

工學博士 學位論文

마이크로폰 어레이를 이용한
船舶 汽笛音源 追跡에 관한 研究

A Study on Ship's Whistle Sound Tracking
System Using Microphone Array

指導教授 田 承 桓

2002年 2月

韓國海洋大學校 大學院

海事輸送科學科

文 聲 培

本 論文을 文聲培의 工學博士 學位論文으로 認准함.

主審 芮秉德 印

副審 安榮燮 印

副審 鄭起龍 印

副審 宋在旭 印

副審 田承桓 印

2002年 2月

韓國海洋大學校 大學院

海事輸送科學科

文 聲 培

目次

Abstract	iv
Nomenclature	vii
제 1장 서론	1
1.1 연구배경	1
1.2 연구목적	6
1.3 논문구성	8
제 2장 음파의 성질 및 선박 음향신호장치	10
2.1 음파의 성질	10
2.2 선박 음향신호장치 특성	19
제 3장 상대선박 위치측정	24
3.1 방위 및 거리측정 개요	24
3.1.1 쌍곡선 측정원리	26
3.1.2 삼각함수 측정원리	32
3.2 음파의 도달시간차 계측원리	39
3.2.1 도달시간차 계측개요	39

3.2.2	도달시간차 계측법	41
3.2.2.1	상호상관 분석법	41
3.2.2.2	고속상호상관 분석법	44
3.2.2.3	차분법	45
3.3	상대전박 위치 측정오차	48
3.3.1	도달시간차의 계측오차	48
3.3.2	마이크로폰의 위치오차	50
제 4장	실험장치의 구성	61
4.1	실험장치의 구성개요	61
4.2	실험장치의 구성 및 신호처리	62
4.2.1	신호음 발신부	62
4.2.2	수신부	67
4.2.3	하드웨어 신호처리부	75
4.2.4	소프트웨어 신호처리부	78
4.2.4.1	디지털필터의 개요	80
4.2.4.2	FIR필터의 설계	82
4.2.4.3	IIR필터의 설계	86
4.2.5	연산표시부	93
제 5장	실험방법 및 결과	95

5.1 실험방법	95
5.1.1 마우스피스 실험방법	95
5.1.2 오디오 제너레이터 실험방법	97
5.2 실험결과 및 분석	102
5.2.1 마우스피스 실험결과	102
5.2.2 오디오 제너레이터 실험결과	105
5.2.2.1 방위측정	105
5.2.2.2 거리측정	116
5.2.2.3 근사적 방위결정	122
5.2.2.4 근사적 거리결정	136
 제 6장 결론	 147
 참고문헌	 151
 부록 1	 155
 부록 2	 157
 연구실적	 160

A Study on Ship's Whistle Sound Tracking System Using Microphone Array

Serng-Bae Moon

*Department of Maritime Transportation Science,
Graduate School of Korea Maritime University*

Abstract

Coastal traffic density has increased recently due to an expansion of the international sea trade, a growing of the world economy and an enlargement of the demand to the fishery resource. The steady increase of marine traffic has often resulted in the cause of marine accidents with the exorbitant economic loss and the environmental pollution at the sea. In the last 10 years, the ship's collision has recorded about 21.8% of the total marine accidents. More over the most of these collisions have caused by navigator's negligence of watch keeping during works. In particular, about 25% of the collisions have happened in navigation under the restricted visibility condition like a foggy weather. In the foggy condition, navigator must hear the whistle, bell and/or the siren of lighthouses or ships. The whistle blast is a very important information for

safety sailing. Even though the navigator can get the brief informations like the direction and range of a sound source, it is not enough to make a suitable decision for its relative position. More over the duty officer cannot hear outside sound signal on the vessel which bridge is totally enclosed, this causes a significant problem. Therefore IMO(International Maritime Organization) has adopted the 'Sound Reception System' as new navigation equipment which can receive the whistle sound signal and indicate the approximate direction of incoming signal.

