

碩士學位論文

비강 구조에 대한 임펄스 응답  
추정 방법에 관한 연구

110-599



濟州大學校 大學院  
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

通信工學科

梁 晋 源

2000年 12月

# 비강 구조에 대한 임펄스 응답 추정 방법에 관한 연구

指導教授 李 鎔 鶴

梁 晋 源

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

2000年 12月

梁晋源의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 林 載 允 印

委 員 李 鎔 鶴 印

委 員 崔 玫 柱 印

濟州大學校 大學院

2000年 12月

# A Study on the Estimating Method of Impulse Response due to the Nasal Geometry

**Jin-Won Yang**

(Supervised by professor Yong-Hak Lee)



JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING  
GRADUATE SCHOOL  
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

2000. 12.

# 목 차

Abstract .....	1
I. 서론 .....	2
II. 임펄스 응답과 면적 .....	5
1. 임피던스와 면적과의 관계 .....	5
2. 임펄스 응답과 임피던스와의 관계 .....	5
III. 임펄스 응답 추정 방법 .....	12
1. 디컨벌루션 .....	12
2. 위너필터 .....	13
3. 기존의 임펄스 응답 추정 방법 .....	15
IV. 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터 .....	18
1. 제안 배경 .....	18
2. 잡음 대 신호 전력 스펙트럼 .....	19
1) 잡음 전력 스펙트럼 추정 .....	20
2) 입력 신호 전력 스펙트럼 추정 .....	21
3. 동작 특성 .....	22
V. 시뮬레이션 .....	26
1. 시뮬레이션 조건 .....	26
1) 입력 신호 .....	26
2) 임펄스 응답과 반사 신호 .....	27
2. 임펄스 응답 추정 .....	30
VI. 실험 .....	35
VII. 결론 .....	42
참고 문헌 .....	44

## Abstract

Impulse response associated with the area of the nasal cavity should be estimated from an input and reflect signal so that the evaluation of the nasal geometry is obtained by using the Acoustic Rhinometry.

In estimating impulse response, there are singularities or errors to be affected by noise at high frequencies where the frequency content of input signal is very low. Conventionally, the Wiener filtering method proposed by Hunt complements singularities and errors at high frequencies by increasing bias toward high frequency. However, there are errors at the band where the frequency content of input signal is becoming less than that of noise, because the bias depends not on input signal but frequency, it cannot suppress noise effectively at the band.

In this thesis, the new method improving the impulse response estimated by Hunt is presented. The presented method estimates impulse response using the Wiener filter is composed of the noise-to-signal power ratio. The bias in the presented method depends on the power spectrum of input signal and noise. Hence noise is effectively suppressed at the band where the frequency content of input signal is becoming less and less

Simulation shows that error is less in the presented method than in the conventional method. In experiments using the Acoustic Rhinometry, the presented method can acquire the more exact geometry from the estimated impulse response

## I. 서론

최근 생활환경의 서구화에 따른 실내 향원에의 노출과 산업화의 부산물인 대기 오염 등에 의해 알레르기성 기관지 천식, 알레르기성 비염 등의 호흡기 질환이 증가하고 있다. 호흡기 질환 중 하부기도질환에 대한 평가는 폐기능 검사를 통해 비교적 간편하게 할 수 있으나 상부기도에 해당되는 비(鼻)질환의 경우에는 코의 중요한 기능인 공기의 유통을 객관적으로 판정할 수 있는 간편하고 경제적인 도구가 없는 것이 현실이다. 이런 이유로, 실제로 환자의 진단과 치료 효과 판정을 위해서 의사는 환자의 주관적인 증상 호소에 의존할 수밖에 없다. 그러나 환자가 호소하는 비폐색감과 실제의 비강 통기 정도가 일치하지는 않는다. 특히 비중격 만곡증, 만성 비후성 비염, 비용종 등 수술을 통한 치료가 필요한 질환의 경우에는, 수술의 적절한 시기를 결정하고 치료 효과를 객관적으로 판정하기 위한 검사법이 요구된다.(Grymer, 1989, Hilberg, 1989.)

현재 사용되고 있는 비강 검사로는 코내시경 검사와 초음파 영상이나 컴퓨터 단층촬영과 같은 영상진단과 음향 비강 측정기(acoustic rhinometry)를 이용한 검사법 등을 들 수 있다. 코내시경 검사법은 내시경을 이용하여 코 안을 세밀히 관찰하고 녹화한 후 환자와 같이 코 안의 상태를 직접 확인하면서 불편한 증상에 대한 원인적 요소를 찾는다. 이는 환자에게 불편을 초래하게 되며 객관적 요소가 떨어지는 단점이 있다. 영상진단 방법은 비강내의 비교적 정확한 해부학적인 영상을 보여주지만 고가(高價)이고, 비(鼻)폐색 정도에 직접적인 정보를 제공하지는 못한다는 단점이 있다. 음향 비강 측정기를 이용한 검사법은 비강의 형태학적인 변화를 관찰하는 방법이다. 이 방법은 음파가 비강내에서 반사되어 돌아오는 것을 분석하여 비강의 2차원적인 구조를 단면적으로 보여준다. 사용하는 음파는 150-10,000 Hz의 범위이며 반사파의 시간적인 분석에 의하여 비강폐쇄의 부위를 거리에 따라 보여주게 된다. 이 방법은 환자의 협조가 거의 필요없으므로 측정이 쉽고 비강의 깊이에 따른 2차원적인 단면적을 보여주므로 비강 폐쇄가 심한 부위를 잘 알 수 있는 장점이 있다.(Hamilton, 1995, Tomkinson, 1996) 따라서

비파색의 진단에는 음향 비강 측정기를 이용한 검사법이 현재 대부분의 의료계에서 실시되고 있는 실정이다.

음향 비강 측정기를 이용한 검사과정은 비강에 입사된 입력신호와 반사신호로부터 비강 내부의 단면적 변화 특성을 나타내는 임펄스 응답을 추정하고, 추정된 임펄스 응답으로부터 W.A.(Ware and Aki) 알고리즘을 이용하여 비강의 단면적 변화를 구하는 단계로 이루어진다.(Ware, 1968) 그러므로 실제의 비강 내부 단면적 변화 특성에 근사한 임펄스 응답을 추정하는 것이 관건이다.

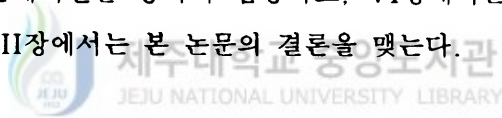
임펄스 응답을 추정하는 방법으로는 입력 신호와 반사 신호를 갖고서 입력 신호의 스펙트럼 대역에 해당되는 임펄스 응답을 추정하는 디컨벌루션 방법이 있다.(Proakis, 1996) 디컨벌루션 방법은 반사 신호에 대하여 입력 신호의 스펙트럼을 역으로 취함으로써 입력 신호의 스펙트럼 크기가 아주 작은 부분에서 singularity에 의한 불안정성 또는 잡음에 의한 오차가 발생하게 된다. 이러한 문제점을 보완하기 위하여 기존에 이용되고 있는 방법으로 Hunt가 제안한 위너 필터로 임펄스 응답을 추정하는 방법이 있다. 이 방법은 고주파 영역에서 입력 신호의 스펙트럼 크기가 저주파 영역보다 작은 사실에 근거하여, 입력 신호의 스펙트럼 크기가 작은 고주파 영역으로 갈수록 바이어스의 크기를 점차 증가시켜 디컨벌루션 방법에서 발생하는 불안정성과 잡음에 의한 오차를 줄인 방법이다.(Andrew, 1977) 그러나 가해준 바이어스가 주파수의 함수로써 잡음에 비해 입력 신호의 스펙트럼 크기가 작아지는 대역 부근에서는 잡음을 효과적으로 억압하지 못하여 오차가 발생하는 문제점이 있다.

본 논문에서는 Hunt가 제안한 방법으로 임펄스 응답을 추정시에 잡음에 비해 입력 신호의 크기가 작아지는 대역 부근에서 발생하는 오차를 줄이기 위하여 잡음 대 신호 전력비(NSR:Noise-to-Signal power Ratio)로 구성된 위너 필터로 임펄스 응답을 추정하는 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 임펄스 응답 추정시에 가해주는 바이어스가 주파수에 비례하여 증가하는 형태가 아닌 잡음에 대한 입력 신호의 스펙트럼 형태로 두었다. 즉 임펄스 응답을 추정함에 있어서 입력 신호의 스펙트럼 크기가 큰 주파수 영역에서는 바이어스의 크기를 무시할 수 있을 정도로 작게하여 오차가 없도록 하였다. 그리고 입력 신호의 크기가 점차 작아지는 주파수 영역에서는 추정된 잡음의 평균 전력값에 대한 입력 신호의 전력 스펙트럼 크

기로 바이어스의 크기를 증가시킴으로써, 잡음에 의한 영향을 효과적으로 억압할 수 있게 하였다.

또한, 시뮬레이션을 통하여 기존의 방법과 본 논문에서 제안한 방법으로 추정된 임펄스 응답을 이론적인 임펄스 응답과 서로 비교 분석하였다. 실험에서는 실제 비강의 면적 변화 특성에 유사한 원통형 phantom과 음향 비강 측정기를 사용하여 입력 신호와 반사 신호를 측정하였다. 그리고 실제로 얻어진 실험 데이터로부터 기존의 방법과 제안한 방법으로 임펄스 응답을 추정하였고, W.A. 알고리즘을 이용하여 면적을 계산한 후에 이를 실제 면적과 비교 분석하였다.

본 논문의 구성은 I장에서 본 연구의 목적과 방향을 제시하고, II장에서는 임펄스 응답과 면적과의 관계를 기술한다. III장에서는 임펄스 응답을 추정하는 방법에 대하여 기술하고, IV장에서는 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터로 임펄스 응답을 추정하는 방법을 제시한다. V장에서는 기존의 방법보다 제안한 방법이 개선되었음을 시뮬레이션을 통하여 검증하고, VI장에서는 실험을 통하여 입증한다. 마지막으로 VII장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.





## II. 임펄스 응답과 면적

### 1. 임피던스와 면적과의 관계

임피던스  $Z$ 와는 다른 중요한 개념인 local 특성 임피던스로써  $z$ 를 사용한다. Phantom의 축에 따른 거리  $x$ 에 따라서 면적이 변화하는 함수를  $A(x)$ 라 한다.  $x_0$ 에서의 특성 임피던스는 실제 임피던스  $Z$ 라 하고 이는 주어진  $A(x_0)$ 와 같이 균일한 면적을 가지는 무한 길이의 개구면에서 관측된 값이다. 우선 phantom 내부의 손실이 없는 경우 음향파의 특성 임피던스는 실수값을 갖게 된다. 왜냐하면 무한히 긴 phantom은 순수한 저항성분과 같기 때문이다. 따라서 이 phantom에 입사된 파는 반사파 없이 무한히 진행하게 된다. 두 번째로 phantom 내부에 전파되는 무손실 평면파에 대해서 특성 임피던스의 값은 다음과 같이 phantom 내부 매질의 특성과 phantom의 면적  $A$ 에 의해서 결정이 된다.(Douglas, 1988)

$$z = \frac{\rho_0 c}{A} \quad (1)$$

여기서  $\rho_0$ 는 phantom 내부 매질의 밀도이고  $c$ 는 공기중에서 파의 전파 속도로 340 m/s 이다.

### 2. 임펄스 응답과 임피던스와의 관계

임펄스에 의해 여기되는 음향 전송로의 개구지점에서 관측되는 반사파를 시스템의 임펄스 응답  $h(t)$ 로 정의한다. Fig. 1과 같은 음향 시스템에서의 음향 임펄스

에 대해 고려하자.

