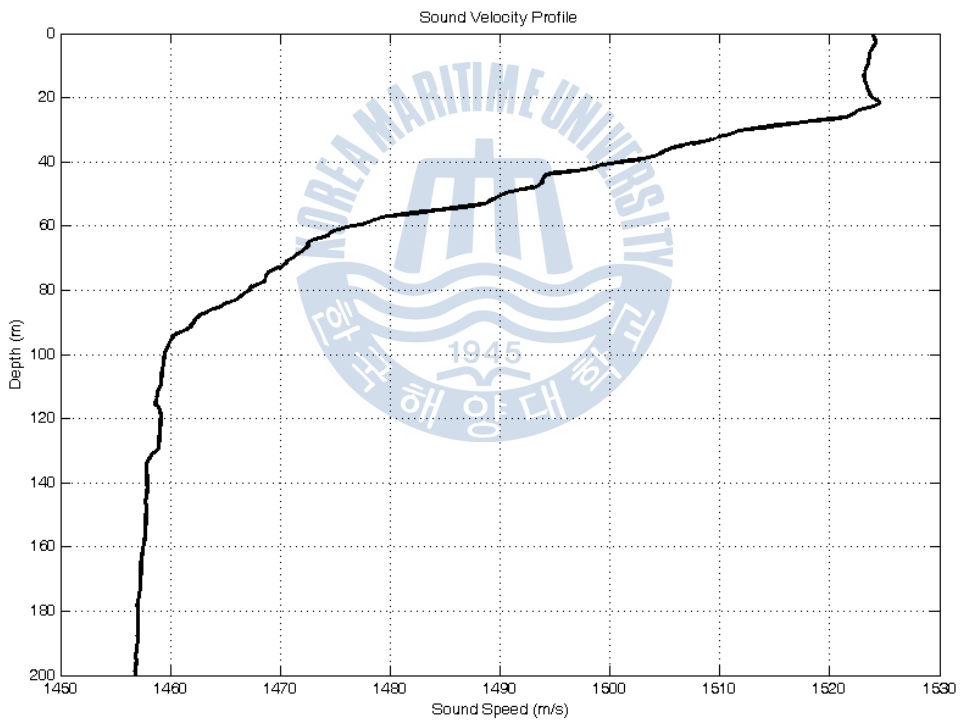


그림 5-2. 모의실험에서 고려한 음속 Profile  
 Fig 5-2. Sound velocity profile for simulation

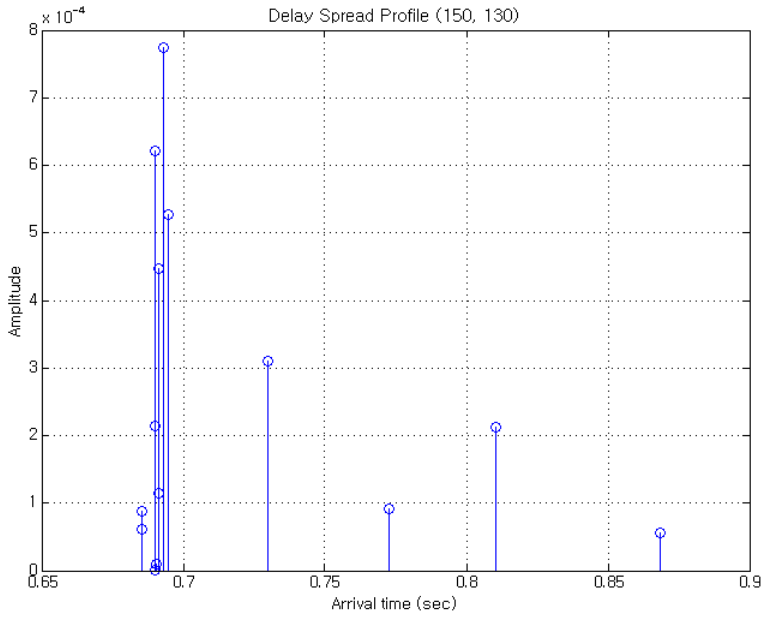


그림 5-3. Case 1에서의 Delay spread profile  
 Fig 5-3. Delay spread profile at Case 1