In this study, it is designed to develop a sound source tracking system that is able to measure the range and relative bearing of sound source by utilizing the whistle blast when other vessels are not identified on the radar screen under the foggy weather.

Three microphones receive the whistle sound in the proposed system. When one microphone is installed as a reference, the others have received the sound signal with the arriving time delay due to the distance difference between microphones. It is able to measure the relative position with range and bearing by considering these amount of time delays between microphones and the trigonometric relation of microphones array and source.

This paper focuses on the principal of measuring the time delays and three calculation methods for finding them between three received digital data sequences. These are the cross-correlation analysis, fast cross-correlation analysis and subtracting method. Two algorithms which approximates the sound source's bearing and distance were also suggested, one could be approximated the gradient of hyperbolic asymptote

as a sound source's relative bearing, the other could be approximated under the condition of a long range source relative to the microphones interval as a source's range.

In the system three digital filters were designed to develop the optimal system which could find the time delays between each microphones with high accuracy and applied to the digital signal processing part. These are the non-recursive low pass filter using kaiser window method, recursive inverse chebyshev low pass filter and recursive inverse chebyshev high pass filter.

Several experiments were carried out to verify the effectiveness of the sound tracking system. Two sound sources were selected, one was the metal pipe and the other was the audio generator. And sound source was arranged within the $-90^{\circ} \sim +90^{\circ}$ circle and 2,242cm range randomly.

As a result, we have found that the accuracy of measurements were differentiated by the methods what kind of digital filter were adopted. And we have confirmed the facts that the digital signal processing method using IIR HPF together with FIR LPF was suitable for the positioning of source, where the approximation methods could measure the bearing and distance with higher accuracy than the method using trigonometric relation could do.

We have recognized that sound source tracking system is possible to the sea field with improvement of position error. When source relative bearing was within $-50^{\circ} \sim +50^{\circ}$, the measured bearing was accurate. This system shall be a very helpful to make a safety navigation and reduce the marine accidents.

Nomenclature

A_T	: Absolute temperature	[K]
B_i	: Angle between sound source and baseline at each sensor[deg.]	
C_T	: Celsius temperature	[°C]
$C_{x\hat{x}_j}$: Function of cross correlation	
$C_N(\omega)$: Chebyshev polynomial	
c	: Sound speed	[m/s]
D	: Earshot	[m]
d	: Average number of excited degrees of freedom per molecule	
E	: Expectation or Ensemble average	
F_D	: Discrete fourier transform	
F_D^{-1}	: Inverse discrete fourier transform	
F_s	: Sampling frequency	[Hz]
f_c	: Stopband edge frequency	
G	: Gas constant	[J/(kg · K)]
G_o	: Universal gas constant	[8,314 J/(kg · K)]
H	: Height from water level	[m]
$H(z)$: Transfer function of digital filter	
h	: Fraction of air molecules that are H ₂ O molecules	
$h(k)$: Impulse response coefficient	
$h(n)$: Ideal impulse response of LPF	
I	: Sound intensity	[W/m ²]

I_o	: Reference sound intensity	[W/m ²]
$I_0(\beta)$: Zero-order modified Bessel function of the first kind	
IL	: Sound intensity level	[dB]
IL _{r_i}	: Sound intensity level at the distance of r _i	[dB]
K_i	: Time compression	
L_{ij}	: Interval between M _i and M _j	[m]
M _i	: Microphone sensor	
m	: Average molecular weight	
N	: Newton, Unit of force	[kg · m/s ²]
Np	: Noise pressure level	[dB]
P	: Ambient pressure	[Pa]
Pa	: Pascal, Unit of pressure	[N/m ²]
Ps	: Point sound source	
p	: Sound pressure	[N/m ²]
p_o	: Reference sound pressure	[N/m ²]
R_i	: Distance from sound source to each sensor	[m]
r	: Ratio of specific heats	
r _i	: Distance from point source	[m]
r_{xx_i}	: Coefficient of cross correlation	
r_w	: Ratio of specific heats of wet air	
Sp	: Signal sound pressure level	[dB]
SPL	: Sound pressure level	[dB]