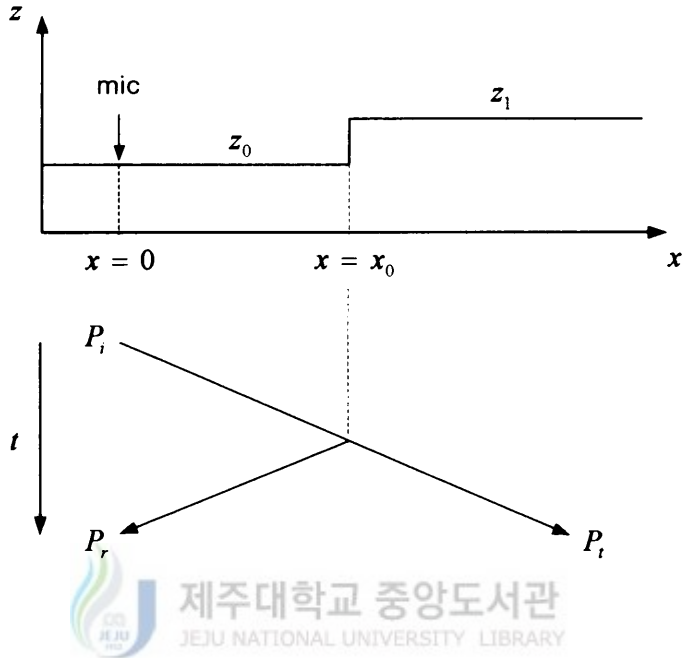


Fig. 1. Acoustic waves in unit impedance discontinuity

좌측의 끝단 ( $t=0, x=0$ )에 여기된 음향 임펄스는 특성 임피던스  $z_0$ 를 갖는 phantom의 부분을 따라 오른쪽으로 진행한다. 이러한 음향파는 다음과 같이 표현된다.

$$P(x, t) = P_i \delta\left(t - \frac{x}{c}\right), \quad t < \frac{x_0}{c} \quad (2)$$

여기서  $P_i$ 는 입사파의 진폭이다. 입사된 파는 임피던스의 불연속점인  $x=x_0$  ( $t=x_0/c$ )까지 진행한 후에 신호의 일부분이 좌측부분을 따라서 반대방향으로 반사하게 된다. 반면에 나머지 신호성분은 특성 임피던스  $z_1$ 의 값을 갖는 phantom의 부분으로 진행하게 된다. 시간  $x_0/c$  이후에 대한 phantom 내부의 음향파에 관한 식은 다음과 같다.

$$P(x, t) = P_r \delta\left(t + \frac{x - 2x_0}{c}\right) + P_t \delta\left(t - \frac{x}{c}\right), \quad t > \frac{x_0}{c} \quad (3)$$

여기서  $P_r$ 과  $P_t$ 는 각각 반사파와 진행파의 진폭이다. 첫 번째의 항은 좌측, 두 번째의 항은 우측으로 진행하는 파를 표현한 것이다.  $x = x_0$ 에서의 음향파에 대하여 다음과 같이 표현할 수 있다.(Sondhi, 1971)

$$P_i + P_r = P_t \quad (4)$$

$$\frac{P_i}{z_0} - \frac{P_r}{z_0} = \frac{P_t}{z_1} \quad (5)$$

여기서  $z_0$ 와  $z_1$ 는  $x_0$ 의 좌·우측에 대한 phantom의 특성 임피던스이다. 식(4)와 식(5)로부터 다음과 같은 식이 성립된다.

$$\frac{P_r}{P_i} = \frac{z_1 - z_0}{z_1 + z_0} \quad (6)$$

즉 식(4)와 식(5)의 경계조건이 만족되면 반사파를 만들어내게 된다. 그러나 균일한 phantom( $z_1 = z_0$ )인 경우에는 반사파가 없게 된다. Fig. 1에서  $x = 0$ 에 놓인 마이크로폰은 시간  $t = 0$  일 때 입사된 임펄스 진폭값  $P_i$ 를 기록하게 되고, 시간  $t_0 = 2x_0/c$  일 때 반사된 임펄스 진폭값  $P_r$ 을 기록하게 된다.  $z_0$ 를 이미 알고 있다고 하면 식(6)으로부터  $z_1$ 의 값을 계산할 수 있다. 그리고 반사파가 도착하는 시간  $t_0 = 2x_0/c$ 를 알게 되면 임피던스의 불연속점  $x_0$ 를 구할 수 있게 된다. 또한 이러한 데이터 값들로부터 진행파의 진폭을 계산할 수 있다. 즉  $P_i$ 와  $P_r$ 의 측정값과 기지의 값  $z_0$ 를 갖고서 식(4), (5), (6)을 이용하여  $z_1$ 과  $P_t$ 를 구하게 된다. 입사파를 임펄스 신호로 가정하였으므로 Fig. 1에 대한 임펄스 응답은 다음과 같이 반사파로 이루어진다.

$$h(t) = P_r \delta\left(t - \frac{2x_0}{c}\right) \quad (7)$$

Fig. 2와 같은 여러개의 불연속점을 갖는 음향 시스템에서의 음향 임펄스에 대해 고려하자.

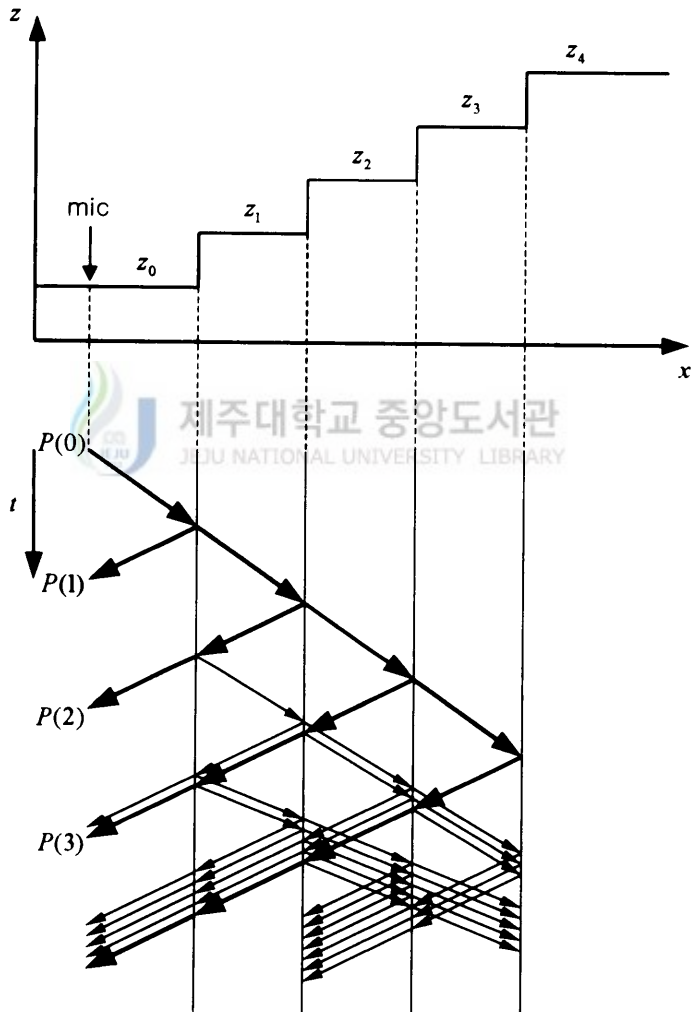


Fig. 2. Acoustic waves in multiple impedance discontinuities

좌측의 끝단( $t=0, x=0$ )에 여기된 음향 임펄스는 많은 반사파와 진행파를 갖게 된다. 두꺼운 선으로 나타낸 제 1 반사파는 정확히 한번의 반사가 이루어지고, 가는 선으로 표현된 제 2 반사파는 한번 이상의 반사가 이루어지게 된다. 시간이 흐름에 따라  $x=0$ 에 위치한 마이크로폰에 감지되는 파는 제 2 반사파에 의해서 더욱 복잡한 형태로 나타나게 된다. 그러나 어떤 주어진 시간에 도착하는 제 2 반사파가 아무리 많을지라도 그 시간에 해당되는 제 1 반사파가 항상 존재하게 된다. 이러한 특징을 이용하여  $z_1, z_2, \dots, z_n$ 의 값을 구할 수 있다. 마이크로폰에 감지된 음향파를  $P(t)$ 로 두면, 입사파의 진폭  $P(0)$ 와 처음 반사된 파의 진폭  $P(1)$ 과 이미 알고 있는  $z_0$ 를 이용하여 식(6)으로부터  $z_1$ 의 값을 구할 수 있다. 그리고 식(4)와 식(5)로부터 진행파의 크기도 계산할 수 있다. 이 진행파는  $z_1$ 과  $z_2$  사이의 불연속점에 도달하여 일부분은 반사되고 나머지 부분은 진행하게 된다. 이 때, 이 신호의 반사된 부분은  $z_0$ 와  $z_1$  사이의 불연속점에 도착할 때까지 좌측으로 진행하게 된다. 여기서 다시 일부분은 불연속점을 통과하여 진행하게 되고 이는  $P(2)$ 로 기록된다.  $z_0$ 의 값을 알고 있고  $z_1$ 의 값은 이전에  $P(0)$ 와  $P(1)$ 으로부터 계산되므로, 식(6)으로부터  $P(2)$ 를 이용하여  $z_2$ 의 값을 계산할 수 있다. 그 이후의 음향파는 제 2 반사파로 인하여 더욱 복잡해진다. 그러나  $P(3)$ 를 결정하는 제 2 반사파는 이미 알고 있는  $z_0, z_1, z_2$ 의 함수가 된다. 따라서 제 2 반사파의 값을 계산할 수 있고 그 값과 측정된  $P(3)$ 값의 차이로  $z_2$ 와  $z_3$  사이의 불연속점에서 제 1 반사파에 대하여 알 수 있게 된다. 즉  $P(3)$  값과 함께 이미 알고 있는  $z_0, z_1, z_2$ 를 이용하여  $z_3$ 를 구할 수 있다. 그 이후의  $z$  값들 역시 같은 방법으로 계산이 가능하다.(Hugh, 1973)

이러한 유도과정을 다음과 같이 일반화할 수 있다. 처음  $n$ 개의 임피던스 불연속점을 알고 있다고 하자. 그러면 마이크로폰에 의해 감지된 신호가 결정되고  $n$  번째의 시간 간격을 알 수 있게 된다. 시간  $n+1$ 에서 감지된 신호는 이미 알고 있는  $n$  번째 불연속점에 대한 제 2 반사파들의 조합과  $n+1$  번째 불연속점에 대

한 제 1 반사파를 더한 것과 같다. 이러한 제 1 반사파는  $z_n$ 과  $z_{n+1}$  사이의 불연속점에서 반사된 파이고 이전에 알고 있는 모든 불연속점을 따라 두 번씩 지나게 된다. 즉 측정된  $P_{n+1}$ 은 미지의  $z_{n+1}$ 과 기지의  $z_0, z_1, \dots, z_n$ 의 함수가 된다. Fig. 2의 음향 시스템에서의 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} h(t) &= P(1)\delta(t-t_1) + P(2)\delta(t-t_2) + \dots \\ &= P(t), \quad t > 0 \end{aligned} \quad (8)$$

연속분포를 갖는  $z(x)$ 를 Fig. 2에서 고려한 계단형 시스템으로 분류할 수 있다. 그리고 어떠한 연속적인  $P(t)$  또한 계산상의 목적을 위하여 적절한 진폭을 갖는 임펄스들의 열로써 분해할 수 있다.

실제로 이상적인 임펄스는 불가능하므로 대신에 근사적인 임펄스인 유한한 폭을 갖는 펄스를 사용한다. 따라서 반사파는 임펄스 응답이 변형된 형태로 나타나게 된다. 즉 반사파  $P_r(t)$ 는 다음과 같이 입사파  $P_i(t)$ 와 임펄스 응답  $h(t)$ 의 컨벌루션이 된다.(Sondhi, 1971)

$$P_r(t) = \int_0^t P_i(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (9)$$

관측된  $P_i(t)$ 와  $P_r(t)$ 로부터 디컨벌루션 기법을 이용하여  $h(t)$ 를 구할 수 있다. 그리고  $P_i(t)$ 와  $P_r(t)$  사이의 중요한 특징은 두 개의 성분을 충분히 시간상에서 분리가 가능하다는 것이다. 따라서 시스템의 임펄스 응답을 추정함으로써 시스템의 local 특성 임피던스를 진행시간의 함수로 구할 수 있다.(Goupillaud, 1961) 시간과 파의 진행경로를 연관하여 특성 임피던스를 고려하면, 시간은 1차원적이므로 시간  $t$ 를 1차원의 거리 변수  $x$ 로 표현할 수 있다. 그러면 거리 변수  $x$ 와 시간  $t$ 는  $x = ct/2$ 인 관계가 된다. 그리고 1차원의 음향 전송경로에서 음향파가 무손실 평면파의 형태로 전파되고 시스템은 가지형태의 단단한 벽을 갖는

phantom이라고 하면, 특성 임피던스는 식(1)과 같이 면적에 대하여 반비례하게 된다. 따라서  $z(t)$ 로부터 구한 면적 함수인  $A(x)$ 는 음향 시스템의 구조와 똑같은 형태를 갖게 된다. 이러한 관계식은 다음과 같다.

$$A(x) = \frac{\rho_0 t}{z(t)}, \quad t = \frac{2x}{c} \quad (10)$$

여기서  $\rho_0$ 는 매질의 밀도이고  $c$ 는 파의 전파 속도이다.