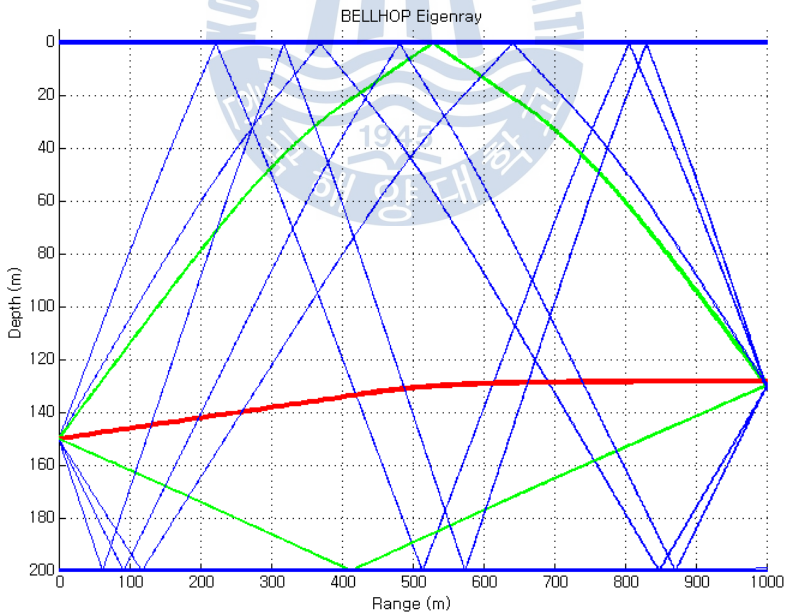


그림 5-4. Case 1에서의 음선  
 Fig 5-4. Eigenray at Case 1

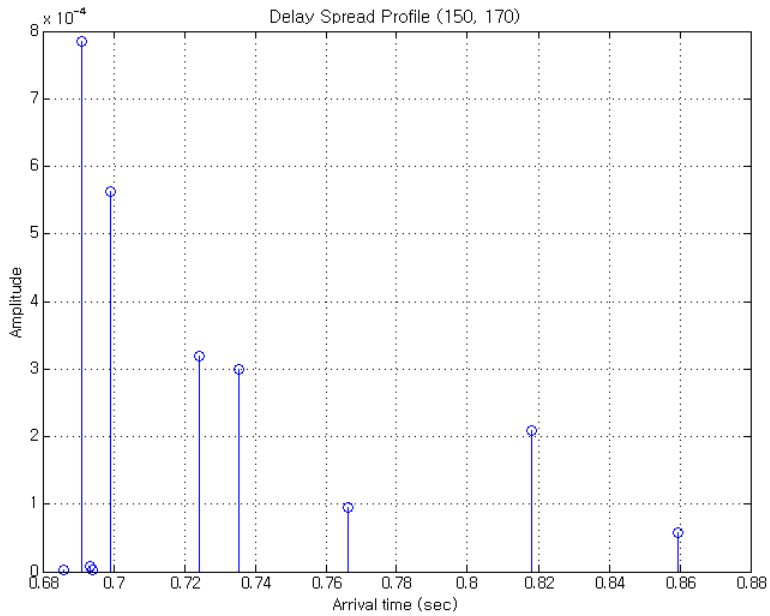


그림 5-5. Case 2에서의 Delay spread profile  
 Fig 5-5. Delay spread profile at Case 2