$S_{x_i x_j}$: Coefficient of subtraction	
T	: Observation time	[sec]
Tg	: Target(sound source)	
V_i	: Relative velocity between sound source and sensor array	[m/s]
W	: Watt, Unit of power	[J/s = N · m /s]
$w(n)$: Window function	
z^{-k}	: Delay of sample in z -transform	
ΔIL_p	: Relative difference of sound intensity level	[dB]
ΔR_{ij}	: Difference between R_i and R_j	[m]
ξ_i	: Time delay	[sec]
ϵ	: Passband ripple	
ρ_o	: Density of medium	[kg/m ³]
τ_i	: Propagation time from sound source to each sensor	[sec]
τ_{ij}	: Time delay between two sensors	[sec]
ω_c	: Normalized stopband edge frequency	

제 1장 서론

1.1 연구배경

최근 세계 경제가 지속적으로 성장함에 따라 국가간 무역규모도 커지고 있고, 수산식량에 대한 수요가 증가하고 수산업이 발달함에 따라 해상(海上)에서 활동하는 선박의 척수는 꾸준히 증가하고 있다. 또한, 우리 나라를 포함한 세계 해운 선진국이 자국의 특정 항구를 국제무역 및 해상운송의 거점(據點)으로 발전시키기 위하여, 항만시설을 확충하고 상선대(商船隊)를 유도할 수 있는 다각적인 정책을 모색하고 있기 때문에, 여러 나라의 연안 해상 교통 밀도는 더욱 높아지고 있다. 그러나, 이러한 해상교통의 양적인 증가는 해양사고의 증가 및 해양 환경오염 등 여러 가지 문제도 야기 시키고 있다.

특히, 우리 나라는 삼면이 바다라는 지리학적 여건과 북한과의 정치적 대립으로 인하여 철도나 도로를 이용한 국제무역은 거의 불가능한 상태에 있기 때문에, 대부분의 국제무역을 해상운송에 의존할 수밖에 없다. 또한, 우리 나라는 원자재의 수입과 공산품의 수출형 경제구조를 기반으로 하고 있고, 주요 공업 지역이 임해에 편중되어 있어서 해상운송의 역할은 더욱 커지고 있기 때문에, 안정된 해상운송 수단의 확보와 물류비 절감 등의 차원에서 해운 산업도 외형적인 발전을 이룩하여 세계 8위의 선복량 보유국이 되었다. 그리고, 미래 식량자원인 수산자원에 대한 수요의 증대와 연안어업의 발달, 도서 지역의 개발 및 해상관광 레저산업의 발전은 한국 연안에서의 해상 교통량을 급증하게 하고 있는 것이다.

이러한 해상 교통량 및 해상 교통 밀도의 증가는 직간접적으로 해양사고의 원인이 되고 있으며, 이로 인하여 막대한 경제적 피해와 심각한 해양 환경 오염이 초래되고 있는 실정이다.

Fig.1.1은 최근 10년간 우리 나라에서 발생한 해양사고의 유형별 발생현황^{1),2)}을 나타낸 것으로, 전체적인 해양사고가 꾸준히 증가하고 있음을 알 수 있다. 전체 해양사고 중에서 약 28%를 차지하는 기관손상을 제외한 충돌, 접촉, 좌초 및 침몰의 해양사고 유형(類型)은 약 45%의 사고율을 보이고 있다. 특히, 약 21.8%의 사고율을 기록한 선박간의 충돌사고는 해양사고 유형 중에서 기관손상 다음으로 큰 비중을 차지하고 있다.