### III. 임펄스 응답 추정 방법

#### 1. 디컨벌루션

거리에 따른 면적 함수  $A(x)$ 를 갖는 phantom의 임펄스 응답이  $h(t)$ 인 경우에 phantom에 입사된 입력 신호  $P_i(t)$ 와 반사 신호  $P_r(t)$  사이의 관계식은 식(9)와 같은 컨벌루션 형태가 된다. 그러나 실제 실험상에서 측정되는 신호에는 잡음 신호  $n(t)$ 가 존재하게 되므로 식(9)는 다음과 같이 된다.

$$P_r(t) = \int_0^t P_i(\tau) h(t-\tau) d\tau + n(t) \quad (11)$$

그리고 식(11)의 푸리에 변환은

$$P_r(f) = P_i(f)H(f) + N(f) \quad (12)$$

이다.

Phantom의 임펄스 응답을 추정하기 위한 디컨벌루션 기법은 입사된 입력 신호의 스펙트럼 대역 내에서 그 부분에 해당되는 임펄스 응답의 스펙트럼을 구하는 방법이다. 디컨벌루션에 의해 추정된 임펄스 응답  $\hat{h}(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{h}(t) &= \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{P_r(f)}{P_i(f)} \right\} \\ &= \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{P_i(f)H(f)}{P_i(f)} \right\} + \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{N(f)}{P_i(f)} \right\} \end{aligned} \quad (13)$$



여기서  $\mathcal{F}^{-1}\{\cdot\}$ 은 역 푸리에 변환 연산을 나타낸다. 식(13)에서 입력 신호 스펙트럼  $P_i(f)$ 가 0의 값을 갖게 되면 singularity가 발생하게 되어 임펄스 응답을 추정할 수 없게 된다. 그리고  $P_i(f)$ 의 값이  $N(f)$ 의 값보다 작은 경우에는 식(13)의 두 번째 항이 상대적으로 커져서 임펄스 응답 추정시에 오차를 발생하게 된다. 실제적으로 phantom에 입사되는 입력 신호는 스펙트럼 대역이 제한된 신호를 사용하기 때문에, 임펄스 응답 추정시에 입력 신호의 스펙트럼 크기가 작아지는 고주파 영역에서 이러한 문제점이 발생하게 된다. 이러한 문제점들은 위너 필터를 이용하여 임펄스 응답을 추정하게 되면 해결이 된다.(Walden, 1988)

## 2. 위너필터



구성하고자 하는 위너필터  $M(f)$ 를 이용하여 추정된 임펄스 응답 스펙트럼은 다음과 같다.

$$\hat{H}(f) = M(f)P_r(f) \quad (14)$$

위너필터는 실제의 임펄스 응답  $H(f)$ 와 추정된 임펄스 응답  $\hat{H}(f)$ 의 오차가 최소가 되도록 해야 한다. 따라서 다음과 같이 임펄스 응답에 대한 오차의 제곱에 대한 기대값을 고려한다.

$$\begin{aligned} E\{ \|H(f) - \hat{H}(f)\|^2 \} \\ = E\{ [H(f) - M(f)P_r(f)][H^*(f) - M^*(f)P_r^*(f)] \} \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 \*는 complex conjugate이다. 식(15)의 오차를 최소화하기 위하여 다

음과 같이  $M(f)$ 에 관하여 미분하고 그 결과를 0으로 둔다.

$$E\{[H^*(f) - M^*(f)P_r^*(f)]P_r(f)\} = 0 \quad (16)$$

그리고  $\widehat{H}(f)$ 는 다음과 같다.

$$\widehat{H}(f) = M^*(f)[H^*(f)P_i^*(f) + N^*(f)] \quad (17)$$

따라서 식(17)을 식(16)에 대입하면 다음과 같이 오차가 최소가 된다.

$$E\{H^*(f)P_r(f)\} = E\{\widehat{H}(f)P_r(f)\} \quad (18)$$

식(18)을 풀어 쓰면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} E\{H^*(f)[H(f)P_i(f) + N(f)]\} \\ = E\{M^*(f)[H^*(f)P_i^*(f) + N^*(f)][H(f)P_i(f) + N(f)]\} \end{aligned} \quad (19)$$

또한, 식(19)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} E\{\|H(f)\|^2 P_i(f) + H^*(f)N(f)\} \\ = E\{M^*(f)\|H(f)P_i(f) + N(f)\|^2\} \end{aligned} \quad (20)$$

여기서  $N(f)$ 와  $H(f)$ 가 무상관이면  $E\{H(f)N(f)\} = 0$ 이 되어 다음이 성립한다.

$$\begin{aligned}
& E\{\|H(f)\|^2 P_i(f)\} \\
& = E\{M^*(f) [\|H(f)\|^2 \|P_i(f)\|^2 + \|N(f)\|^2]\}
\end{aligned} \tag{21}$$

따라서 위너필터는 다음과 같이 구성된다.

$$M(f) = \frac{P_i^*(f)}{\|P_i(f)\|^2 + E\{\|N(f)\|^2\} / E\{\|H(f)\|^2\}} \tag{22}$$

그러나 위너필터를 구성하는 척도인  $E\{\|N(f)\|^2\} / E\{\|H(f)\|^2\}$ 은 실제 알 수 없는 값이다. 따라서 이러한 척도 대신에 신호 전력에 대한 water level이라고 하는 상수를 이용하거나, 신호에 부가된 잡음 분산을 이용하여 위너필터를 구성하게 된다.(Wiener, 1950, Chen, 1976, Roberts, 1988)



### 3. 기존의 임펄스 응답 추정 방법

임펄스 응답을 추정하기 위한 디컨벌루션 방법에서 발생하는 singularity 문제점과 스펙트럼의 크기가 작은 고주파 영역에서 입력신호 스펙트럼  $P_i(f)$ 로  $N(f)$ 를 나눔으로써 발생하는 오차를 최소화하기 위하여, Hunt는 위너필터의 척도로써  $\gamma |W(f)|^2$ 을 도입하여 다음과 같이 위너필터를 구성하였다.(Hunt, 1971)

$$M_H(f) = \frac{P_i^*(f)}{|P_i(f)|^2 + \gamma |W(f)|^2} \tag{23}$$

여기서  $\gamma = 0.064$ 이고  $|W(f)|^2$ 은 다음과 같다.

$$|W(f)|^2 = 1 - \cos \frac{2\pi f}{f_{\max}} \quad (24)$$

여기서  $f_{\max}$ 는 샘플링 주파수이다. 식(24)의 형태는 저주파 영역에서 약간의 바이어스 값을 갖고 고주파 영역으로 갈수록 점차적으로 바이어스 값이 커지는 sine 곡선과 비슷한 형태이다. 그리고  $f=0$ 일 때를 제외하면 항상 양의 값을 갖는다. 따라서 식(23)의 분모항은 항상 0보다 큰 값을 갖게 되므로 임펄스 응답 추정시에 singularity가 발생하지 않게 되어 안정적으로 임펄스 응답을 추정할 수 있게 된다.

입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 크기가 큰 저주파 영역에서 식(23)의 위너필터는 반사 신호 스펙트럼  $P_r(f)$ 로부터 임펄스 응답을 추정하는 일종의 통과필터로 작용한다. 이러한 저주파 영역에서 디컨벌루션 방법은 어떠한 바이어스도 갖지 않은 형태이므로 정확한 임펄스 응답을 추정할 수 있다. 그러나 식(23)의 위너필터에 의한 방법은 식(24)의 척도로 인하여 약간의 바이어스를 갖게 되고 이로 인하여 오차가 발생하게 되지만 그 효과는 무시할 수 있을 정도이다.

입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 크기가 큰 저주파 영역에서 식(23)의 위너필터가 통과필터로 작용한 것과는 반대로 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 크기가 작은 고주파 영역에서는 저지필터로 작용하게 된다. 이는 식(24)의 척도에 의한 바이어스가 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 크기보다 상대적으로 큰 값이 되므로 식(23)의 위너필터가 임의의 입력에 대하여 출력이 zero가 되는 저지필터로 동작하게 되는 것이다. 이러한 고주파 영역에서 디컨벌루션 방법은 임펄스 응답을 추정하기 위하여 입력 신호의 스펙트럼 크기가 작은  $P_i(f)$ 를 역으로 취하게 됨으로써 상대적으로 잡음 신호의 스펙트럼  $N(f)$ 를 증폭시키게 된다. 그 결과 디컨벌루션에 의하여 추정된 임펄스 응답은 잡음 스펙트럼  $N(f)$ 가 증폭된 만큼의 오차를 갖게 된다. 그러나 식(23)의 위너필터를 이용하여 추정된 임펄스 응답은 식(24)의 척도에 의한 바이어스가 잡음 스펙트럼  $N(f)$ 를 억압하게 되므로 zero에

가까운 값을 갖게 된다.

이와 같이 임펄스 응답 추정시에 식(23)의 위너필터를 이용한 방법은 디컨벌루션 방법에서 발생하는 singularity의 문제점과 고주파 영역에서의 오차를 최소화하게 된다. 그러나 이러한 방법은 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 크기가 아주 큰 경우인 저주파 영역과 아주 작은 경우인 고주파 영역에서만 오차를 최소화하게 되고, 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 크기가 점차적으로 작아지는 저주파 영역과 고주파 영역 사이의 중간 주파수 영역에서 오차 최소화의 문제는 식(24)의 척도가 갖는 바이어스 형태에 크게 의존하게 된다. 그러나 식(24)는 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 가 아닌 오직  $f_{\max}$ 에 의해서 바이어스의 형태가 결정된다. 따라서 식(23)의 위너필터에 의한 임펄스 응답 추정 방법에서 오차를 최소화하기 위해서는 오직 저주파 영역에서만 입력 신호의 스펙트럼이 존재하는 특수한 경우로 제한되어지는 문제점이 있다.



## IV. 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터

### 1. 제안 배경

입력 신호와 반사 신호로부터 임펄스 응답을 추정하는 디컨벌루션 방법은 입력 신호의 스펙트럼 대역 내에서 그에 대응되는 대역에 대한 임펄스 응답의 스펙트럼을 추정하는 방법이다. 따라서 임펄스 응답을 추정하고자 할 때에는 추정하고자 하는 대역에서 에너지를 갖는 신호를 입력 신호로 선택하고 있다. 또한 미지의 임펄스 응답을 최대한 추정하기 위한 최적의 입력 신호에 대한 연구가 이루어지고 있다.(Aoshima, 1981, Suzuki, 1994) 이와 같이 임펄스 응답을 추정할 때에는 입력 신호의 특성에 크게 의존하게 된다. 하지만 식(23)의 위너필터를 이용한 임펄스 응답 추정 방법은 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 와는 무관하게 오직  $f_{\max}$ 에 의해 결정되는 sine 곡선 형태인 식(24)의 척도를 이용한 방법이다. 이러한 방법은 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 크기가 아주 크거나 아주 작은 저주파 영역 또는 고주파 영역에서는 큰 문제점이 없다. 그러나 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 크기가 점차적으로 작아지는 영역에서는 식(24)의 척도가 갖는 바이어스 형태에 따라서 오차 발생의 원인이 된다. 만일 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 크기가 잡음 신호의 스펙트럼  $N(f)$ 의 크기와 비슷한 경우에, 식(24)의 척도가 갖는 바이어스의 크기가 상대적으로 작게 되면 잡음 신호의 스펙트럼 크기가 그 만큼 증폭하게 되어 오차가 발생하게 된다. 또한 식(24)의 척도가 갖는 바이어스의 크기는 고정되어 있으므로 입력 신호의 스펙트럼 크기가 아주 작은 고주파 영역에서 바이어스의 크기가 효과적으로 잡음 신호의 스펙트럼을 억압할 수 있도록 조절되어야 한다.

