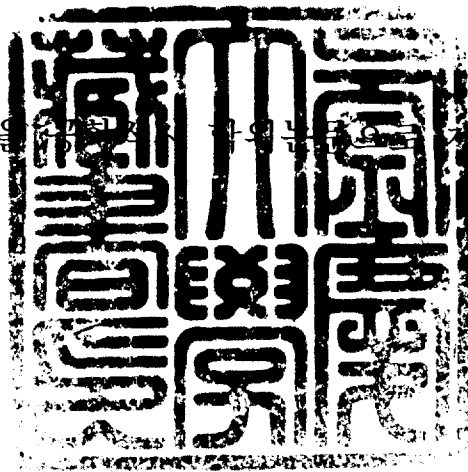


공학석사 학위논문

BPSK 수중통신시스템에서의 다중반사파 영향 보상기법

지도교수 윤 종 락

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함



2005년 2월

부경대학교 산업대학원

정보통신공학과

문 찬 우

이 논문을 문찬우의 공학석사
학위 논문으로 인준함

2004 년 12 월 23 일

주 심 공학박사 김 석 태 (인)

위 원 공학박사 박 규 칠 (인)

위 원 공학박사 윤 종 락 (인)

◆ 제 목 차 례 ◆

Abstract

I. 서론	1
II. 수중음향채널 모델과 BPSK수중통신시스템	3
2.1 수중음향채널	3
2.2 BPSK 수중통신시스템	4
2.3 최소평균자승(LMS: least mean square)	8
III 수치모의 실험 및 결과	12
3.1 수치모의 실험 구성	12
3.2 수직 송.수신 채널에서의 임펄스응답	13
3.3 수직 송.수신 채널에서의 LMS의 성능평가	15
3.4 수평 송.수신 채널에서의 임펄스응답	18
3.5 수평 송.수신 채널에서의 선형등화기와 DFE의 성능평가	21
3.6 비선형등화기(DFE)와 선형등화기의 비트오류율	24
IV 결론	25
참 고 문 헌	26

Multipath Compensation for BPSK Underwater Acoustic Communication

Chan-woo Moon

Department of Telematics Engineering
Graduate School of Industry
Pukyong National University

Abstract

To investigate the equalizer performance in underwater acoustic communication in the presence of intersymbol interference(ISI) due to multipath, computer simulations are carried out in the discrete multipath channel model. For the purpose of computation simplicity, LMS(Least Mean Square) algorithm is adopted both in linear equalizer and nonlinear equalizer, decision feedback equalizer to cancel ISI effects. BPSK(Binary Phase Shift Keying) signals have been transmitted with high data rate of 2000bps through the use of equalization technique.

The results demonstrate that equalization is an efficient way to achieve high transmission data rate in the shallow water multipath channel.

I. 서 론

수중음향통신은 최근 몇 년 동안 빠르게 발전하였고, 더 주목해야 할 것은 비동기식변조방식에서 다이버시티와 등화기 기술의 개발과 함께 위상동기통신변조방식으로 변화하고 있다[1].

수중음향채널은 항상 대역제한과 반사가 있으며, 이런 채널의 특성은 고속디지털통신의 신뢰성에 많은 영향을 준다. 채널의 불안정은 표면에서의 반사 영향과 해저의 바닥에 의한 반사로 인해 다중경로가 발생하게 된다. 다중경로의 영향을 최소화하기 위한 방법으로 적응 빔포밍기법과 적응 등화기 사용되고 있으며, 수중환경에 적합한 변·복조기술의 설계, 데이터코딩, 신호처리 알고리즘 등이 개발되고 있다[1-4].

적응등화에 기초한 LMS알고리즘은 동기식 BPSK 통신시스템에서 대역폭을 효과적으로 사용할 수 있으며, 다중경로에 의해 발생하는 ISI의 왜곡을 경감시킬 수 있다[5-8].

본 논문에서는 수치모의 실험을 통해 천해의 채널에서 DFE(비선형등화기)와 LMS선형등화기를 사용하여, 다중경로에 의한 ISI를 극복하기 위한 적응등화기의 효과에 대해 연구하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장에서 다중경로 모델을 수식적으로 표현함으로써 신호의 진폭과 경로를 나타내고, 3장에서는 통신시스템의 구성과 변조방식 따른 송·수신 신호를 표현하였으며, LMS 알고리즘의 동작과 추정방법을 정의하였다. 4장에서는 수치모의실험

의 결과로 DFE(비선형등화기)와 LMS선형등화기를 사용하여, 다중 경로에 의한 ISI를 극복하기 위한 적응등화기의 효과를 수치모의 실험으로 해석하였다. 마지막 절에서는 향후연구와 결론을 도출하였다.

II. 수중음향채널 모델과 BPSK수중통신시스템

2.1 수중음향채널

수중음향채널의 임펄스 응답은 식(1)과 같이 표현 할 수 있다.

$$h_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n e^{-j2\pi f_c \tau_n} \delta(t - \tau_n) \quad (1.1)$$

여기에서, α_n 는 n 차 경로에 따라 수신되는 신호의 진폭과 경로에 대한 측정된 전파지연시간 τ_n 이다.

전체 응답의 에너지는 개체로부터 정규화 되었다. 여기에서 n 은 경로의 수를 말한다. 그리고 우리는 채널의 변화가 채널모델분석의 간소화를 위해 신호의 간격과 함께 천천히 비교된다고 가정한다.

수중음향채널의 변화 요인 중 전송손실, 배경잡음, 다중경로가 주된 요인이다. 이 중 다중경로는 ISI를 발생시키는 요인으로 통신시스템의 신뢰성에 많은 영향을 준다.

다중경로에 의한 지연시간에 대한 해석은 송신용 수중음향변환기가 파라미터릭 어레이 등과 같이 지향성이 좋은 특성을 갖지 않을 때 필수적으로 해석해야 할 특성으로 해수의 불 균일성으로 인한 음파의 굴절, 경계 면에서의 반사를 고려하여 송·수신기간의 전파경로를 해석해야 한다.

2.2 BPSK 수중통신 시스템

BPSK변조 방식을 이용한 시스템의 구성은 그림1과 같이 나타낸다. 이진 데이터의 열은 식(2-1)과 같이 주어진다.

$$s(t) = \sum_i s_i \delta(t - iT) \quad (2-1)$$

여기에서, s_i

$\delta(t - iT)$ 는 $(t - iT)$ 에서 펄스 δ 이다.