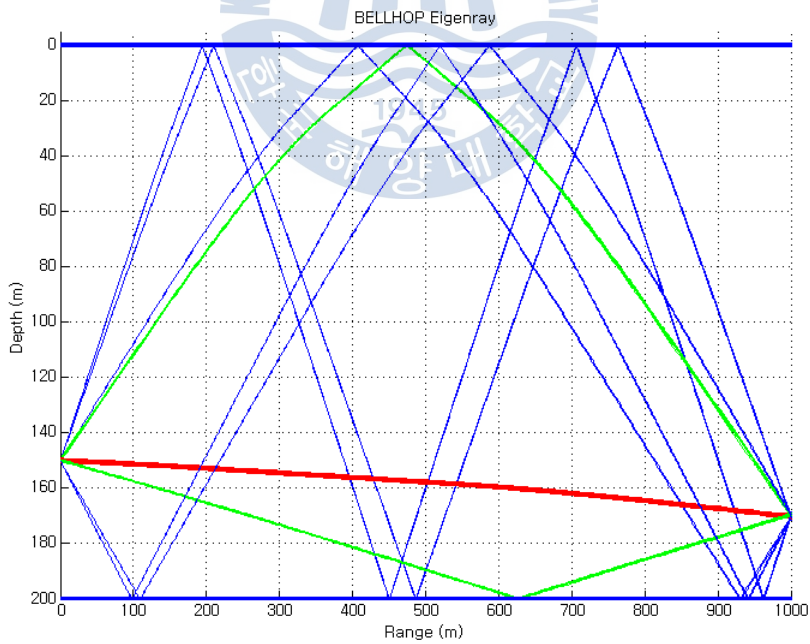


그림 5-6. Case 2에서의 음선  
 Fig 5-6. Eigenray at Case 2

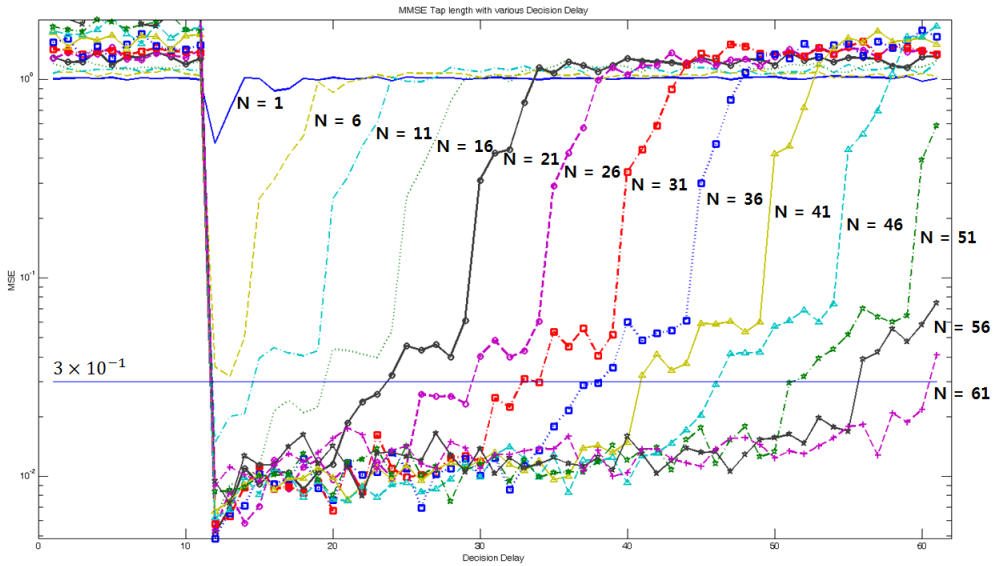


그림 5-7. Case 1에서의 결정 지연 그래프  
 Fig 5-7. Decision delay result from Case 1 simulation

표 5-1. 탭 수에 따른 최적의 결정 지연 도출 결과

Table 5-1. Optimum decision delay result from different tap length

탭 수 분류	1	6	11	16	21	26	31	36	41	46	51	56	61
MSE 기준치	X	X	X	O	O	O	O	O	O	O	O	O	O
결정 지연 시작점	-	-	-	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11
결정 지연 끝점	-	-	-	14	23	29	32	38	40	46	51	55	55
최적의 결정 지연	-	-	-	13	17	20	22	25	26	29	31	33	33

Case 2의 모의실험 결과 그림 5-8 같은 결정 지연 데이터를 얻을 수 있었다. 이 모의실험에서도 마찬가지로 MSE가  $1 \times 10^{-2}$  이하의 성능을 보여주는 탭 길이는 많지 않아서 MSE 기준치를  $3 \times 10^{-1}$ 로 재설정하였다. 이때 조건을 만족하는 탭 길이와 결정지연은 표 5-2에 보였다. 그러나 탭 길이가 충분히 길었던

$N = 61$  에서 Overshoot가 일어나 결정 지연의 범위가 좁게 나타났으며 이를 그림 5-8에 네모로 표시하였다. 이와 같이 반드시 탭 길이가 길다는 것만으로 성능이 좋게 나올 수 없으며 항상 Over-estimation이 발생할 수 있다는 것을 염두하여야 할 것이다.