Fig.1.2는 선박의 종류에 따른 해양사고의 유형별 발생현황^{1),2)}을 나타내는 것으로서, 해운산업 및 수산업에서 중추적인 역할을 담당하는 화물선(Freighter), 유조선(Tanker) 및 어선(Fishing Boat)이 다른 선박종류에 비해 충돌, 좌초, 침몰 등의 해양사고 발생 건수가 매우 높은 것을 알 수 있다. 그리고, 어선의 경우를 제외한 나머지 각 선박종류별 해양사고 중에서 충돌사고가 가장 큰 발생율을 보이고 있다.

이러한 선박간의 충돌사고는 중대한 해양사고로서, 막대한 경제적 손실과 인명피해를 가져오고 있다. 특히, 유조선의 경우 충돌사고가 발생하면 해상에 유류(油類)를 유출할 가능성이 높기 때문에, 해양 생태계를 파괴하는 등의 심각한 환경오염도 초래하게 된다. 최근에 발생한 선박간의 충돌로 인한 해양 오염 사고의 예로, 1995년 6월 15일 경상남도 거제 앞 바다에서 무중(霧中) 항해중 화물선 ‘안나스피라’(14,900톤)가 ‘폴리데프스키’(14,321톤)와 충돌·침몰하여 선원 26명이 실종되고, 기름유출로 해양을 오염시킨 사고가 있었다. 또한, 1990년 7월 15일 호남정유 인천저유소 앞 바다에서 대한 유조선 소속 ‘코리아 호프’가 같은 회사 소속 ‘코리아 씨니힐’과 충돌하여 병커C 1,500kl를 유출하여 광범위한 해상 오염을 초래하였고, 그 피해요구액이 약 474억원에 달하였다.³⁾