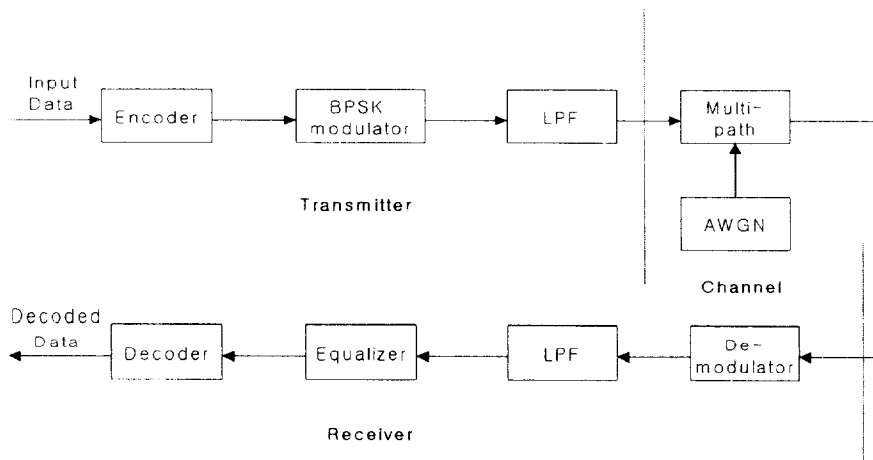


Fig1. Block Diagram of the Underwater Communication System

그림 1은 수중통신 통신시스템의 구성도이다. 여기에서 입력 신호는 부호화된 후 저역통과필터에 의해 저역통과 필터 된다. 필터된 신호는 변조기를 통해 BPSK 변조가 되어 출력된다. 수신기의 저역통과필터는 신호주파수 외에 잡음을 제거하기 위해 사용된다.

ISI가 없기 위해서는 송신 LPF와 수신LPF의 임펄스 응답은 지연과 페이딩 없이 그리고 이상적인 전송채널에 대해 다음의 식 (2-2)조건을 만족해야 한다.

$$|H_R(f)| = K |H_T(f)|$$

H_T, H_R 는 송신필터 LPF와 수신필터LPF의 주파수 응답이 된다. 각각 (||) 평균진폭응답이다. K 는 일정한 비율로 본 연구에서는 '1'로 하였다.

그러나 실제의 다중경로가 있는 수중채널통신에서 ISI를 줄이기 위하여, 송.수신 저역통과 필터 $H(f)$ 의 주파수 응답은 식(2-3)과 같이 가정하였다.

$$H(f) = \begin{cases} T/2(1 + \cos\pi fT) & -1/T < f < 1/T \\ 0 & elsewhere \end{cases} \quad (2-3)$$

따라서, 전송과 수신필터 양쪽의 주파수 응답은 식(2-4)와 같이 표현된다.

$$H_T(f) = H_R(f) = \begin{cases} \sqrt{T} \cos(\pi f T / 2) & -1/T < f < 1/T \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2-4)$$

역푸리에 변환을 통하여 임펄스 응답은 식(2-5)와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} h_T(t) = h_R(t) &= \int_{-1/T}^{1/T} H_T(f) e^{j2\pi ft} df \\ &= \frac{1}{\sqrt{T}} \text{sinc}[\pi(2t/T + 1/2)] + \frac{1}{\sqrt{T}} \text{sinc}[\pi(2t/T - 1/2)] \\ &= \frac{4}{\pi\sqrt{T}} \left[\frac{\cos(2\pi t/T)}{1 - (16t^2/T^2)} \right] \end{aligned} \quad (2.5)$$

w_H 에 의해

급해 지며, 이로 인하여 부엽의 파워가 줄어든다. 가중함수는 다음을 적용하였다.

$$w_H = 0.5 (1 + \cos(\pi t/T)) \quad -T < t < T.$$

$$h_a(t) = h_b(t) = h_t(t)w_H(t) = h_r(t)w_H(t) \quad (2-6)$$

따라서 시스템의 임펄스 응답은 식(2-7)과 같이 주어진다.

$$h(t) = h_a(t) * h_c * h_b(t) \quad (2-7)$$

수신된 복조신호의 샘플들은 식(2-8)과 같이 표현할 수 있다.

$$r_i = s_i h_0 + \sum_{n=1}^g s_{i-n} h_n + N_i \quad (2-8)$$

여기에서, $s_i h_0$ 는 요구 신호이며, $\sum_{n=1}^g s_{i-n} h_n$ 는 ISI 성분이며, g 는 직접경로를 제외한 경로의 수이다. 다중경로에 기인한 ISI를 감소시키기 위해 적응등화기를 적용하였다.

2.3 최소평균자승(LMS: least mean square)

등화기의 선택에서 채널특성 변화와 계산의 복잡성에 대하여 고려하여야 하며, LMS는 가장 일반적인 알고리즘의 하나이다. LMS 선형등화기(LE)와 비선형등화기(DFE)는 수치모의에서 ISI를 억압하는데 사용된다. 그림2는 최소평균자승(LMS) 알고리즘을 보여주고 있다. 갱신 텀-가중치는 식(2-9)로 나타낼 수 있다.

$$w(n+1) = w(n) + k(n) e^*(n) \quad (2-9)$$

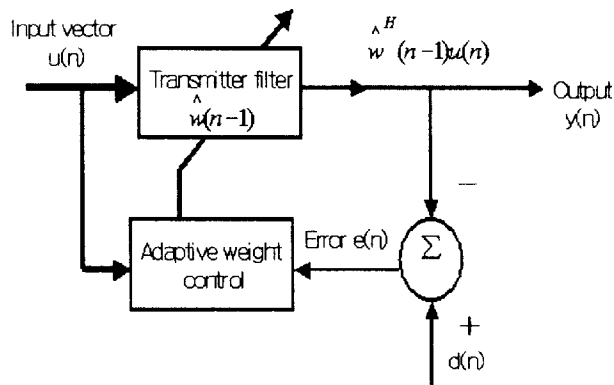


Fig.2 Least Mean Square(LMS) algorithm

추정에러는 식(2-10)으로 주어진다.