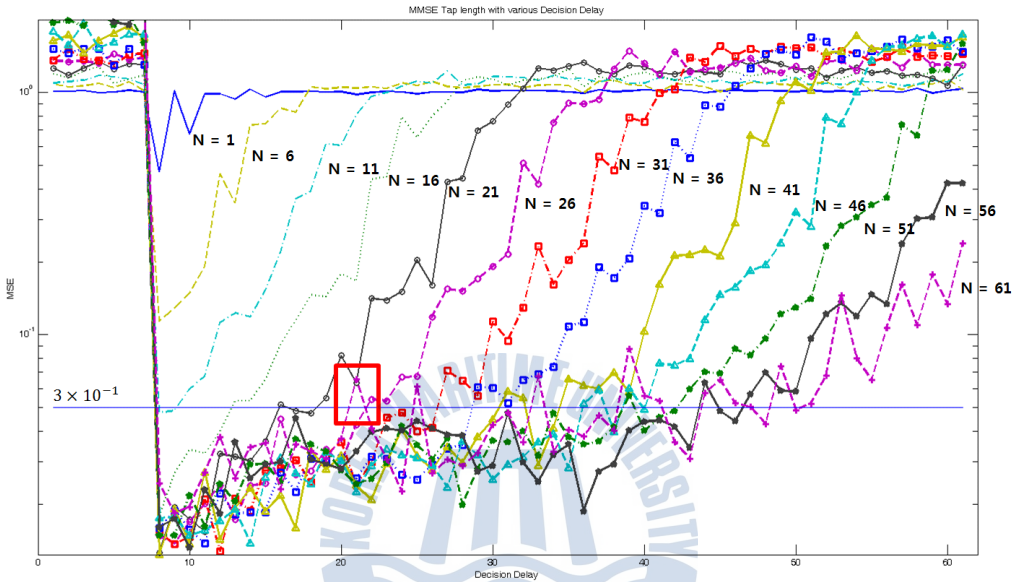


그림 5-8. Case 2에서의 결정 지연 그래프  
 Fig 5-8. Decision delay result from Case 2 simulation

표 5-2 탭 수에 따른 최적의 결정 지연 도출 결과

Table 5-2 Optimum decision delay result from different tap length

탭 수	1	6	11	16	21	26	31	36	41	46	51	56	61
분류													
MSE 기준치	X	X	X	X	O	O	O	O	O	O	O	O	O
결정 지연 시작점	-	-	-	-	7	7	7	7	7	7	7	7	7
결정 지연 끝점	-	-	-	-	15	21	26	28	30	35	38	43	20
최적의 결정 지연	-	-	-	-	11	14	17	18	19	21	23	25	14

## 제 6 장 해상 실험 결과 및 분석

제안된 기법의 검증을 위해 2011년 6월 동해 해상 실험에서 얻은 실제 데이터에 적용하였다. 실험 환경은 그림 6-1과 같다. 수심은 200m이며 송신기와 수신기 사이의 거리는 3km이고 송신기의 깊이는 100m, 수신기의 깊이는 200m였다. 실험 당시 수중 음속 프로파일을 그림 6-2에 보였으며, 채널 임펄스 응답은 그림 6-3과 같다. 변조기법은 DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum)이 적용된 QPSK(Quadratic Phase Shift Keying) 변조기법으로 SPS(Symbol per second)는 50이며 Spread Factor는 10이다. 심볼 타이밍은 PN(Pseudo Noise) 코드를 이용한 교차상관 기법으로 구하였다. 해수면의 시변 산란과 해류에 의한 송/수신기 사이의 움직임에 따른 반송파 위상 오차를 보상하기 위해 PLL(Phase Lock Loop)를 적용하였고 위상 오프셋 추정결과를 그림 6-4에 나타내었다.

MSE-결정지연 그래프는 그림 6-5와 같으며, 제안된 기법으로 적절한 탭 길이와 결정지연을 구한 결과를 표 6-1에 보였다. 이로부터 최적의 탭 길이로 41개, 이때 결정지연은 28임을 알 수 있었다. 뿐만 아니라 해상실험에서도 모

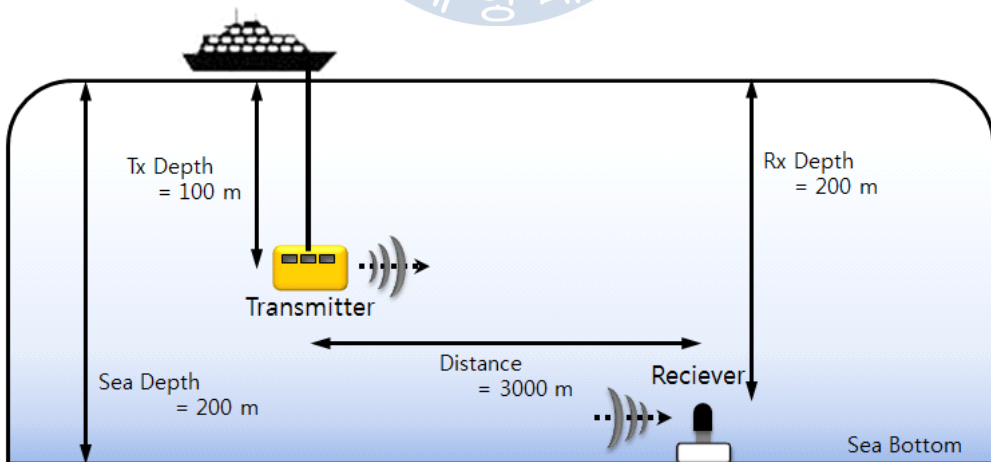


그림 6-1. 해상 실험 환경

Fig 6-1. Sea experiment environment

의실험 때와 유사한 MSE-결정지연 패턴을 확인할 수 있었으며, 차이점으로 모의실험 결과보다 전반적으로 분산이 높게 나타난다는 것을 알 수 있었다.