식(24)의 척도가 갖는 바이어스의 형태는 그 크기와 형태가 고정된 sine 곡선 형태이므로, 이를 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 형태를 갖고 그 크기는 잡음

신호의 스펙트럼 크기에 따라서 결정되는 바이어스 형태가 되도록 다음과 같이 잡음 대 신호 전력비(NSR)를 이용하여 위너필터를 구성하였다.

$$M_{NSR}(f) = \frac{P_i^*(f)}{|P_i(f)|^2 + \alpha \overline{S_N} W_{NSR}(f)} \quad (25)$$

여기서  $M_{NSR}(f)$ 는 잡음 대 신호 전력비를 척도로 구성한 위너필터이고 파라미터  $\alpha$ 는 위너필터의 척도  $W_{NSR}(f)$ 의 크기를 scaling하는 값이다. 그리고  $\overline{S_N}$ 은 잡음 전력 스펙트럼의 평균값이다. 위너필터를 구성하는 척도인  $W_{NSR}(f)$ 는 다음과 같다.

$$W_{NSR}(f) = \frac{\beta \overline{S_N}}{S_{P_i}(f) + \beta \overline{S_N}} \quad (26)$$

여기서  $S_{P_i}(f)$ 는 추정된 입력 신호의 전력 스펙트럼이고 파라미터  $\beta$ 는 입력 신호의 스펙트럼에 가해지는 바이어스의 형태를 주파수 축에 대하여 좌·우측으로 이동시키는 값이다.

## 2. 잡음 대 신호 전력 스펙트럼

잡음 대 신호 전력비를 이용하여 식(26)의 위너필터 척도를 구성하기 위해서는 신호에 부가된 잡음 신호를 추정하고 이로부터 잡음 신호의 전력 스펙트럼을 추정해야 한다. 우선 이동 평균을 계산하는 디지털 필터를 이용하여 신호에 대한 smoothing을 수행함으로써 잡음 신호를 추정하게 되므로 신호를 샘플링이 수행된 후의 이산화된 수열로써 표기한다.

(1) 잡음 전력 스펙트럼 추정

식(26)과 같이 잡음 대 신호 전력비를 이용하여 위너필터의 척도를 구성하기 위해서는 신호에 부가된 잡음 신호의 전력 스펙트럼을 추정해야 한다. 우선 신호에 부가된 잡음 성분을 추정하기 위하여 이동 평균(MA: Moving Average) 필터  $h_{MA}(n)$ 을 이용해서 잡음이 부가된 신호  $x(n)$ 에 대하여 smoothing을 수행하게 되면, 그 결과의 출력 수열  $y(n)$ 은 잡음이 제거된 신호가 된다.

$$h_{MA}(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \delta(n-k) \quad (27)$$

여기서  $M$ 은 신호  $x(n)$ 에 대하여 평균을 취할 블록 길이를 나타낸다.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h_{MA}(n) x(n-k) \quad (28)$$

잡음이 부가된 신호의 스펙트럼  $X(f)$ 에서 잡음이 제거된 신호의 스펙트럼  $Y(f)$ 를 빼는 스펙트럼 차감법을 이용하여 다음과 같이 잡음 신호의 스펙트럼  $\hat{N}(f)$ 를 추정한다.(Boll, 1979, Sim, 1998)

$$\hat{N}(f) = X(f) - Y(f) \quad (29)$$

마지막으로 잡음 신호의 스펙트럼에 대하여 제곱을 취하고 평균을 취함으로써 다음과 같이 잡음 신호의 평균 전력값  $\overline{S}_N$ 을 추정한다.



$$\bar{S}_N = E\{|\hat{N}(f)|^2\} \quad (30)$$

(2) 입력 신호 전력 스펙트럼 추정

위너필터의 척도인 식(26)에서 입력 신호의 전력 스펙트럼  $S_{P_i}(f)$ 는 바이어스의 형태를 만들기 위한 것으로써 피리오도그램을 smoothing하는 Blackman and Tukey method를 이용하여 추정한다. 이 방법은 전력 스펙트럼을 추정하기 위하여 우선 자기상관 수열에 대하여 창을 씌우고 나서 푸리에 변환을 수행하는 방법이다. 따라서 잡음 신호에 의하여 바이어스의 형태가 급격히 변하는 부분들을 완만한 형태로 만들어 줌으로써, 입력 신호의 전력 스펙트럼을 역으로 취해도 피리오도그램의 급격한 변화에 의한 바이어스의 변화가 줄어들게 된다.(Proakis, 1996) Blackman and Tukey method를 이용하여 추정된 입력 신호의 전력 스펙트럼  $S_{P_i}(f)$ 는 다음과 같이 된다.

$$S_{P_i}(f) = \sum_{m=-(M-1)}^{M-1} P_{\ddot{u}}(m) w_d(m) e^{-j2\pi f m} \quad (31)$$

여기서  $P_{\ddot{u}}(m)$ 는 입력 신호  $P_i(t)$ 를 이산화한 수열  $P_i(n)$ 의 자기상관 수열이고  $w_d(m)$ 은  $|m| \geq M$ 에 대하여 zero가 되는 길이가  $2M-1$ 인 창 함수이다. 식(31)은 다음과 같은 컨벌루션 형태로 쓸 수 있다.

$$S_{P_i}(f) = \int_{-1/2}^{1/2} S_{\ddot{u}}(a) W_d(f-a) da \quad (32)$$

여기서  $S_{ii}(f)$ 는 피리오도그램으로써 입력 신호의 자기상관 수열  $P_{ii}(m)$ 을 푸리에 변환한 것이고  $W_d(f)$ 는 창 함수  $w_d(m)$ 을 푸리에 변환한 것이다. 식(31)로부터 확실히 자기상관 수열에 대하여 창을 씌우는 것은 추정된 피리오도그램을 smooth하게 하고, 주파수 해상도가 떨어지기는 하나 추정시에 분산을 감소시키게 된다. 즉 추정된 입력 신호의 전력 스펙트럼  $S_{P_i}(f)$ 는 잡음 신호에 의한 급격한 변화값이 제거되어 역으로 취해도 바이어스 값이 크게 변하지 않게 된다.

### 3. 동작 특성

잡음 대 신호 전력 스펙트럼 비로 구성된 식(25)의 위너필터는 입력 신호의 스펙트럼  $P_i(f)$ 의 크기가 0인 경우에 발생하는 singularity를 방지하기 위하여 식(26)의 바이어스를 가해 주었다. 식(26)은 항상 0 보다 큰 값으로서 잡음 신호가 존재하지 않는 경우에는 잡음 신호 스펙트럼의 평균 전력값  $\bar{S}_N$  대신에 0 보다 큰 임의의 아주 작은 값  $\epsilon$ 으로 대치한다. 그러나 실제적인 경우에는 잡음 신호가 존재하게 되므로 식(25)의 위너필터로 임펄스 응답을 추정시에 singularity는 발생하지 않게 된다.

식(26)의 파라미터  $\beta$ 값의 변화에 따른  $\alpha \bar{S}_N W_{NSR}(f)$ 의 형태가 Fig. 3에 그려져 있다. 입력 신호의 스펙트럼 크기가 큰 저주파 영역에서는 안정적으로 임펄스 응답을 추정할 수 있으므로 가해지는 바이어스를 작게 하고, 반대로 입력 신호의 스펙트럼 크기가 아주 작은 고주파 영역에서는 디컨벌루션시 발생하는 오차를 억압하기 위하여 가해지는 바이어스를 크게 해 주어야 한다. 따라서 가해지는 바

이어서의 크기를 잡음 신호의 평균 전력 스펙트럼 값에 대한 입력 신호의 전력 스펙트럼 크기로 대치하였다. 다음은 잡음과 입력 신호의 스펙트럼 크기에 따라 가해지는 바이어스의 크기를 나타낸 것이다.

$$S_{P_i}(f) \gg \bar{S}_N \text{ 인 경우 : } \alpha \bar{S}_N W_{NSR}(f) \approx 0 \quad (33)$$

$$S_{P_i}(f) \ll \bar{S}_N \text{ 인 경우 : } \alpha \bar{S}_N W_{NSR}(f) \approx \alpha \bar{S}_N \quad (34)$$

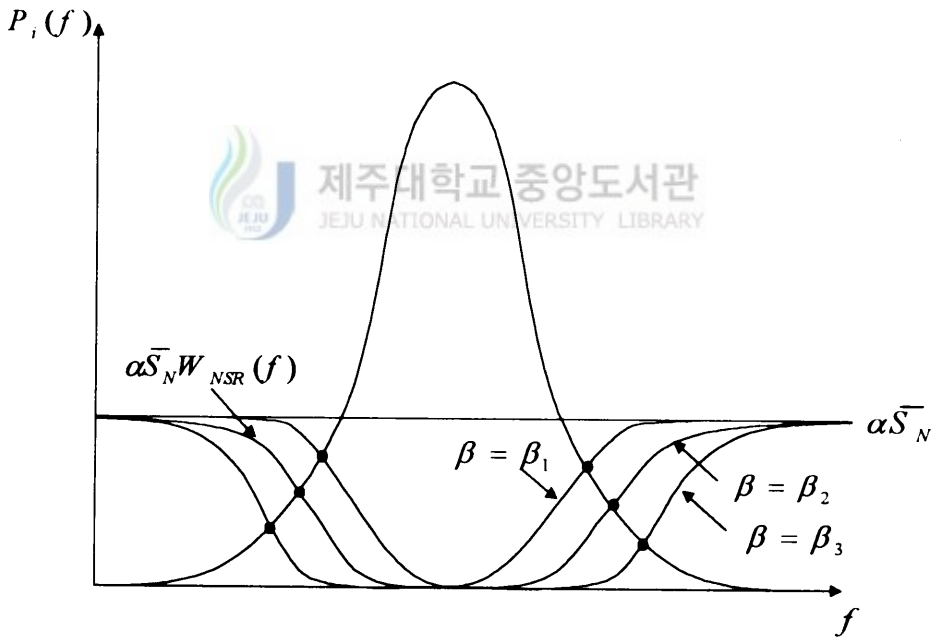


Fig. 3. Bias function at various  $\beta$  ( $\beta_1 > \beta_2 > \beta_3$ )

입력 신호의 스펙트럼 크기에 따라서 바이어스의 크기를 결정함으로써 singularity의 문제점과 부적절한 바이어스에 따른 오차가 최소화된다. 그리고 Fig. 3과 같이 식(26)의 파라미터  $\beta$  값에 따라서 바이어스 함수의 형태를 주파

수 축에 대하여 좌·우측으로 이동시킴으로써 반사신호로부터 임펄스 응답을 추정하는 위너필터의 대역을 조절할 수 있다.

Fig. 4는 식(25)의 파라미터  $\alpha$ 에 따른 바이어스 함수를 나타낸 것이다.