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2-10)$$

필터 출력은 식(2-11)로 나타낼 수 있다.

$$y(n) = w^H(n) u(n) \quad (2-11)$$

여기에서, $d(n)$ 은 희망응답이며, $u(n)$ 은 템 입력벡터이다. 등화기의 템 가중 계수는 평균자승에러 최소화의 표준에 충족하게 조정된 귀납적함수로 식(2-12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\min(E[e(n)]^2) = \min(E[d(n) - y(n)]^2) \quad (2-12)$$

그림 3a에서 보는 바와 같이 선형등화기의 추정은 식(2-13)과 같다.

$$y(n) = \sum_{j=-k}^k w_{ff-j} u(n-j) \quad (2-13)$$

여기에서, w_{ffj} 는 등화기의 템 가중 계수이다. 그림 3b는 비선형 등화기인 결정회귀등화기(DFE)로 추정은 선형등화기와 다르게 식(2-14)와 같이 정의 할 수 있다.

$$y(n) = \sum_{j=-k_1}^{k_1} w_{ff_j} u(n-j) + \sum_{j=1}^{k_2} w_{fb_j} d(n-j) \quad (2-14)$$

여기에서 w_{ff_j} 와 w_{fb_j} 은 피드포워드와 피드백 필터의 텡 계수이다.

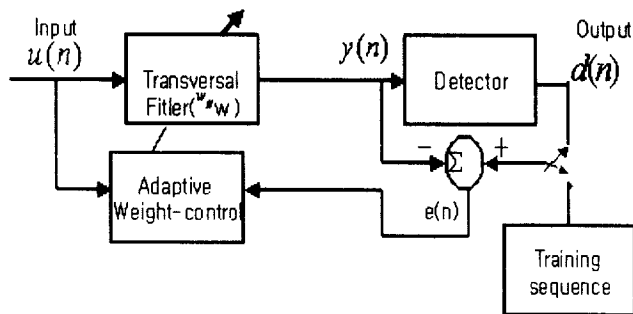


Fig 3a. Structure of linear equalizer (LE)

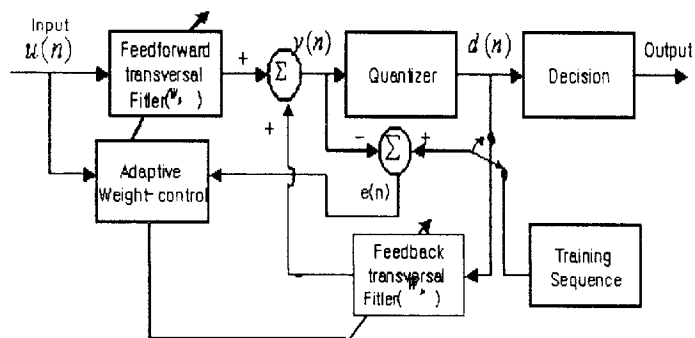


Fig 3b. Structure of decision feedback equalizer(DFE)

피드포워드와 피드백 필터의 텀 계수는 동시에 조정되고, 피드백 필터는 이전 검출 심볼에 의해 근거 추정하여 현재로부터 ISI의 부분을 제거하는데 사용된다. 피드백 필터의 입력은 양자화 된 신호로, DFE는 비선형 등화기이다. 선형등화기와 비교하여, DFE는 ISI를 제거하고 잡음이 없는 양자화 단계에서 등작한다.

Ⅲ. 수치모의 실험 및 결과

3.1 수치모의 실험 구성

본 수치모의 실험에서는 2장에서 소개한 등화기의 성능을 해석하였다. 수치모의실험에 적용된 해양 음향 채널환경은 표 1과 같다. 해저의 바닥은 모래이며, 반사 계수 r_b 는 0.41이다. 파고 H_w 를 0.17foot로 가정하면 해면반사계수는 수식(3-1)에 의해 결정된다.

$$sr = -1 + 0.0234 * ((F_c/1000) * H_w). (3/2) \quad (3-1)$$

여기에서 sr 은 해면 반사계수이고 F_c 는 반송주파수이다.

Table I Simulation parameters

Carrier frequency	20kHz	
Symbol rate	2kHz	
Water depth	100m	
Transmitter depth	5m	
Receiver depth (d)	65m	97m
Horizontal range (r)	600m	1000m

3.2 수직 송.수신 채널에서의 펄스 응답

해면으로 부터 수신기 깊이가 65m, 97m의 두 가지 경우를 고려하였고 송.수신기 사이의 거리는 10m로, 깊이에 비해 수평방향으로 가까운 거리이다. 그림 4a와 그림4b는 채널의 펄스 응답으로 1비트의 데이터가 변조되어 전송 될 때의 채널의 펄스 응답을 보여주고 있다. 수치모의 실험에서 반사파 경로의 직접파에 대한 파워의 임계값을 -20dB로 설정하여 -20dB보다 작은 반사경로는 무시한다. 수치모의실험에서 도플러효과는 고려하지 않았고 동기화는 이상적이라고 가정하였다. 수신기에서 수신된 신호는 T만큼 표본화 되고, 등화기에 의해 처리된다.