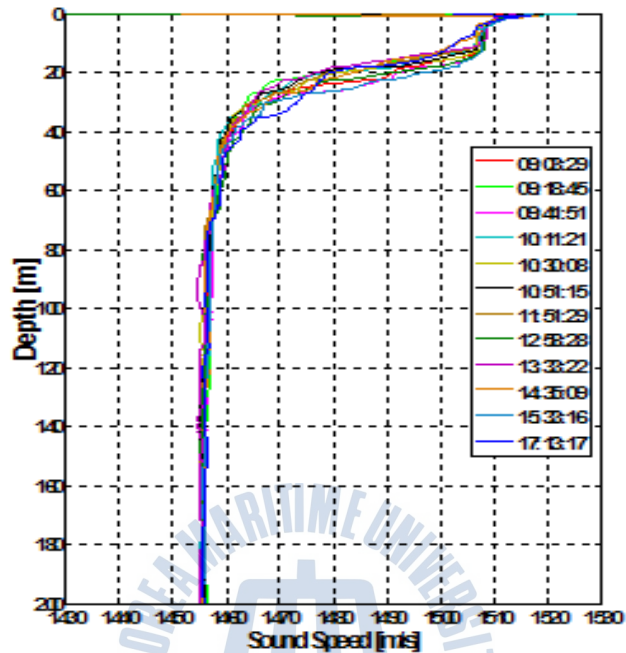


그림 6-2. 수중 음속 프로파일  
Fig 6-2. Sound Velocity Profile

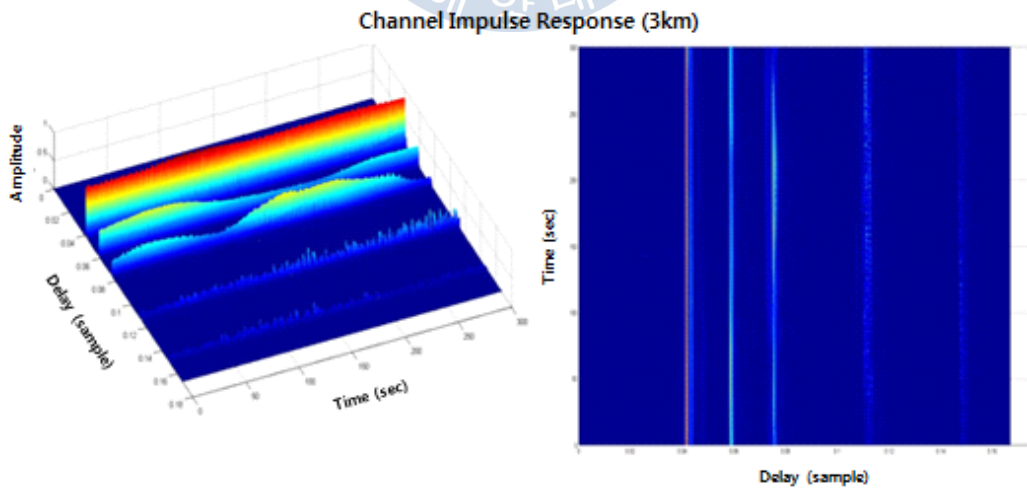


그림 6-3. 해상실험에서 지연 확산 특성  
Fig 6-3. Delay spread profile in sea trial



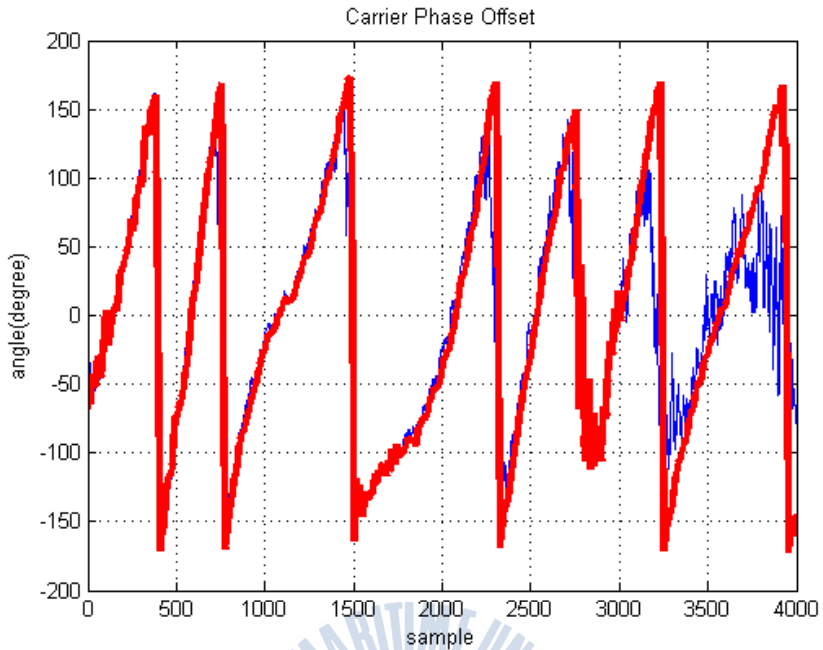


그림 6-4. 반송파 위상 오프셋 추정 결과  
 Fig 6-4. Estimation result of Carrier Phase Offset

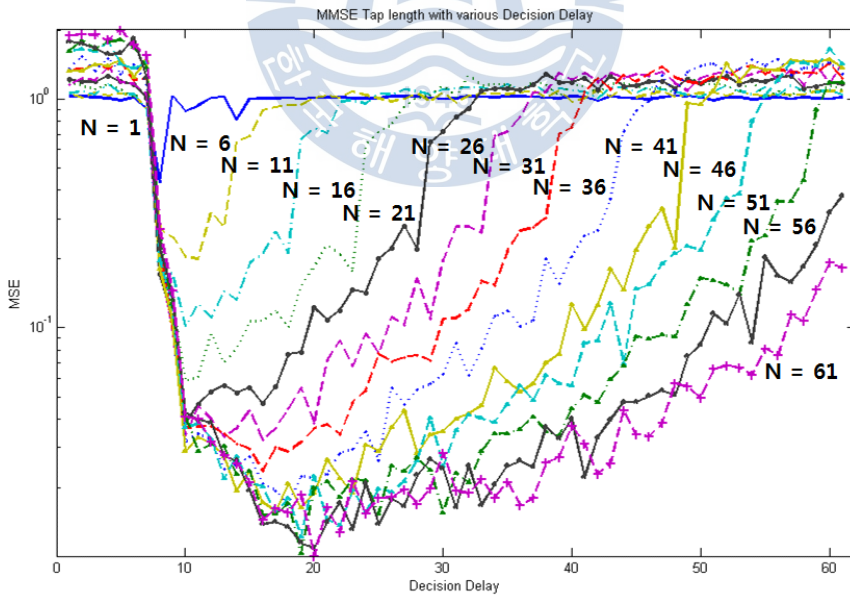


그림 6-5. 해상실험에서 MSE-결정지연 결과  
 Fig 6-5. MSE-Decision Delay result in Sea Trial

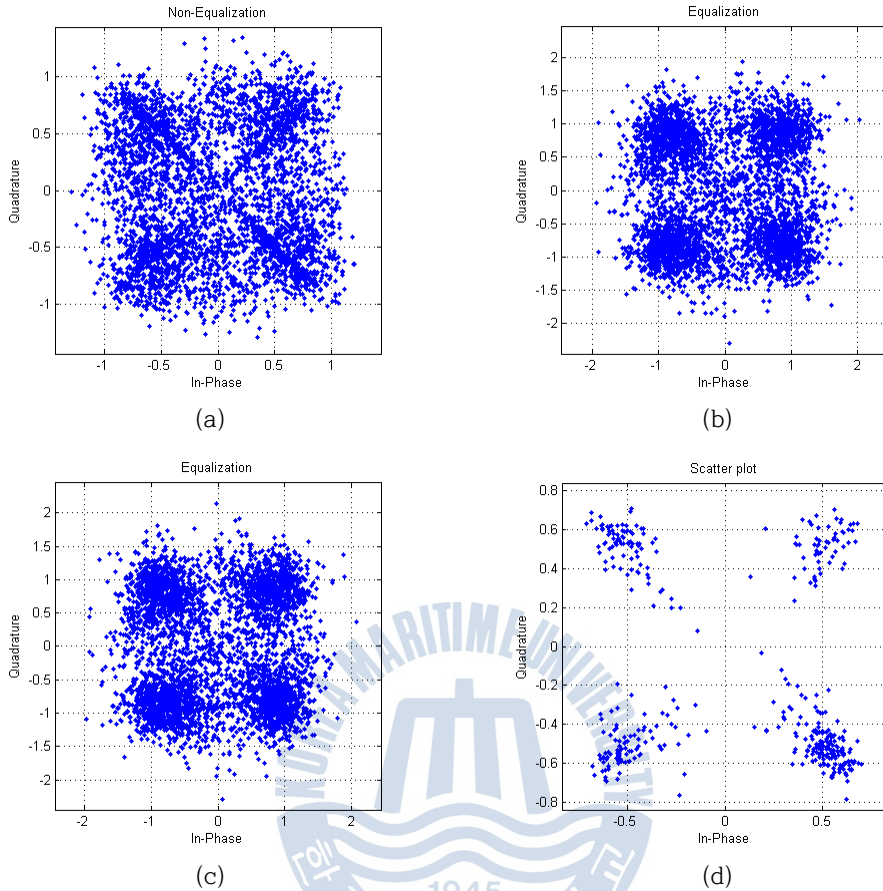


그림 6-6. 성상도, (a) 등화기 입력, (b) 41개의 탭을 갖는 등화기 출력, (c) 61개 탭을 갖는 등화기 출력, (d) De-spread 결과

Fig 6-6. Constellations, (a) Equalizer input, (b) Equalizer output with 41 taps, (c) Equalizer output with 61 taps, (d) De-spreaded output