이처럼 선박 충돌 사고와 같은 해난(海難)은 국가적으로도 큰 피해를 초래

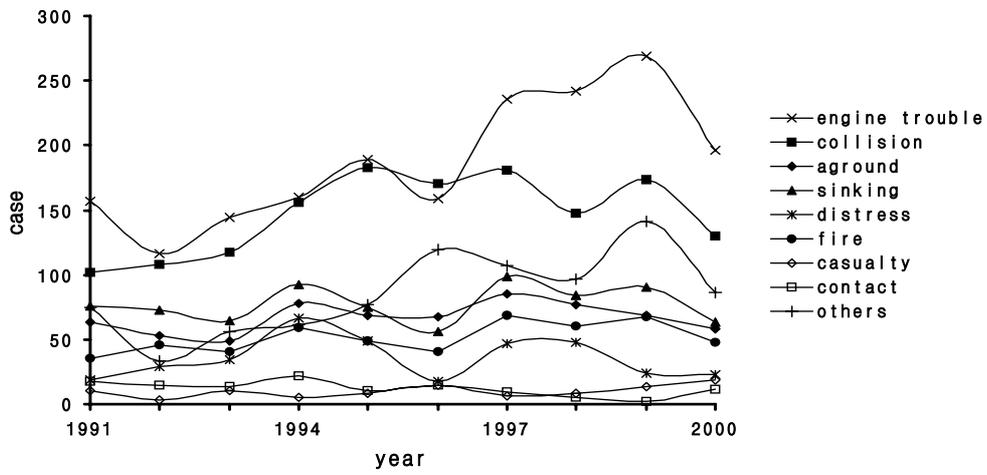


Fig.1.1 Trend of Marine Accidents

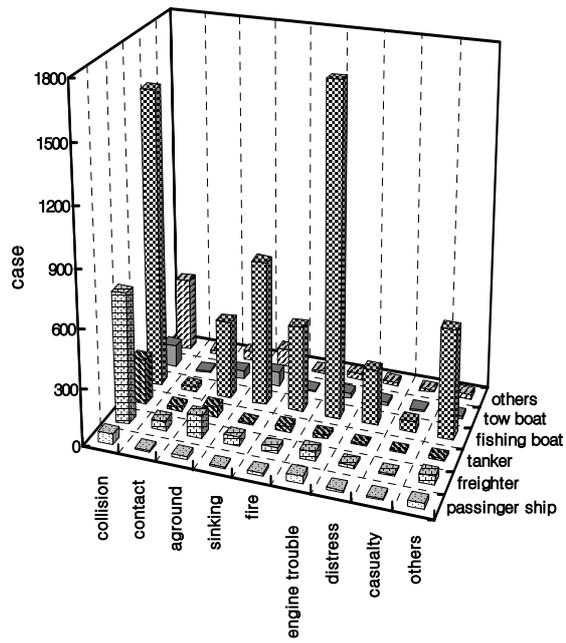


Fig.1.2 Marine Accidents According to Each Ship's Type

하고, 인적·물적 피해뿐만 아니라 해양환경오염은 물론 해양생태계의 파괴와 연안 어민의 생활터전을 송두리째 앗아가는 결과를 초래하는 것으로서, 그 피해는 실로 상상을 초월하는 것이다. 이 때문에, 우리 나라 뿐만 아니라 세계 여러 나라와 IMO(International Maritime Organization : 국제해사기구)는 해양사고를 줄이려는 노력의 일환으로 선원에 대한 교육과 훈련, 항해장비 및 선박운항에 관한 규정을 강화하고 있다. 즉, 최근 선진국의 법률과 국제협약 등에서는 선주 및 해운 회사 경영자에게 “여객, 선원, 선체 및 환경에 대한 위험을 최소화시킬 수 있는 선박의 운항 환경을 창출해 낼 것”을 요구하고 있는 실정이다.⁴⁾ 그리고, 선박안전을 위한 항로배치, 안전수심, 선박 선회장의 크기, 연안항로의 설치 및 VTS System(Vessel Traffic Service System : 선박교통관리 시스템)의 설치와 효율적인 운용에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.⁵⁾⁻⁷⁾

결국, 오늘날 선박에는 안전항해를 도모할 수 있는 최첨단의 항해·통신장비(航海·通信裝備)가 탑재되고 있으며, 새로운 시스템의 개발이 끊임없이 이어지고 있다. 그러나, 최근 5년간 우리 나라 연안에서 발생한 선박간의 충돌사고 중에서 시정(視程)이 좋은 청명(淸明)한 기상조건에서의 충돌사고율은 55.9%이고, 무중과 같이 시정이 제한된 상황에서의 충돌사고율은 20.1%에 달하고 있다. 또한, 이러한 충돌사고의 대부분은 운항과실(運航過失)이 그 원인이며, 운항과실 중에서도 항해자의 경계소홀이 약 46.7%를 차지하고 있다.²⁾ 이것은 항해자가 자선(自船) 주변의 타 선박에 관한 정보수집과 타 선박에게 자선에 관련된 정보의 제공을 소홀히 한다는 것이다. 즉, 항해자가 타 선박의 동향에 관한 정보수집을 모든 가능한 수단을 동원하여 하지 않고 레이더(Radar)와 같은 첨단장비에만 과도하게 의존하거나, 타 선박에게 자선의 존재 유무에 관한 정보의 전달과 자선의 항법에 관련한 의사표현을 충분히 수

행하지 않는다는 것이다. 일반적으로 레이더는 타 선박 및 육지에 관한 정보를 가장 정확하게 항해자에게 제공할 수 있는 장비이다. 그러나, 해상 및 기상조건, 레이더의 성능 및 주변 선박과의 거리 등 여러 가지 요인으로 인하여 정확한 정보의 제공이 어려운 경우도 있다. 특히, 타 선박이 소형일 경우에는 더욱 그러하다. 현재 사용되고 있는 대부분의 레이더는 기상 및 해상조건을 극복할 수 있는 간섭제거 기능(干涉除去機能)을 가지고 있지만, 모든 기상조건에서 간섭파가 제거되는 것은 아니다. 레이더와 같은 첨단장비를 탑재하고 있는 화물선, 유조선의 충돌사고가 계속해서 발생하고 있는 것은 이러한 것을 단적으로 보여주는 것이라 하겠다.