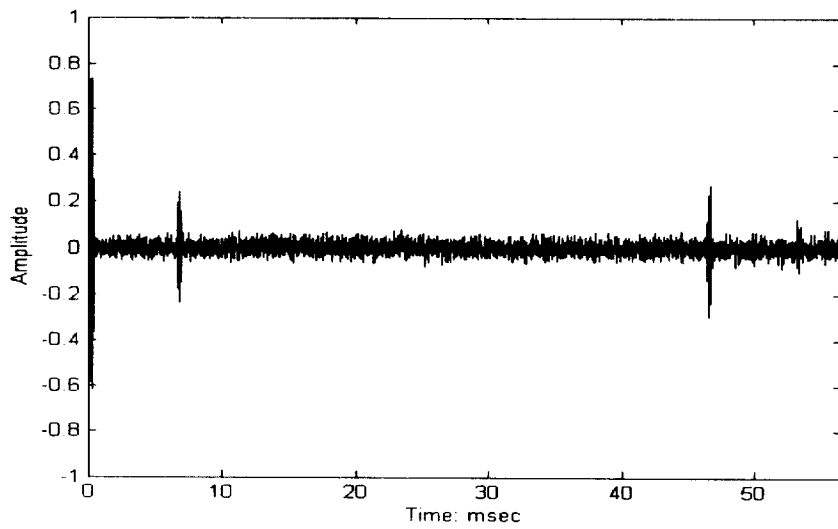


Fig 4a. Pulse response for $d=65m$

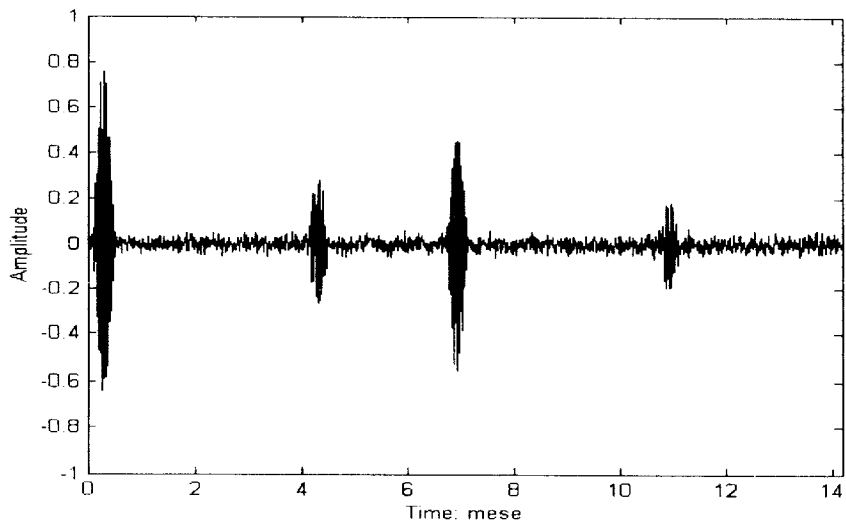


Fig. 4b. Pulse response for $d=97m$

3.3 수직 송.수신 채널에서의 LMS의 성능평가

수직 송.수신 채널에서의 LMS의 성능평가를 위해 트레이닝 시퀀스는 수렴확립을 위해 사용되고, 이후 수신기는 결정-유도 모드로 전환된다. 결과적으로 트레이닝 시퀀스 이후의 전송 데이터에서 10000bit의 검출은 에러가 없게 된다. 그림5a와 그림5b는 송.수신 깊이가 65m일 경우 LMS 선형등화기의 성능을 보여주고 있다. 그림5c와 그림5d는 송.수신 깊이가 95m일 경우 LMS 선형등화기의 성능을 보여주고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 LMS 선형등화기는 채널특징을 추적하는데 충분하다고 할 수 있으며, 수렴을 위해 등화기는 500번 정도의 반복을 요구한다. 그리고 65m의 깊이가 97m 보다 좋은 성능을 보여주고 있다.