등화기를 통과하지 않았을 때의 성상도와 앞서 결정된 최적의 탭 길이와 결정지연일때의 성상도를 각각 그림 6-6(a)와 (b)에 나타내었다. 그림 6-6(c)는 충분한 탭 길이를 가진 등화기를 거쳤을 때의 성상도이며, 그림 6-6(d)는 최종적으로 De-spread된 DSSS-QPSK의 성상도이다. 또한 제안된 방법에 의해 결정된 41개의 탭 길이를 사용한 경우 BER(Bit Error Rate)은  $2.17 \times 10^{-3}$ 이었으며, 충분한 길이의 탭 길이인 61개일 때 BER은  $1.3 \times 10^{-3}$ 으로 제안된 방법을 사용한 경우와 비교하였을 때 성능의 차이가 근소한 것을 알 수 있다. 그 이유

는 오류 정정 부호화 기법의 적용시  $10^{-2}$  이하의 BER이 유지되면 복호후 오류를 모두 정정할 수 있기 때문이다. 또한 탭 길이가 61개를 넘을 경우 MSE 성능 개선이  $10^{-3}$  이하로 극히 미미하였다. 따라서 제안된 기법으로 충분한 등화 성능을 얻을 수 있는 최적화된 탭 길이와 결정지연을 얻을 수 있었으며, 충분히 수렴되었다고 볼 수 있는 61개의 탭 길이에 비교하였을때, 계산량은 약 33% 감소되었다.

표 6-1 탭 수에 따른 최적의 결정 지연 도출 결과