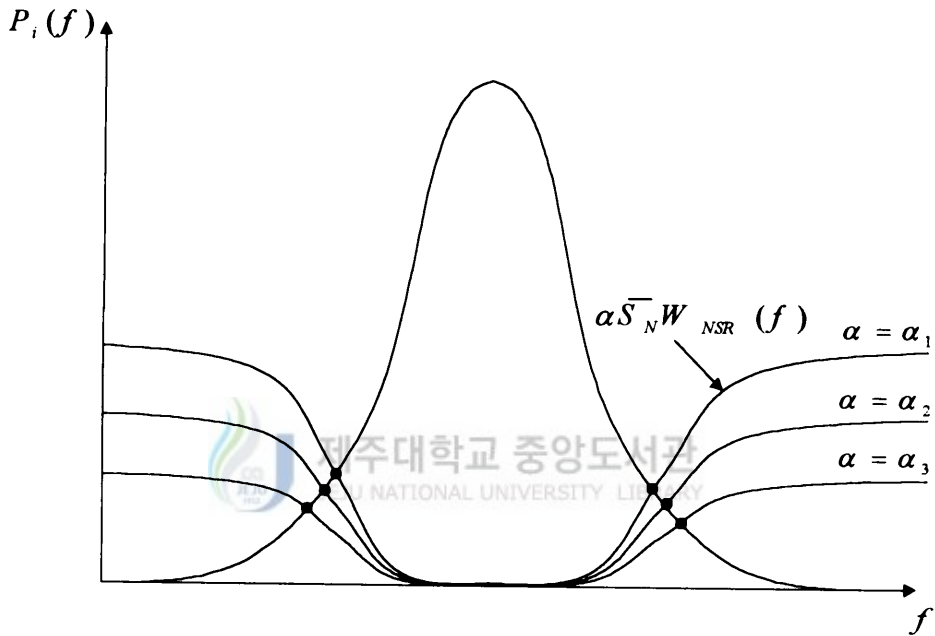


Fig. 4. Bias function at various  $\alpha$  ( $\alpha_1 > \alpha_2 > \alpha_3$ )

파라미터  $\alpha$  값을 이용하여 입력 신호의 스펙트럼 크기가 작은 주파수 영역에서 가해지는 바이어스의 크기를 조절할 수 있다. 즉 입력 신호의 스펙트럼 크기가 작은 주파수 영역에서 임펄스 응답을 추정시에 잡음 신호의 스펙트럼 크기가 상대적으로 커지게 되므로, 이를 억압하기 위한 바이어스의 크기를 다음과 같이 파라미터  $\alpha$  값을 이용하여 조절할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\hat{H}_{NSR}(f) &= P_r(f) M_{NSR}(f) \\
&= \frac{|P_i(f)|^2 H(f)}{|P_i(f)|^2 + \alpha \overline{S}_N W_{NSR}(f)} \\
&\quad + \frac{N(f) P_i^*(f)}{|P_i(f)|^2 + \alpha \overline{S}_N W_{NSR}(f)}
\end{aligned} \tag{35}$$

여기서  $\hat{H}_{NSR}(f)$ 는 잡음 대 신호 전력 비로 구성된 위너필터  $M_{NSR}(f)$ 를 이용하여 추정된 임펄스 응답 스펙트럼이다. 식(35)의 오른쪽 두 번째 항은 잡음 신호에 관한 항으로써 임펄스 응답 추정시에 오차가 발생하는 원인이 된다. 그리고  $\alpha=0$ 인 경우에는 디컨벌루션 기법과 같이  $N(f)/P_i(f)$ 가 되므로, 입력 신호의 스펙트럼이 잡음 신호의 스펙트럼 보다 작게 되면 잡음 신호의 스펙트럼  $N(f)$ 가 상대적으로 커져서 오차가 발생한다. 따라서 잡음 신호에 의한 오차를 줄이기 위하여 파라미터  $\alpha$  값을 잡음 신호의 스펙트럼  $N(f)$  보다 크게 선택함으로써 잡음 신호에 의한 오차 항을 0으로 줄일 수 있다.

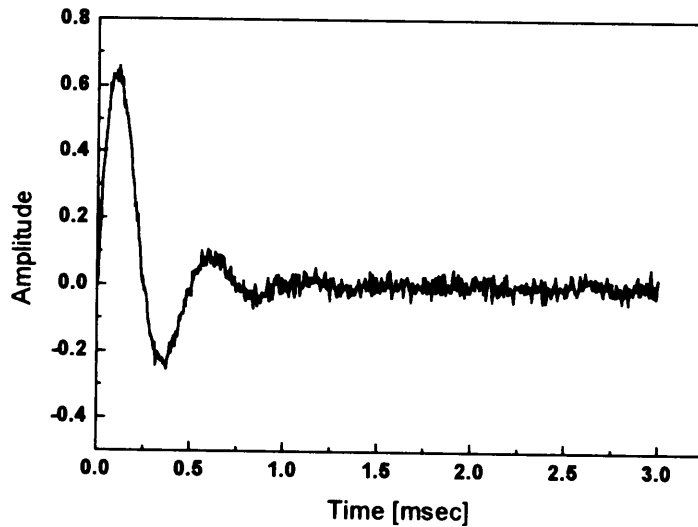
## V. 시뮬레이션

### 1. 시뮬레이션 조건

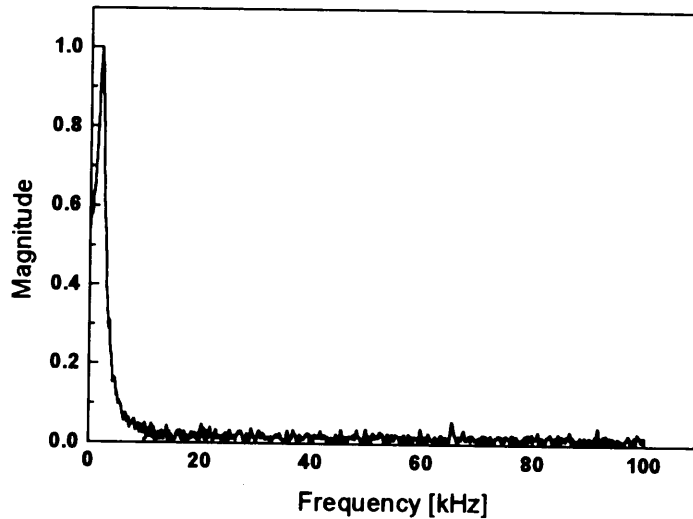
#### (1) 입력 신호

시뮬레이션을 수행하기 위한 입력 신호는 실제 실험에서 사용된 음향 펄스와 비슷한 파형을 선택하였다. 입력 신호의 중심 주파수는 2 kHz 이고 샘플링은 200 kHz로 수행하였다. 신호에 추가된 잡음은 평균이 0이고 분산이 1인 백색 가우시안 잡음이고 신호 대 잡음비는 대략 40 dB 이다.

Fig. 5에 입력 신호와 입력신호의 스펙트럼을 각각 나타내었다.



(a) Time domain



(b) Frequency domain

Fig. 5 Input signal in simulation



(2) 임펄스 응답과 반사 신호

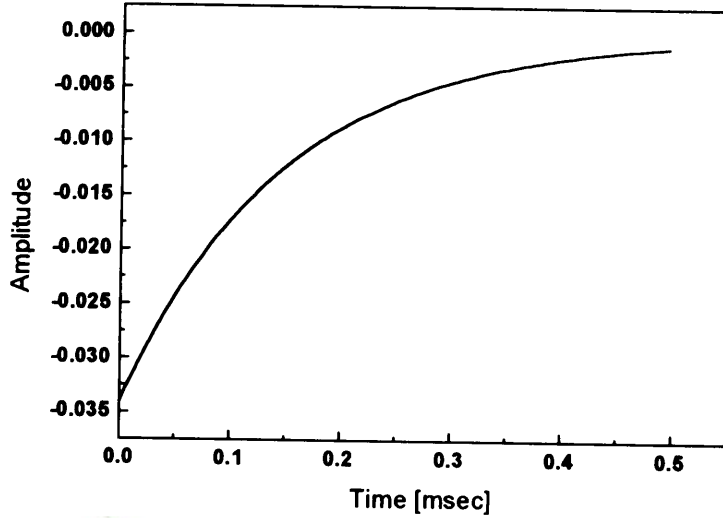
시뮬레이션에 이용된 임펄스 응답은 다음과 같이 선형 cone의 면적  $A_{cone}(x)$ 에 대한 임펄스 응답  $h_{cone}(t)$ 의 함수를 이용하였다.

$$A_{cone}(x) = A_0(1 + \eta x)^2 \quad (36)$$

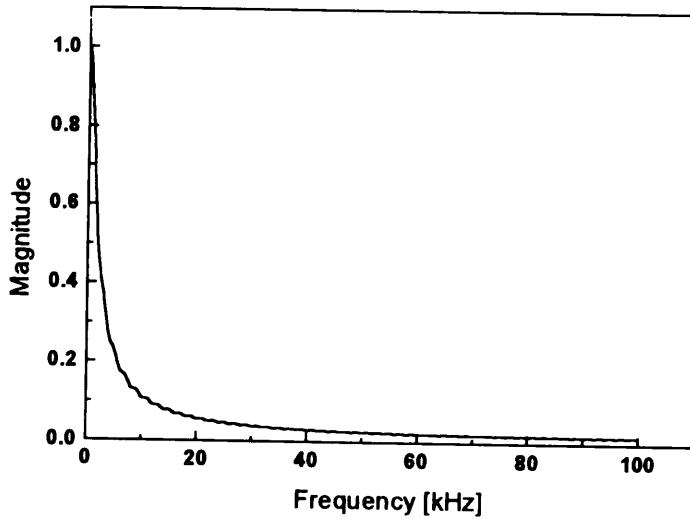
$$h_{cone}(t) = -\eta c e^{-\eta c t} \quad (37)$$

여기서  $A_0$ 는 선형 cone의 초기 면적값으로써  $10 \text{ cm}^2$ 로 두었고  $\eta$ 는 면적 변화의 기울기에 대한 파라미터로써 20으로 두었다. 그리고  $c$ 는 파의 전파 속도로  $340 \text{ m/s}$ 이고  $t$ 와  $x$ 는 각각 시간과 거리를 나타내는 변수이다.

Fig. 6에 식(37)의 임펄스 응답과 스펙트럼을 각각 나타내었고 Fig. 7에 입력 신호와 임펄스 응답으로부터 구한 반사신호와 스펙트럼을 각각 나타내었다.



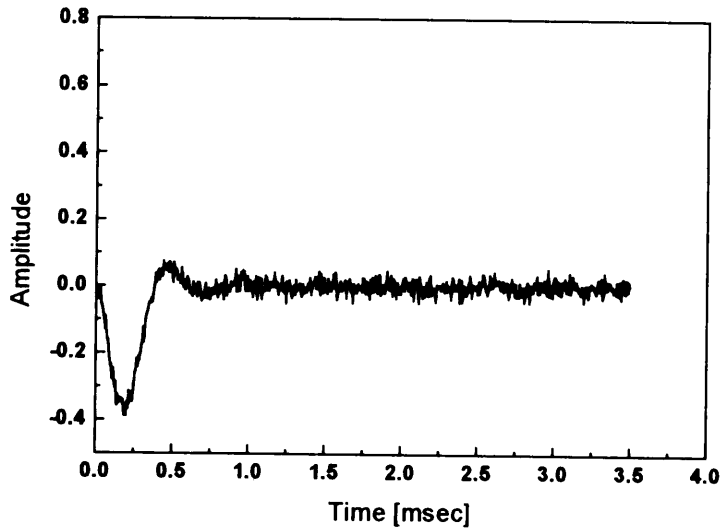
제주대학교 중앙도서관  
 (a) Time domain LIBRARY



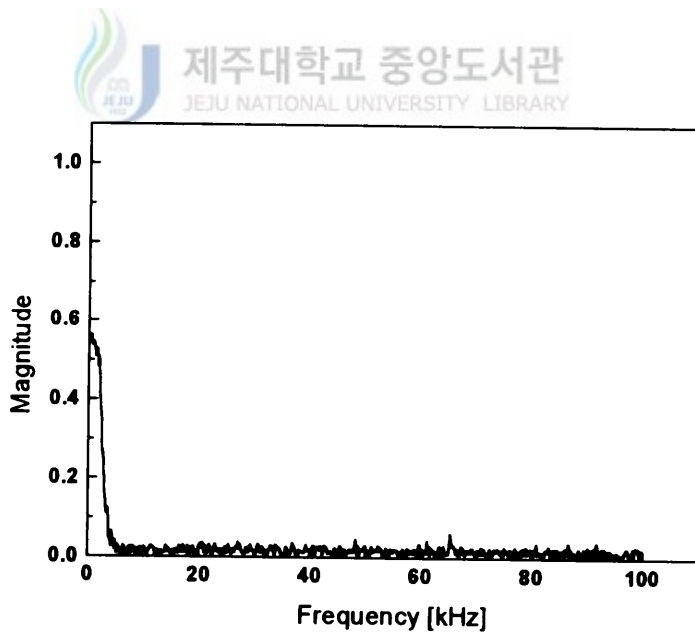
(b) Frequency domain

Fig. 6 Impulse response in simulation





(a) Time domain



(b) Frequency domain

Fig. 7 Reflect Signal in simulation

## 2. 임펄스 응답 추정

잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터를 이용하여 임펄스 응답을 추정하기 위해서는 우선 잡음 전력을 추정해야 한다. 잡음 전력 추정 방법은 다음의 두 단계로 나누어서 수행하였다. 먼저 입력 신호에 대하여 이동평균 필터를 적용함으로써 입력 신호의 smoothing 수행하였다. 다음으로 필터링된 출력 신호와 입력 신호의 스펙트럼을 구한 후에 식(29)의 스펙트럼 차감법과 식(30)을 이용하여 잡음 전력을 추정하였다. 추정된 잡음 전력은  $\bar{S}_N = 5 \times 10^{-4}$  이다.