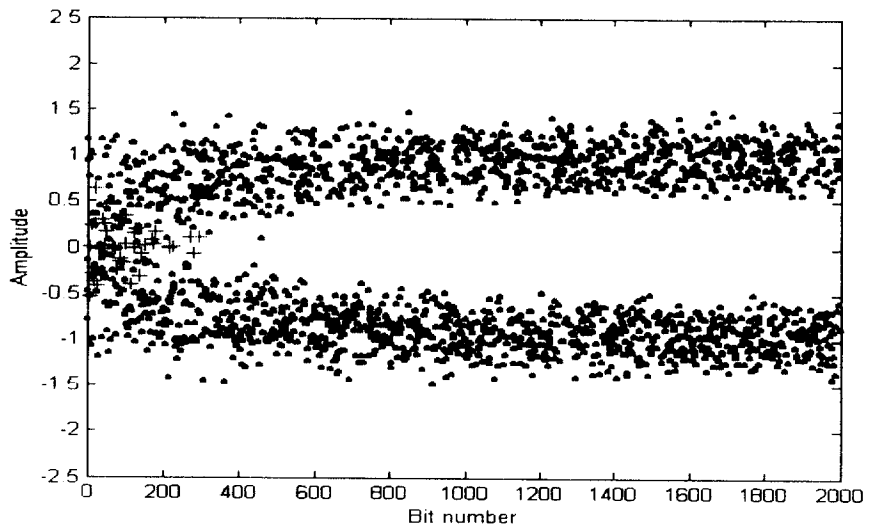


Fig 5a. LMS LE Output for $d=65m$

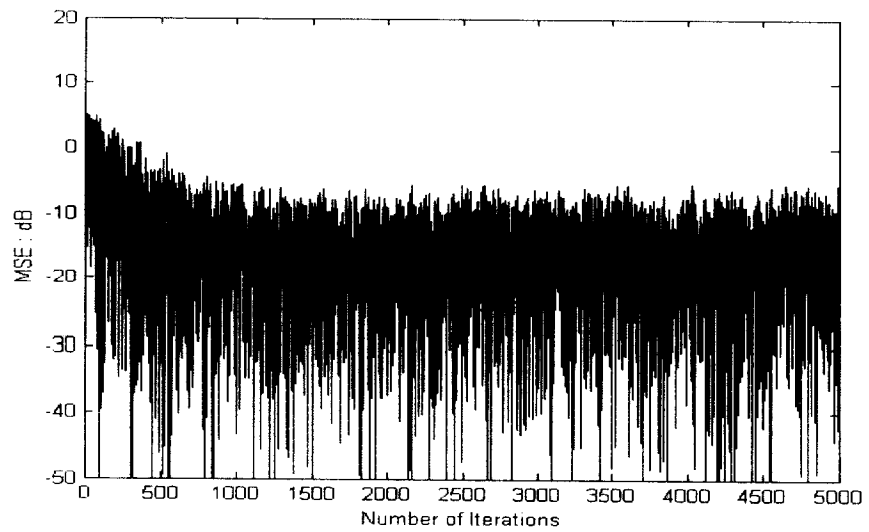


Fig 5b. Mean Squared Error for $d=65m$

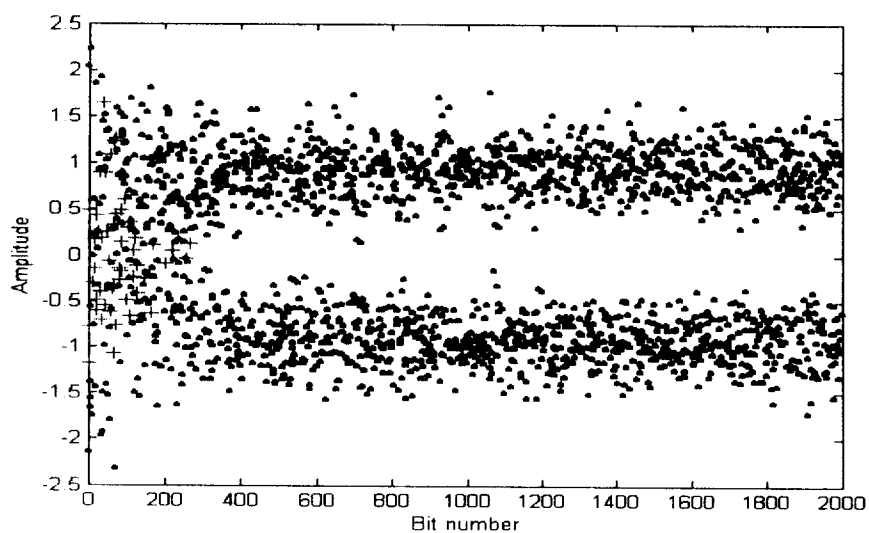


Fig 5c LMS LE Output for $d=97m$

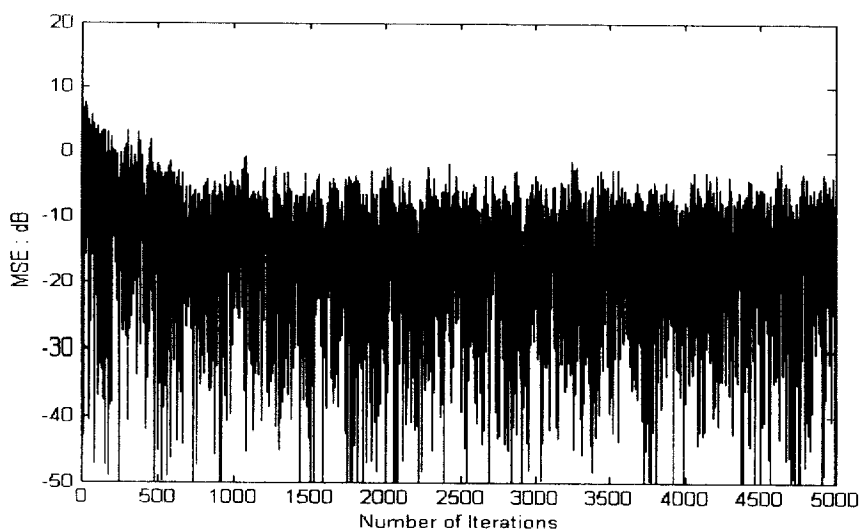


Fig 5d. Mean Squared Error for $d=97m$

3.4 수평 송.수신 채널에서의 임펄스응답

수평 송.수신 채널에서의 LMS의 성능을 평가하였다. 그림 6은 송.수신기의 수평거리 600m일 경우 채널의 펄스응답이다. 그림 6b는 다중경로에 의한 반사파를 상세히 묘사한 그림이다. 그리고 그림 7은 거리 1000m일 경우 채널의 펄스응답이다. 그림 7b는 다중경로에 의한 반사파를 구별하기 위해 상세히 묘사한 그림이다. 여기에서 그림6b와 그림7b를 비교하면, 그림 6b에서는 직접파와 제1반사파의 지연시간이 1비트에 대하여 0.5msec정도로 나타나지만, 그림7b의 거리 1000m일 경우에는 그림6b의 다중경로지연 0.5msec보다 짧게 나타난다. 이 결과 거리 1000m의 송.수신 채널일 경우 거리 600m일 때 보다 ISI에 대한 영향이 더 많이 보일 것이다.