Table 6-1 Optimum decision delay result from different tap length

탭 수 분 류	1	6	11	16	21	26	31	36	41	46	51	56	61
MSE 기준치	X	X	X	X	X	X	X	X	O	O	O	O	O
결정 지연 시작점	-	-	-	-	-	-	-	-	17	17	17	17	17
결정 지연 끝점	-	-	-	-	-	-	-	-	38	43	58	53	55
최적의 결정 지연	-	-	-	-	-	-	-	-	28	30	33	35	37

## 제 7 장 결 론

수중 센서 네트워크에서는 그 운용 환경의 제약으로 인해 저전력 소모를 갖는 통신시스템이 요구된다. 이러한 저전력 시스템을 구현하기 위한 기법으로 송신 전력을 줄이거나 등화기의 탭 계수를 최적화하는 기법 또는 등화기 탭 길이를 최적화하는 기법 등이 있다.

본 논문에서는 저전력 수중음향통신 시스템의 구현을 위하여 필수적으로 요구되는 최소 계산량을 갖는 등화기에 대해서 연구하였다. 이를 위해 먼저 선형 등화기의 탭 길이에 따른 변화와 결정 지연의 관계를 모의실험을 통해 고찰하였다. 그 결과 등화기에서 탭의 길이가 길어지면 계산량의 증가로 실용적이지 않으며, 오히려 과도한 탭 길이는 over-estimation 현상으로 인해 오차가 증가한다. 또한 시스템에서 신호열의 결정 지연이 적절할 때 최적의 성능을 보였다.