Fig. 8은 추정된 잡음 전력  $\bar{S}_N$ 을 식(26)에 대입하여 계산한 바이어스 함수  $\alpha \bar{S}_N W_{NSR}(f)$ 의 그래프와 Hunt가 제안한 식(24)의 바이어스 함수를 입력 신호의 전력 스펙트럼과 같이 비교하여 나타낸 것이다. 여기서 파라미터  $\alpha$  값은 150으로 고정하였고 파라미터  $\beta$  값이 0.01, 0.001, 0.0001일 때 각각에 대하여 나타내었다.

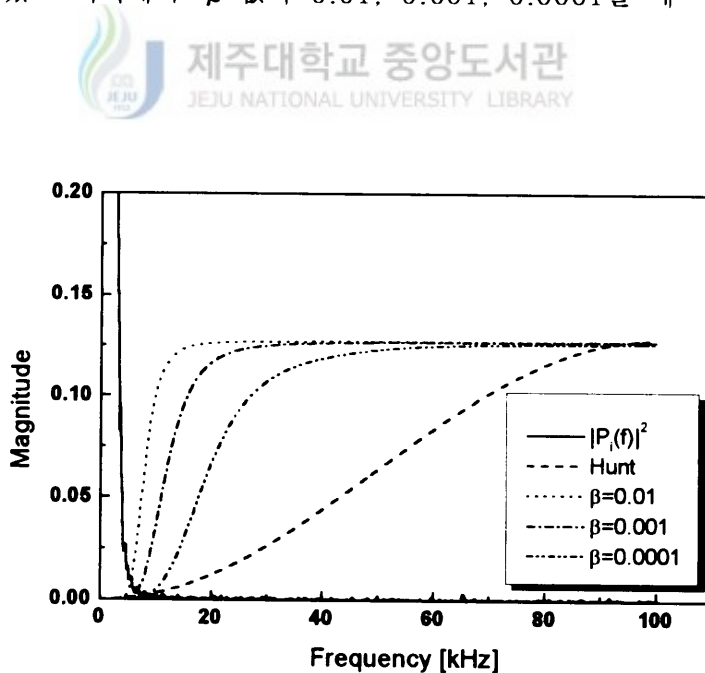


Fig. 8. Bias function  $\alpha \bar{S}_N W_{NSR}(f)$  (various  $\beta$ )

파라미터  $\beta$  값에 따른 바이어스 함수  $\alpha \bar{S}_N W_{NSR}(f)$ 의 그래프 형태는 입력 신호의 전력 스펙트럼  $|P_i(f)|^2$ 의 형태와 반대가 된다. 따라서 입력 신호의 전력 스펙트럼  $|P_i(f)|^2$ 의 크기가 작은 주파수 영역에서 파라미터  $\beta$  값에 따른 바이어스 함수  $\alpha \bar{S}_N W_{NSR}(f)$ 의 그래프는 반대로 급격하게 커짐으로써, 임펄스 응답 추정시에 잡음 신호에 의한 오차를 효과적으로 줄일 수 있다. 그러나 Hunt가 제안한 식(24)의 바이어스 함수는 일정한 형태로 완만하게 증가함으로써, 임펄스 응답 추정시에 잡음 신호를 억제하기 위한 바이어스가 효과적으로 가해지지 않아서 오차가 발생하게 된다. 즉 잡음 대 입력 신호 전력비로 구성된 위너필터는 잡음 신호를 억제하기 위한 바이어스를 잡음 대 입력 신호 전력비로 이용함으로써 잡음에 의한 오차를 최소화하였다. 파라미터  $\beta$  값은 잡음 신호의 크기를 다 포함할 수 있는 최소의 값으로 선택한다. 여기서는 임펄스 응답을 추정함에 있어서 파라미터  $\beta$ 값으로 0.001을 사용하였다.

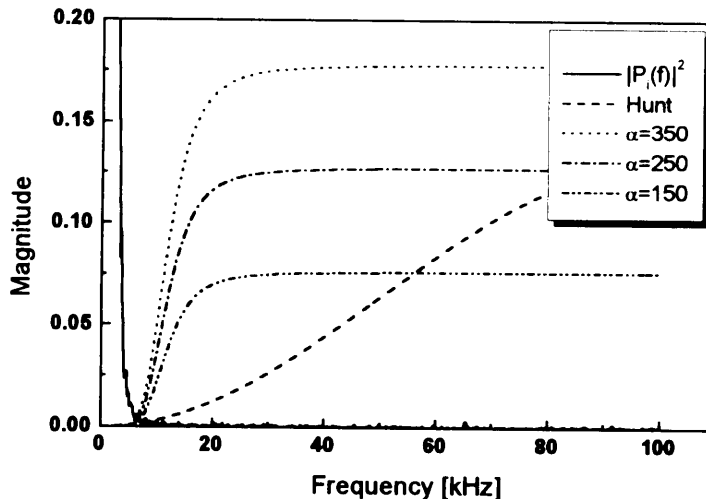


Fig. 9. Bias function  $\alpha \bar{S}_N W_{NSR}(f)$  (various  $\alpha$ )

Fig. 9는  $\alpha \bar{S}_N W_{NSR}(f)$ 의 그래프와 Hunt가 제안한 식(24)의 바이어스 함수를 입력 신호의 전력 스펙트럼과 같이 비교하여 나타낸 것이다. 여기서 파라미터  $\beta$  값은 0.001로 고정하였고 파라미터  $\alpha$  값이 150, 250, 350일 때 각각에 대하여 나타내었다. 파라미터  $\alpha$  값은 입력 신호의 스펙트럼 크기가 작은 고주파 영역에서 잡음 신호를 억제하기 위한 바이어스의 크기를 결정하는 값이다. 파라미터  $\alpha$  값이 작게 되면 식(35)에 나타낸 것처럼 반사 신호로부터 잡음 대 신호 전력 비로 구성된 위너필터로 임펄스 응답을 추정시에 잡음에 의한 오차가 커지게 된다. 따라서 잡음 신호를 충분히 억제할 수 있는 값으로 선택해야 한다. 여기서는 임펄스 응답을 추정함에 있어서 파라미터  $\alpha$  값으로 250을 사용하였다.

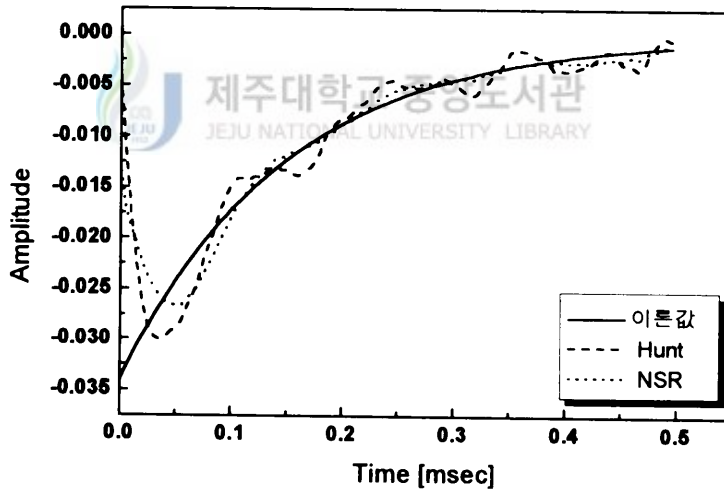
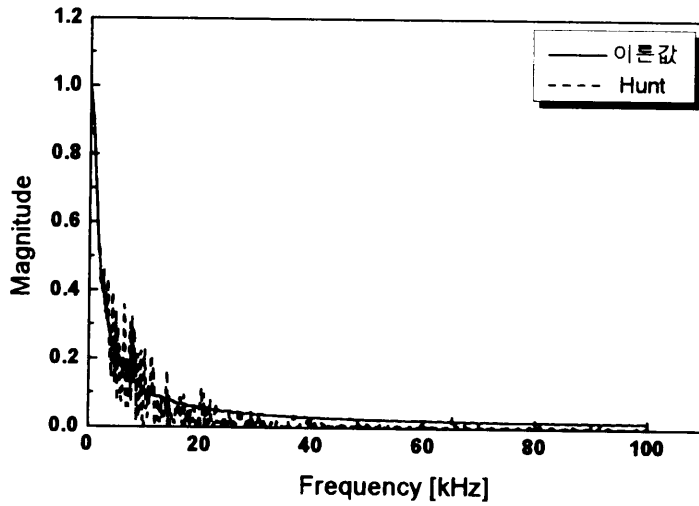
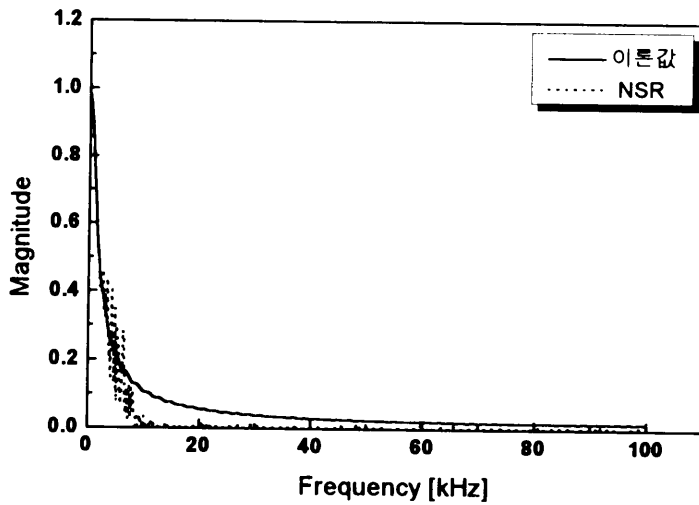


Fig. 10. Estimated impulse response in simulation

Hunt가 제안한 위너필터와 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터로 추정한 임펄스 응답을 Fig. 10에 나타내었다. Hunt의 방법으로 추정한 임펄스 응답은 이론값과 비교하여 oscillation이 존재함을 알 수 있다. 이는 고주파 영역에서의 잡음 신호에 의한 오차에 기인한 것이다.



(a) Estimated by Hunt method



(b) Estimated by NSR method

Fig. 11. Estimated impulse response spectrum in simulation

Hunt가 제안한 위너필터와 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터로 추정된 임펄스 응답의 스펙트럼을 Fig. 11에 나타내었다. Hunt의 방법으로 추정된 임펄스 응답 스펙트럼은 입력 신호의 스펙트럼 크기가 작아지는 주파수 영역에서 일정한 형태의 완만한 바이어스를 가해줌으로써, 상대적으로 잡음 신호를 효과적으로 억압하지 못하여 추정된 임펄스 응답 스펙트럼에 오차가 발생했음을 알 수 있다. 반면에 잡음 대 입력 신호 전력비로 구성된 위너필터로 추정된 임펄스 응답의 스펙트럼은 입력신호의 스펙트럼 크기가 작아지는 주파수 영역에서 오차가 줄어들었다. 이는 입력 신호의 스펙트럼이 작아지는 것에 반하여, 잡음 신호를 억압하기 위한 바이어스는 잡음에 대한 입력 신호의 스펙트럼 크기를 이용하여 증가시킨데 있다. Fig. 11(a)와 (b)에서 보듯이 추정된 임펄스 응답의 스펙트럼은 입력 신호의 스펙트럼 크기가 작아지는 부분에서 많은 차이가 있음을 알 수 있다.

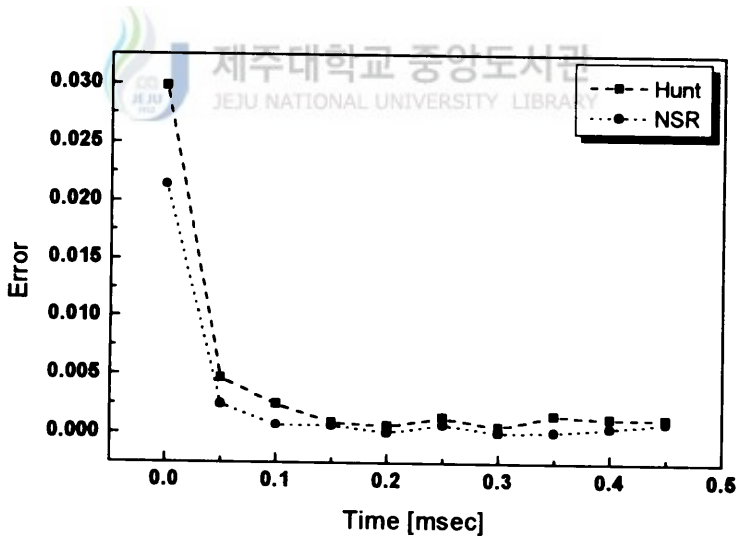


Fig. 12. Absolute error of impulse response

Fig. 12는 Hunt와 NSR 방법에 의해 추정된 임펄스 응답과 이론값과의 절대 오차를 나타낸 그래프이다. 오차 그래프에서 보듯이 NSR 방법에 의해 추정된 임펄스 응답이 이론값과 더 가까움을 알 수 있다.