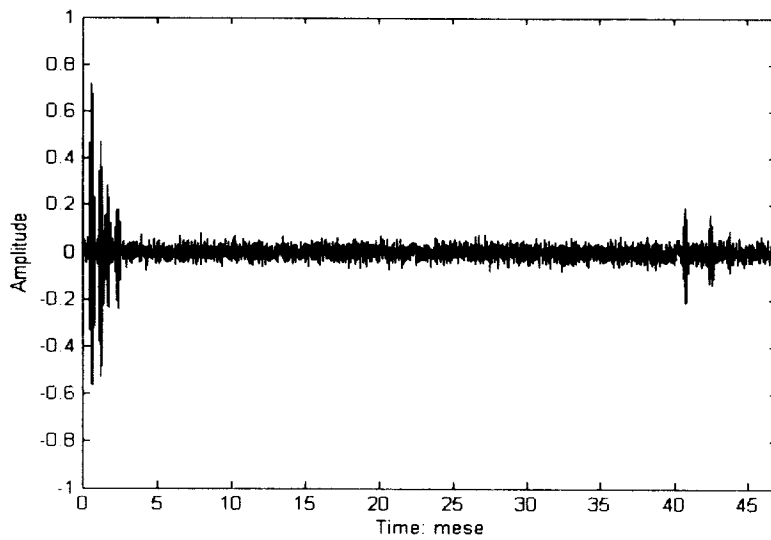


Fig 6a. Pulse response for $r=600m$

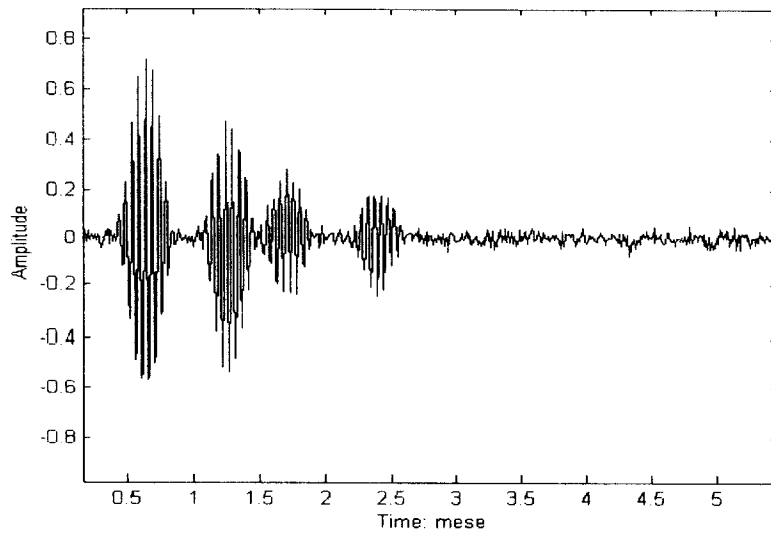


Fig 6b. Detailed overview of response for $r=600m$

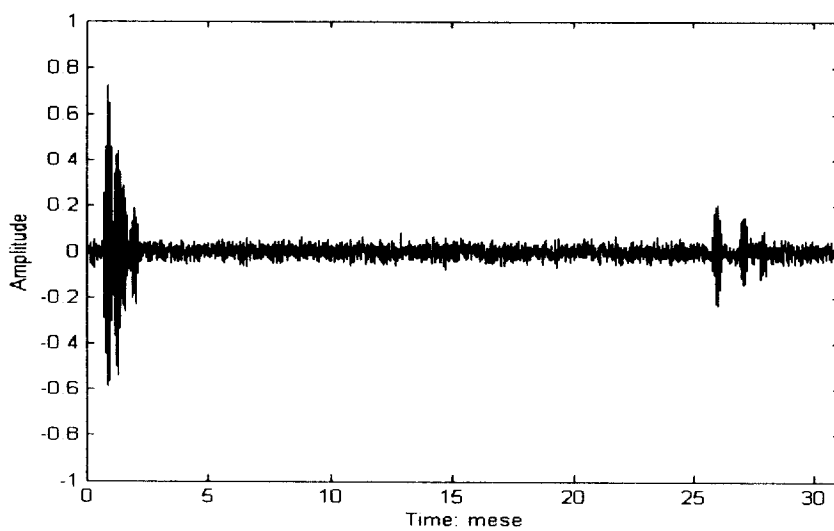


Fig 7a. Pulse response for $r=1000\text{m}$

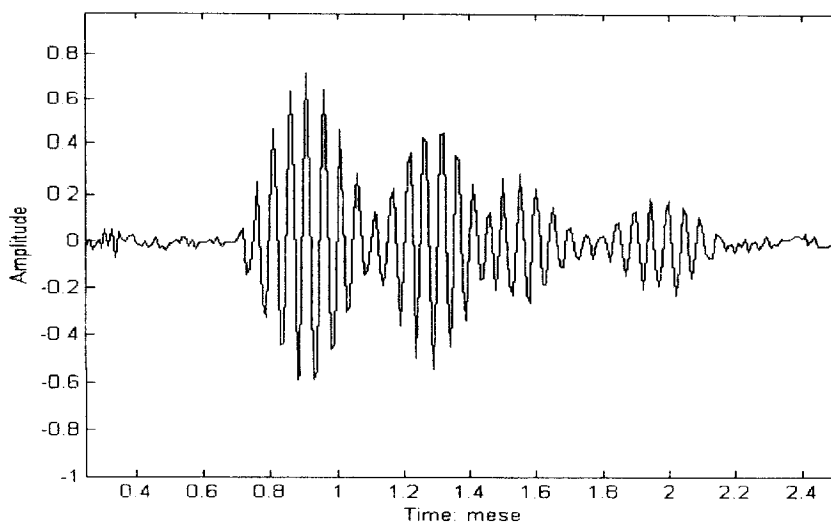


Fig 7b Detailed overview of response for $r=1000\text{m}$

3.5 수평 송.수신 채널에서의 선형등화기와 DFE의 성능평가

거리 600m와 1000m에서 선형등화기와 비선형등화기(DFE)에 기초한 LMS 알고리즘의 ISI에 대한 성능을 평가하였다. 비선형등화기인 DFE는 선형등화기 보다 ISI효과에 대해서 강인한 것으로 알려져 있다. DFE는 비선형 특징으로, 피드백 필터는 양자화 단계의 잡음이 없는데 운용하고, 피드백의 출력은 잡음의 영향을 받지 않는다. 그림8a에서 보는 바와 같이 수평거리 600m에서 선형등화기의 학습반복수는 약1500번 반복 후 수렴한다. 그러나 비선형등화기인 DFE를 사용한 그림8b의 경우 학습반복수가 선형등화기의 절반인 약700번의 반복 후 수렴하는 것을 볼 수 있다. 그림 8c는 MSE를 나타내고 있다. 또한 수평거리 1000m에서의 실험결과에서 선형등화기를 사용할 경우 그림 9a에서 보는 바와 같이 학습반복수가 1800이상의 반복 후에도 ISI에 대한 영향을 제거가 되지 않았다. 그러나 비선형등화기인 DFE를 사용한 그림 9b에서는 약 1500번 반복 후 수렴하는 것을 볼 수가 있다. 그림9c는 MSE를 나타내고 있다.

결론적으로 수평채널에서 ISI에 대한 영향을 고려해 볼 경우, 비선형등화기인 DFE가 보다 효과적이라 할 수 있다.