이어서 본 논문에서는 최적의 탭 길이와 결정 지연을 확인하기 위해, MSE-Decision delay 그래프를 도출하였으며 이 결과를 토대로 일정 이상의 MSE 성능을 만족하는 탭 길이에 대하여 분산을 구하고 이를 활용하여 최적의 결정 지연 범위를 추정할 수 있도록 설계하였다. 또한 이 설계를 검증하기 위해 모의실험과 해상실험을 수행하였으며 그 성능을 확인하였다.

모의실험 결과에서는 제안된 방법의 성능이 탭 길이가 충분히 길었던 경우와도 성능이 유사하면서도 적은 계산량을 갖는 최적화된 탭 길이라는 것을 입증하였다. 또한 해당 탭 길이에 최적인 결정 지연을 도출하였다. 또한 결정 지연이 탭 계수의 길이를 초과할 경우 등화기의 오차가 커지며, 결정 지연이 너무 작아도 오차가 커지므로 적절한 길이의 결정 지연  $\Delta$ 를 선택해야 한다. 마찬가지로 해상실험을 통해 획득한 데이터에 제안된 방법을 적용하였을 때 BER과 정상도를 통하여 성능을 확인하였다. 이를 통해 약 33%의 계산량이 감소되었으며, BER은 근소한 차이를 보였음을 확인하였다.

향후 연구과제로는 실제 수중 채널 환경에서 혼련신호열을 수신한 등화기가 MSE 기준치, 분산 기준치, 반복 횟수 등의 사전 설정없이 스스로 최적의 탭 길이와 결정 지연을 구할 수 있도록 설계하는 것이다. 이를 위해서는 다양한 실험 환경과 채널에 대한 연구뿐만 아니라 MSE 기준치와 분산 기준치의 변화 등을 통계적인 관점에서 연구되어야 할 것이다.



## 참 고 문 헌

- [1] Arthur B. Baggeroer, "Acoustic Telemetry - An Overview", *IEEE Journal Of Oceanic Engineering*, vol.9, No.4, Oct. 1984.
- [2] 한정우, 손윤준, 김기만, "수중에서 OFDM 변조를 이용한 음향 통신의 성능 분석", 한국향해항만학회지, 제34권, 10호, 2010. 12.
- [3] Jung-Yeol Oh, Jae-Hwan Kim, Hyung-Soo Lee, and Jae-Young Kim, "PSSK Modulation Scheme for High-Data Rate Implantable Medical Devices", *IEEE Trans. on Information Technology in Biomedicine*, Vol. 14, No. 3, May. 2010.
- [4] 장철희, 한정우, 김기만, 이성로, "수중 센서 네트워크에서 저전력 통신을 위한 변조 기법의 적용성 연구", 한국통신학회지, 제36권, 6호, 2011. 6.
- [5] 최재훈, 손종원, 유흥균, "전력 효율을 개선하는 새로운 PSPM 변조 방식" 한국통신학회논문지, 제35권, 8A호, 2010. 8.
- [6] 이태진, 김기만, "해상실험을 통한 저전력 수중음향통신 기법의 성능 분석", 한국향해항만학회, 제35권, 10호, pp. 811-816, Dec. 2011.
- [7] Mallat, S.G. , "Matching pursuits with time-frequency dictionaries", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 41. No. 12. Dec. 1993.
- [8] Shane F. Cotter and Bhaskar D. Rao, "Sparse Channel Estimation via Matching Pursuit With Application to Equalization" *IEEE Trans. Communications*, Vol. 50, No. 3, Mar. 2002.
- [9] Yu Gong, Colin F. N. Cowan, "Optimum Decision Delay of the Finite-Length DFE", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol.11 No.11. Nov. 2004.
- [10] S.Coatelan and A. Glavieux, "Design and Test of a Coding OFDM System on the Shallow Water Acoustic Channel", *Oceans'95. MTS/IEEE Challenges of Our Changing Global Environment Conference Proc.*, Vol. 3, pp.2065-2070, Oct. 1995.
- [11] Bernard Sklar, "Digital Communications 2nd edition", *Prentice Hall*,

pp.149 - 161. Oct. 2005.

- [12] Hanzo L. and Stefanov J., "The Pan-European Digital Cellular Mobile Radio System - Known as GSM", *Mobile Radio Communications, edited by R. Steele, Chapter 8, Pantech Press, London, 1992.*
- [13] Lucky R.W., Salz J., and Weldon E.J. Jr., "Principles of Data Communications", *McGraw Hill Book Co., New York, 1968.*
- [14] Harris F. and Adams B., "Digital Signal Processing to Equalize the Pulse Response of Non Synchronous Systems Such as Encountered in Sonar and Radar", *Proc. of the Twenty-Fourth Annual ASILOMAR Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, California, Nov. 1990.*