## VI. 실험

Fig. 13의 오른쪽에 놓여 있는 기기는 음향 펄스 발생기이고 왼쪽에 놓여 있는 기기는 음향 펄스 발생기에 의해 발생한 음향 펄스의 입사파와 반사파를 측정하는 음향 비강 측정기이다.

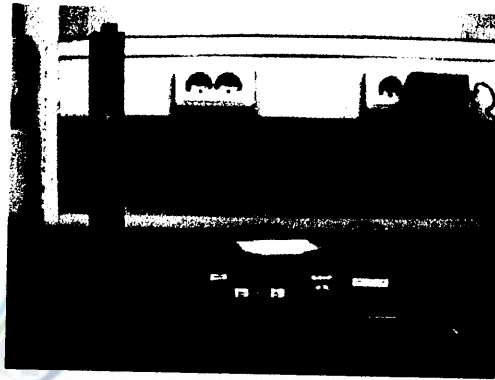
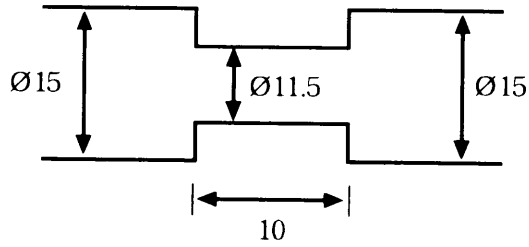


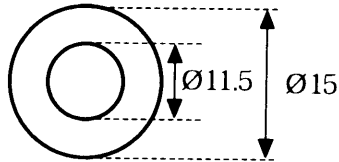
Fig. 13. Acoustic rhinometry and acoustic pulse generator

위 기기들의 동작 원리를 살펴보게 되면 음향 펄스 발생기에 의하여 음향 비강 측정기의 한쪽 끝단에 음향 펄스가 여기되고 이 음향 펄스는 음향 비강 측정기 내부의 마이크로폰에 기록된 후에 반대쪽 끝단으로 진행하게 된다. 그리고 이곳에 연결된 phantom의 면적 변화에 따른 반사파가 다시 돌아오면서 음향 비강 측정기 내부의 마이크로폰에 기록된다.

Fig. 13의 음향 비강 측정기와 음향 펄스 발생기를 사용하여 실험한 원통형 phantom의 구조는 Fig. 14와 같다. Fig. 14(a)는 원통형 phantom의 측면에서 본 단면도이고 Fig. 14(b)는 정면에서 본 단면도를 나타낸 것이다. 원통형 phantom의 앞 부분과 뒷 부분의 직경은 15 mm이고 중간 부분의 직경은 11.5 mm이고 중간 부분의 길이는 10 mm이다.



(a) Side view



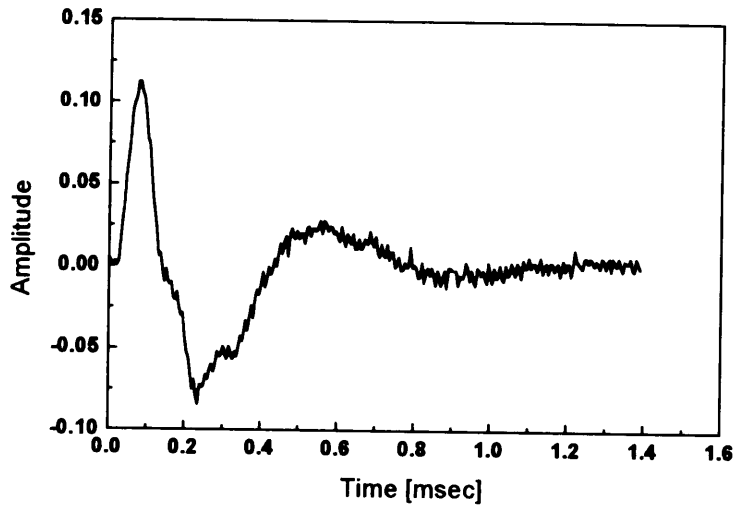
(b) Front view

Fig. 14. Cylinder type phantom [unit:mm]

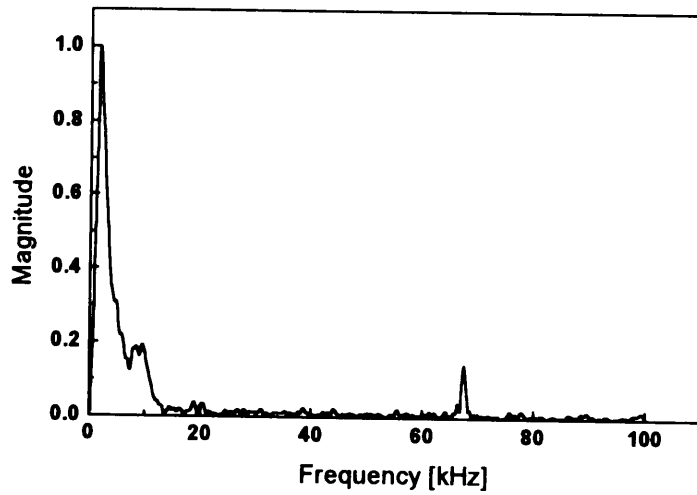
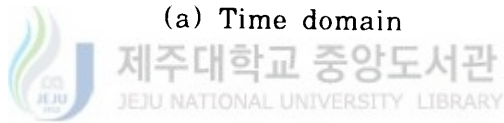
Fig. 13의 음향 비강 측정기를 사용하여 Fig. 14의 원통형 phantom 내부에 입사된 음향 펄스와 phantom의 면적 변화에 따른 반사파를 측정하였고 이를 200 kHz로 샘플링을 수행하여 데이터를 얻었다. 그리고 샘플링을 통하여 얻어진 데이터로부터 수동적으로 입력 신호와 반사 신호 데이터들을 분리하였다.

Fig. 15는 phantom에 입사된 음향 펄스의 입력 신호와 스펙트럼을 나타낸 것이고 Fig. 16은 phantom의 면적 변화에 의해서 발생한 반사 신호와 스펙트럼을 나타낸 것이다.



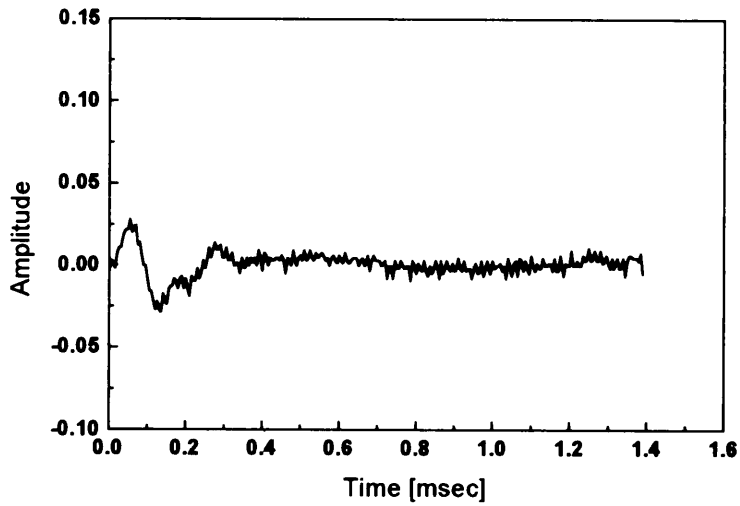


(a) Time domain

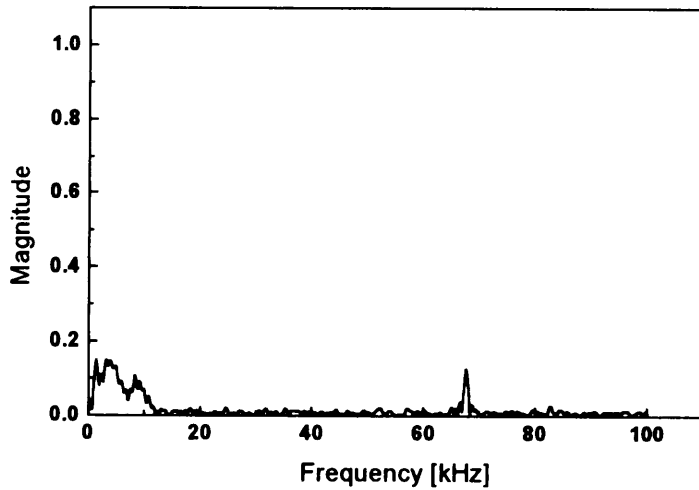
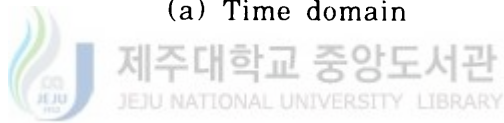


(b) Frequency domain

Fig. 15. Input signal in experiment



(a) Time domain



(b) Frequency domain

Fig. 16. Reflect signal in experiment

잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터를 이용하여 Fig. 15와 Fig. 16의 입력 신호와 반사 신호로부터 임펄스 응답을 추정하기 위해서는 우선 잡음 전력을 추정해야 한다. 위 실험치로부터 추정된 평균 잡음 전력은  $\bar{S}_N = 8.2 \times 10^{-4}$ 이다. 잡음 대 신호 전력비로 구성된 식(25)의 위너필터 파라미터  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 각각 150과 0.01이다.

Fig. 17은 Hunt가 제안한 위너필터로 추정한 임펄스 응답과 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터로 추정한 임펄스 응답을 나타낸 것이다.