한편, 선박에는 법정 항해장비인 기적장치(汽笛裝置)가 탑재되어 있다. 기적은 해무(海霧) 등으로 인해 시정이 제한되거나 시정이 좋은 상황에서도 자선의 존재 및 의사를 간단하고 명료하게 타 선박에 전달할 수 있는 유효한 장비이다. 그러나, 상대 선박과의 거리, 선박주위의 잡음(雜音), 선박구조(선교의 밀폐상태) 또는 항해자의 신체적 차이 등의 여러 가지 원인으로, 항해자가 타 선박에서 발신되는 기적음을 청취하기에는 많은 어려움이 따르고 있다. 또한, 소형선박일 수록 선교(船橋)와 기관실은 가깝기 때문에, 주기관(主機關) 및 보조기계의 기계음 등 다양한 소음의 영향으로 더욱 그러하다. 특히, 기적음은 청취가 가능하더라도 시계가 제한되고 교통량이 많은 해역이라면, 기적음을 발신한 선박을 일일이 구분하는 것도 간단한 일은 아니다. 그래서, 항해자가 상대선박의 신호음의 존재 유무나 음원의 위치에 관해서는 개략적으로 파악할 수 있어도, 이를 근거로 안전항해를 위한 일련의 의사결정을 하기에는 사실상 어려움이 있고, 해양사고 방지수단의 하나인 기적은 그 효용가치가 떨어지고 있는 것이다. 이것은 기적음 청취를 오로지 인간의 감각기관에만 의존해야 하기 때문이다.

1.2 연구목적

선박 음향신호장치 중의 하나인 기적(Air Whistle or Piston Horn)은 국제법으로 'COLREG(International Regulation for Preventing Collisions at Sea : 국제해상충돌방지규칙)' 제 33조와 국내법으로 '해상교통안전법' 제 40조의 요건에 따라 선박에 강제적으로 탑재되도록 되어 있고, 그 기술적 요건 및 설치 기준 등에 관한 사항은 'COLREG' 부속서 III과 해양수산부고시 제 2000-16호 '선박설비기준' 제 40조에 규정되어 있다. 그리고, '국제충돌방지규칙' 제 34조, 제 35조 및 제 36조와 '해상교통안전법' 제 41조, 제 42조 및 제 43조에 의하면 기적과 같은 음향신호장치를 이용하여 「조종 및 경고신호」와 제한된 시정에 있어서의 음향신호」 및 「주의 환기 신호」를 발신하도록 규정함으로써, 해상에서 선박간의 충돌사고를 미연에 방지하고자 하고 있다.⁸⁾ 그러나, 음향신호의 음달거리(音達距離), 선박의 특성 등의 여러 가지 원인으로 인하여 음향신호를 청취하는데 많은 어려움이 따르고 있다. 특히, 선교가 완전히 폐워된 선박의 경우, 항해자가 주위 선박이 발신하는 음향신호를 청취하기는 거의 불가능한 실정이다.

이에 IMO의 해사안전위원회(Maritime Safety Committee)는 2000년 11월에 제 73차 회의를 개최하였고, 선박자동식별장치(Automatic Identification System : AIS), 전자해도(Electronic Chart Display and Information System : ECDIS), 항해자료기록기(Voyage Data Recorder : VDR) 및 음향수신장치(Sound Reception System)와 같은 새로운 항해장비들이 '해상인명안전협약(International Convention for the Safety of Life at Sea 1974 : SOLAS)' 제 5장에 도입되도록 하는 개정안을 채택하였다.^{9),10)} 여기서, 음향수신장치는 선교가 완전히 폐워된 선박의 경우 선교내부에서 기적 등 타 선박이 발신하는 음향신호의 청취가 어려우므로, 항해자에게 타 선박이 발신하는 음향신호의

존재 유무와 극히 개략적인 발신방향에 관한 정보만을 제공하기 위한 장비이다. 이 음향수신장치에 대한 요건은 ‘IMO Resolution MSC.86(70) Annex I’에 규정되어 있고, 본 논문의 ‘부록 1’에 기술하였다.