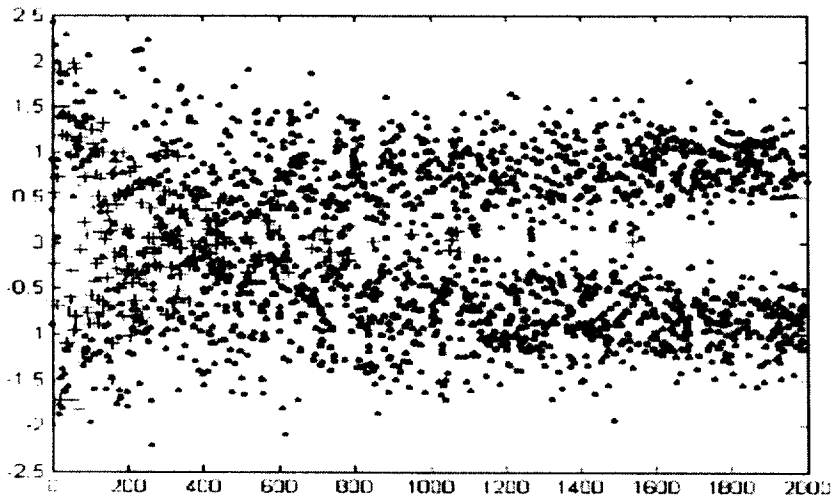


Fig 8a. LMS LE output for $r=600m$

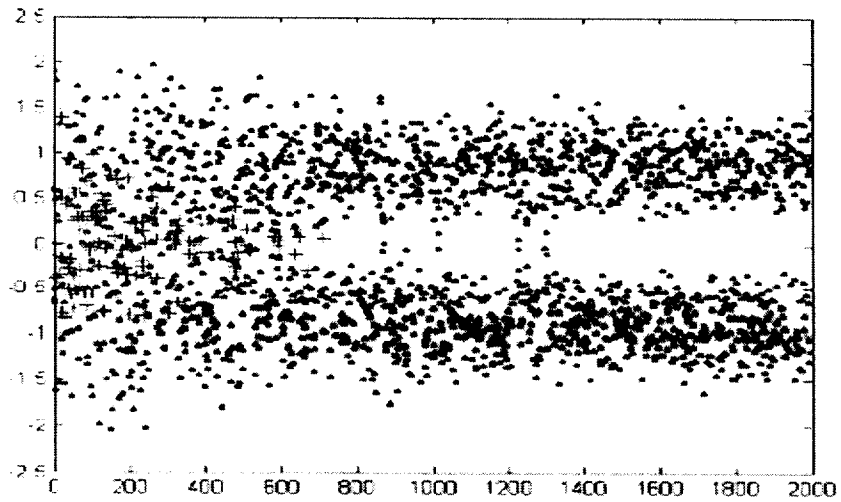


Fig 8b. LMS DFE output for $r=600m$

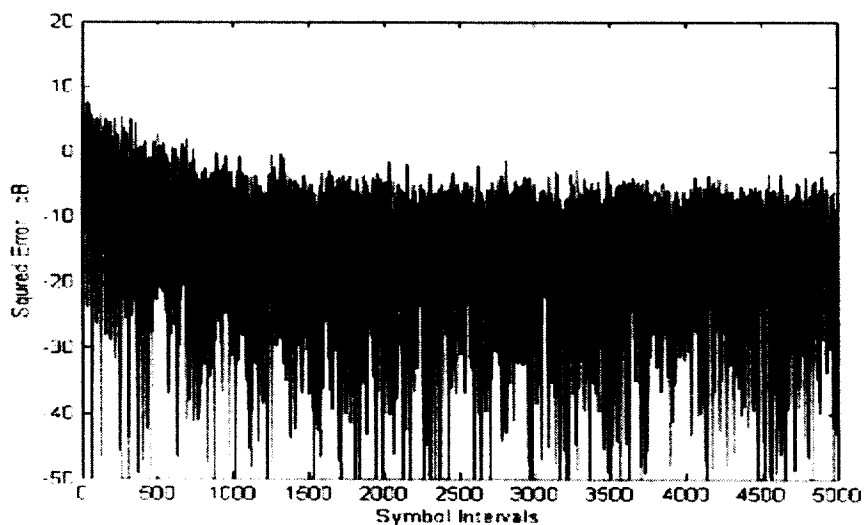


Fig 8c. Mean squared error after DFE for $r=600m$

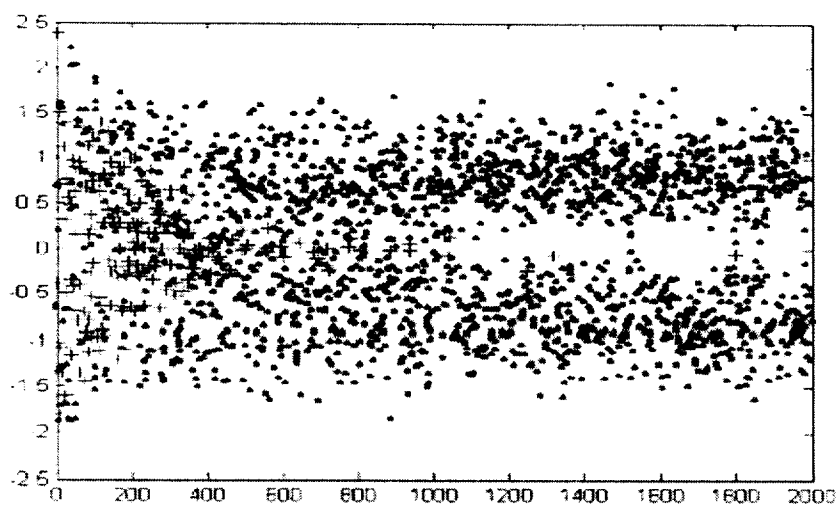


Fig 9a. LMS LE output for $r=1000m$

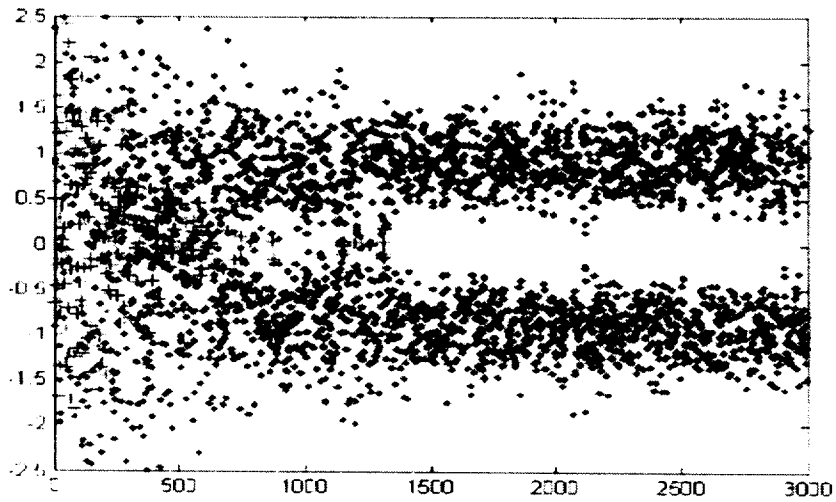


Fig 9b. LMS DFE output for $r=1000m$

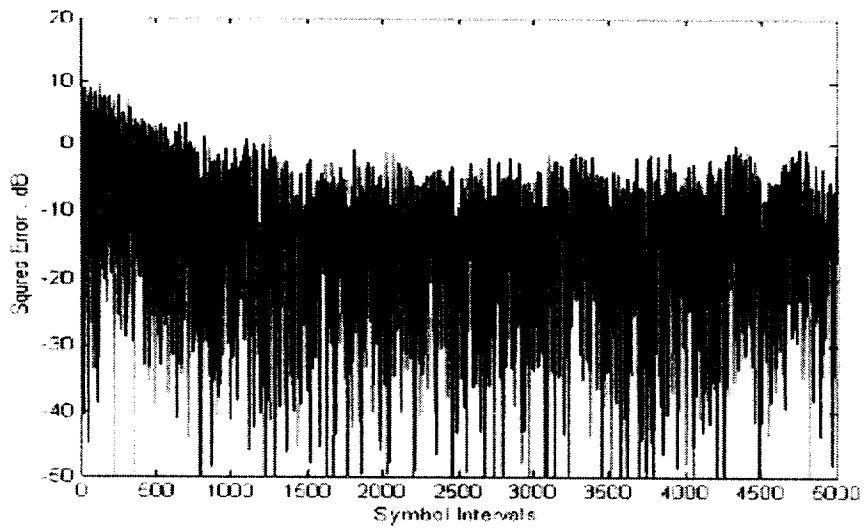


Fig 9c. Mean squared error after DFE for $r=1000m$

3.6 비선형등화기(DFE)와 선형등화기의 비트 오류율

SNR에 따른 비선형등화기(DFE)와 선형등화기의 성능을 비교하였다. 그림 10에서 보는 바와 같이 선형등화기를 사용한 경우는 비선형등화기(DFE)보다 에러가 많이 발생한다. SNR이 10dB보다 작지 않을 때, BER은 10^{-4} 의 통신요구사항을 만족한다. 따라서 비선형등화기(DFE)는 선형등화기보다 좋은 성능을 제시하고 ISI효과를 제거하는데 효과적으로 사용할 수 있을 것이다.

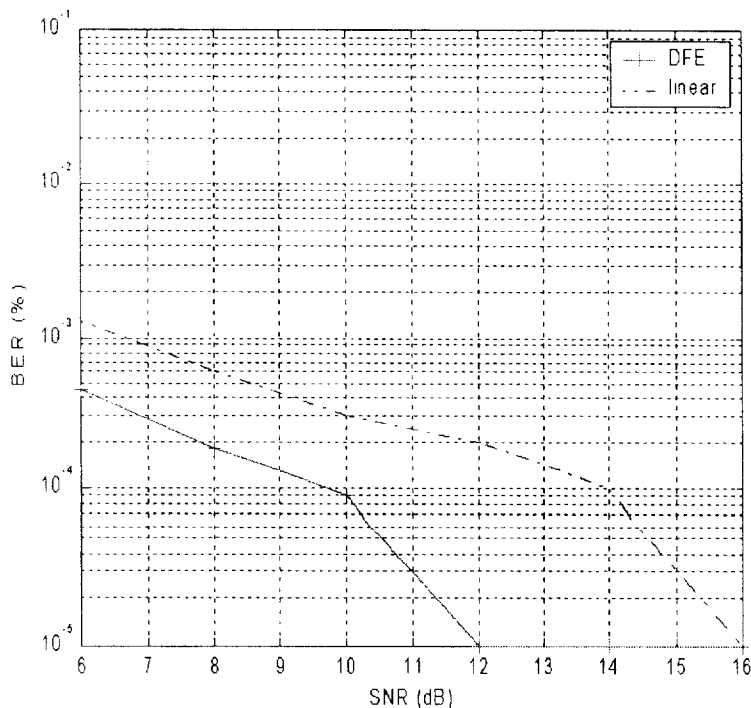


Fig. 10 BER vs SNR for DFE and linear equalizer

IV. 결 론

수중음향통신에서 다중경로에 의해 기인된 ISI를 제거하기 위하여, 선형등화기와 비선형등화기(DFE)를 적용하였고 수치모의실험으로 그 성능을 해석하였다.

ISI가 약한 수직채널에서 선형등화기는 ISI의 감소에 효과적이다. 그러나 ISI 심각한 수평채널에서는 선형등화기보다 비선형등화기(DFE)가 ISI제거에 효과적이다.

채널의 시간적 변화가 채널추적에 대해 충분히 느린 경우에는 적응등화기를 적용하여 고속의 데이터 전송이 가능하다고 판단된다. 실제 시스템에 적용하기 위해서는 적응등화기의 수렴속도를 보다 빠르게 하고 동기화 기술이 연구되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1]. Milica Stojanovic, "Recent advances in high speed underwater acoustic communications," IEEE Journal, April, 1996