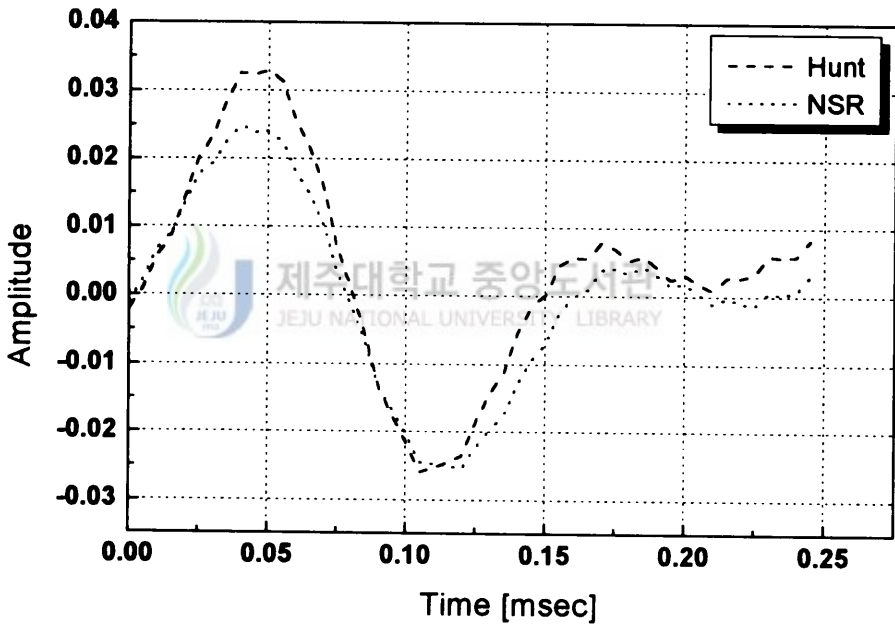


Fig. 17. Estimated impulse response in experiment

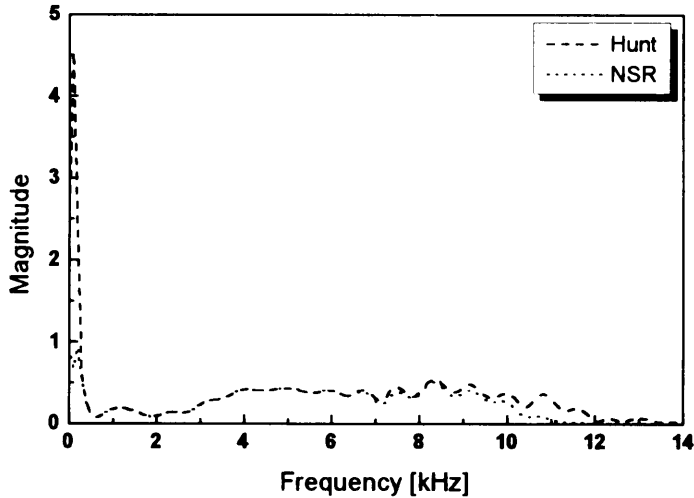
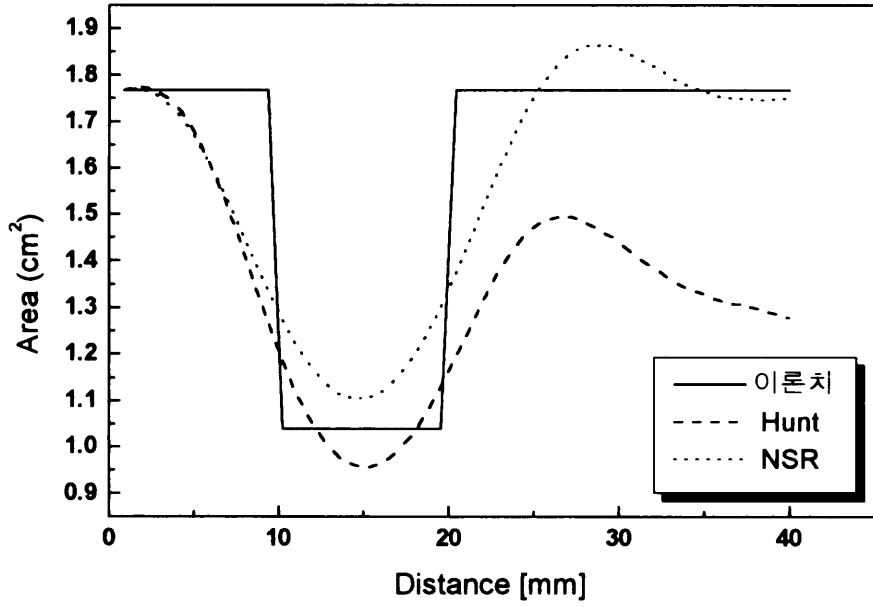


Fig. 18. Estimated impulse response spectrum in experiment

추정된 임펄스 응답의 스펙트럼과 이를 확대한 그래프를 Fig. 18에 나타내었다. 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터로 추정된 임펄스 응답과 Hunt가 제안한 위너필터로 추정된 임펄스 응답의 스펙트럼을 살펴보면, 0 ~ 1 kHz 사이의 주파수 대역에서 서로 상당한 차이가 있음을 알 수 있다. 이는 입력 신호의 스펙트럼이 0 ~ 1 kHz 사이의 주파수 대역에서는 작은 값을 갖는데 반해, Hunt의 방법에서 가해진 바이어스 크기가 작기 때문에 잡음 신호의 크기가 상대적으로 커져서 그 결과 추정된 임펄스 응답의 크기가 커진 것이다. 반면에 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터로 임펄스 응답을 추정한 방법은 바이어스의 크기를 입력 신호의 스펙트럼에 따라 가해줌으로써 잡음의 영향을 제거하였다.

그 결과 각각의 방법으로 추정된 임펄스 응답으로부터 계산한 Fig. 19의 면적을 보게 되면 Hunt의 방법보다 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터를 이용한 방법이 실제 면적에 더 근사함을 확인 할 수 있다.



제주대학교 중앙도서관  
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

Fig. 19. Area

## VII. 결론

비강의 음향학적 구조를 확인하는데 있어서 음향 비강 측정기를 사용하여 비강 내부에 음향 펄스를 입사시키고 비강의 구조에 따른 반사 신호를 측정하게 된다. 그리고 측정된 입력 신호와 반사 신호로부터 임펄스 응답을 추정하게 되고 추정된 임펄스 응답으로부터 W.A. 알고리즘을 이용하여 비강 내부의 면적 변화를 계산하게 된다. 따라서 비강의 구조를 알아내기 위해서는 입력 신호와 반사 신호로부터 정확한 임펄스 응답을 추정하는 방법이 중요하다.

입력 신호와 반사 신호로부터 임펄스 응답을 추정하는 디컨벌루션 방법은 입력 신호의 특성에 따라서 singularity와 잡음에 의한 오차가 발생하게 된다. 비강 구조를 알아내는데 있어서 기존에 이용되고 있는 방법인 Hunt가 제안한 위너필터로 임펄스 응답을 추정하는 방법은 이러한 문제점을 보완한 방법이다. 그러나 임펄스 응답을 추정함에 있어서 이러한 문제점을 보완하기 위해 가해진 바이어스가 입력 신호의 스펙트럼과는 무관하게 일률적인 형태를 취함으로써, 입력 신호의 스펙트럼 대역 부근에서 실제 임펄스 응답과 오차가 발생하였다.

본 논문에서는 이러한 오차를 줄이기 위하여 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터로 임펄스 응답을 추정하는 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 Hunt의 일률적인 바이어스 대신에 잡음의 영향을 억압하기 위하여 입력 신호와 잡음의 특성을 고려하여 바이어스를 가해주었다. 그 결과 Hunt가 제안한 방법은 일률적인 바이어스로 인하여 입력 신호의 대역 부근에서 잡음을 충분히 억압하지 못하여 오차가 발생한 반면에, 잡음 대 신호 전력비로 구성된 위너필터로 추정한 임펄스 응답은 입력 신호에 따른 바이어스를 가해줌으로써 잡음의 영향을 억압하여 오차가 줄어들었음을 시뮬레이션을 통하여 확인할 수 있었다.

실험에서는 음향 펄스를 입사시키고 반사파를 측정하기 위하여 음향 비강 측정기를 사용하였고, 비강 대신에 비강의 면적 변화 특성과 비슷한 원통형 phantom을 이용하였다. 임펄스 응답 추정 결과는 시뮬레이션에서 얻은 결과와 마찬가지로 입력 신호의 대역 부근에서 잡음의 영향이 최소화된 결과를 얻었다. 그 결과 추정

된 임펄스 응답으로부터 계산된 면적 그래프에서 보듯이, Hunt의 방법은 면적 변화의 그래프가 심한 굴곡을 보여줌으로써 면적 변화가 있는 지점을 알아내기가 어려운 반면에 제안한 방법은 면적 변화의 그래프로부터 phantom의 면적 변화가 있는 지점 및 그 변화 정도를 쉽게 알 수 있었다.



## 참고 문헌

- Andrew, C. J., James, P. B., Emil, J. M., Frederic, G. H. Jr. and Stanley, V. D. 1977, Airway geometry by analysis of acoustic pulse response measurements, *J. Appl. Physiol.*, vol. 43, pp. 523-536.
- Aoshima, N., 1981, Computer-generated pulse signal applied for sound measurement, *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 69, pp. 1484-1488.
- Boll, S. F., 1979, Suppression of acoustic noise in speech using spectral subtraction, *IEEE. Trans. Acoust.*, vol. ASSP-27, pp. 113-120.
- Chen, C. T., 1976, On digital wiener filters, *Proc. IEEE*, vol. 64, pp. 1736-1737.
- Douglas, A. C., 1988, *Ultrasonic Bioinstrumentation*, New York, John Wiley & Sons, pp. 21-42.
- Goupillaud, P. L., 1961, An approach to inverse filtering of near-surface layer effects from seismic records, *Geophysics*, vol. 26, no. 6, pp. 754-760.
- Grymer, L. F., Holbert, O., Elbrond, and Pedersen, O. F., 1989, Acoustic rhinometry : evaluation of the nasal cavity with septal deviations, before and after septoplasty, *Laryngoscope*, vol. 99, pp. 1180-1187.
- Hamilton, J. W., R. D. R. McRae, D. E. Phillips, and A. S. Jones, 1995, The accuracy of acoustic rhinometry using a pulse train signal, *Clin. Otolaryngol*, vol. 20, pp. 279-282.



- Hilberg, O., Jackson, A. C., Swift, D. L. and Pedersen, O. F., 1989, Acoustic Rhinometry : evaluation of nasal cavity geometry by acoustic reflection, *J. Appl. Physiol.*, vol. 66, pp. 295-303.
- Hugh, W., 1973, Impulse-response function corresponding to reflection from a region of continuous impedance change, *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 53, no. 5, pp. 1356-1359.
- Hunt, B. R., 1971, Biased estimation for nonparametric identification of linear systems, *Math. Biosci.*, vol. 10, pp. 215-237.
- Proakis, J. G. and Dimitris, G. M., 1996, Digital signal processing, New Jersey, Prentice-Hall, pp. 896-968.
- Roberts, A. P. and M. M. Newmann, 1988, Polynomial approach to wiener filtering, *International Journal of Control*, vol. 47, pp. 681-696
- Sim, B. L., Yit, C. T., Chang, J. S. and Tan, C. T., 1998, A parametric formulation of the generalized spectral subtraction method, *IEEE. Trans. Speech and Audio Processing*, vol. 6, no. 4, pp. 328-337.
- Sondhi, M. M. and B. Gopinath, 1971, Determination of vocal tract shape from impulse response at the lips, *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 49, no. 6, pp. 1867-1873.
- Suzuki, Y., Futoshi, A., Kim, H. Y. and Toshio, S., 1995, An optimum computer-generated pulse signal suitable for the measurement of very long impulse responses, *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 97, no. 2, pp. 1119-1123.
- Tomkinson, A. and Eccles, R., 1996, Comparison of the relative abilities of acoustic rhinometry, rhinomanometry, and the visual

analogue scale in detecting changes in the nasal cavity in a healthy adult population, *American Journal of Rhinology*, vol. 10, pp. 161-165.

- Walden, A. T., 1988, Robust deconvolution by modified wiener filtering, *Geophysics*, vol. 53, no. 2, pp. 186-191.
- Ware, J. A., and K. Aki., 1969, Continuous and discrete inverse scattering problems in a stratified elastic medium. I. Plane waves at normal incidence, *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 45, pp. 911-921.
- Wiener, N., 1950, *Extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series*, New York, The Technology Press and Wiley.



## 감사의 글

지난 2년이란 시간을 되돌아보며...

희망과 기대감을 가득 안고 대학원 생활을 한지도 벌써 2년이란 시간이 흘렀습니다. 그동안 미흡한 저에게 배움의 길을 열어주시고 삶의 진리를 가르쳐 주신 지도교수 이용학 교수님께 진심으로 감사를 드립니다. 그리고 본 논문을 세밀히 검토해 주시고 많은 조언을 해주신 최민주 교수님께도 깊은 감사를 드립니다. 항상 온화한 모습으로 학문의 길을 이끌어 주신 문건 교수님, 조언과 격려로서 아낌없는 관심을 주신 김홍수 교수님과 바쁘신 중에도 선뜻 논문 심사를 맡아주신 임재윤 교수님께도 깊은 감사를 드립니다. 또한 많은 충고와 격려를 해주신 양두영 교수님과 대학원 생활의 깊은 밤을 같이 지새우신 강진식 교수님께도 감사의 말씀을 드립니다.

항상 배움의 길의 한 발 앞서서 이끌어 주신 정동성 선배님과 전영희 선배님께 감사드리며, 2년 동안 학문의 길에 있어서 우정을 잃지 않은 김윤영, 김향진, 김형준, 그리고 뒤에서 든든한 힘이 되어 준 유정 누나와 더불어 연구실 후배 김진경과 종국 형한테 고마운 마음을 전합니다.

그리고 초등학교 시절부터 저의 후원자가 되어주신 교감 선생님 송정순 은사님과 양경하 할머니께도 깊은 감사를 드립니다.

끝으로 어려움 속에서도 오늘이 있기까지 믿음과 사랑을 주신 어머님과 귀여운 조카 현우와 현정이 그리고 묵묵히 곁에서 애써주신 형님과 형수님께 진정으로 감사를 드리며 이 논문이 완성된 기쁨을 나누고 싶습니다.