- [2]. Young-hoon Yoon and Adam Zielinski, "Simulation of the equalizer for shallow water acoustic communication," IEEE Journal
- [3]. Abolfazl Falahati, Bryan Woodward, and Stephen C., "Underwater acoustic channel models for 4800b/s QPSK signals," IEEE Journal
- [4]. Simon Haykin, Adaptive filter theory, Third Edition, Prentice Hall, 1996
- [5]. A. Zielinski, R. Coates, L. Wang and A. Saleh, "High Rate Shallow Water Acoustic Communication", IEEE J. Oceanic Eng., 1993
- [6]. Geir Helge Sandmark and Arne Solstad, "Simulations of an Adaptive Equalizer Applied to High-Speed Ocean Acoustic Data Transmission", IEEE J. Oceanic Eng. 1991
- [7]. Abolfazl Falahati, Bryan Woodward, and Stephen C. Bateman, "Underwater Acoustic Channel Models For 4800b/s QPSK Signals", IEEE J. Oceanic Eng., 1991
- [8.] John G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 2000

감사의 글

먼저 오늘까지 인도하여주신 하나님께 이 영광을 올립니다. 또한 2년반동안 지도교수로 수고해 주신 윤종락 교수님과 부족한 학업을 사랑으로 지도해주신 김석태 교수님, 하덕호 교수님, 김성운 교수님, 박규철 교수님과 여러 교수님들께 진심으로 감사를 드립니다. 논문작성에 도움을 주신 박지현 선배님과 임기현, LAB실 학부생들께 감사를 드립니다. 또한 이번에 졸업하는 모든 학우님들께 진심으로 축하를 드립니다. 2년반동안 묵묵히 학업을 도와준 사랑하는 아내 김춘애, 열심히 자기일에 충실한 아들 문용균, 딸 문슬기와 연로하신 부모님, 형제들과 이 기쁨을 함께 나누고자 합니다. 또한 어려운 환경 중에서도 학업을 도와주신 동래망 운용국 최명관 국장님, 김지홍 부장님, 금정교환기술과 은희명 차장님, 이언익, 이영수 과장님, 금정, 양산 전자실 직원들께 감사의 말씀을 드립니다. 학업중에도 사업장을 세워주신 박종유 형님과 박채병 동생에게 이 영광을 돌립니다. 앞으로도 늘 긍정적인 모습으로 발전하는 인생을 살도록 노력하겠습니다.