따라서, 선박 음향신호장치는 충돌과 같은 해양사고를 예방할 수 있는 중요한 항해장비이기 때문에, 그것에 대한 충분한 활용 및 효용성의 극대화가 절실하게 요구된다고 할 수 있다.

본 연구에서는 모든 선박에 장착되어 있는 기적이 일정한 가청주파수대(可聽周波數帶)에서 발신하는 기적음을 마이크로폰 어레이(Microphone Array)를 통하여 수신하고, 소음(騒音)을 제거하는 등의 일련의 신호처리를 하여 기적음원까지의 거리 및 상대방위를 측정하고, 이를 아날로그 및 디지털로 표시되게 함으로서, 선박 항해자가 주변 선박의 동향을 파악하여 안전항해를 도모할 수 있는 시스템을 구축하고자 한다. 또한, 레이더가 장착되어 있지 않은 소형어선에서는 어로 작업 중 기적음을 울리면서 접근하는 타 선박의 움직임을 파악할 수 있고, 시정이 제한된 해역에서 주위경계가 어려울 때에도 타 선박의 접근을 알려 주는 경보장치로 활용될 수 있어, 가장 많은 해양사고를 유발하는 어선의 충돌, 침몰 및 인명피해를 최소한으로 줄일 수 있을 것이다.

1.3 논문구성

본 논문은 총 6장으로 구성되었고, 제2장 이하의 논문구성은 다음과 같다.

제2장은 음파의 성질과 선박용 음향신호장치의 종류 및 특성에 관하여 기술한 것으로서, 음의 세기를 나타내는 방법, 음달거리와 소음압과의 상관관계에 대하여 설명하였고, 대기온도와 음속이 음달거리에 미치는 영향에 관하여 검토하였다. 그리고, 선박에 탑재되어 있는 음향신호장치의 종류와 특성에 관하여 기술하였고, 선박길이에 따른 기적음의 발신주파수 및 발신음압의 최소 규정과 소음압에 따른 선박 기적음의 가청거리에 대하여 논하였다.

제3장은 하나의 신호음원으로부터 발신된 신호음이 각 마이크로폰에 수신되었을 때, 각 마이크로폰 사이에서 발생하는 신호음의 도달시간차를 이용하여 음원까지의 거리 및 상대방위를 측정하는 원리로서 쌍곡선 측정법과 삼각함수 측정법에 대하여 설명하였다. 그리고, 수신된 신호음 데이터를 이용하여 도달시간차를 검출하는 계측기법으로 상호상관분석법, 고속상호상관분석법 및 차분법에 대하여 기술하였다. 또한, 도달시간차 계측에서 발생하는 오차와 마이크로폰 어레이의 위치오차로 수평적 오차와 수직적 오차로 나누어 그 발생 형태 및 영향에 대하여 논하였고, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 이들 오차의 영향에 관하여 검토하였다.

제4장에서는 본 실험장치의 구성에 대한 것으로서, 본 실험에 이용된 마이크로폰과 신호음의 특성에 관하여 기술하였고, 실제측계인 수신부, H/W 신호처리부, S/W 신호처리부 및 연산표시부의 각 단계에서 신호음이 처리되는 과정에 관하여 설명하였다. 그리고, 고정도 도달시간차 측정과 최적의 신호처리기법의 개발을 위하여 본 연구에서 채택한 디지털 필터의 종류와 각 필터의 특성에 관하여 검토하였다.

제5장에서는 신호음의 도달시간차를 이용하여 음원의 상대위치를 측정하

는 알고리즘과 이 도달시간차를 정확하게 검출할 수 있는 최적의 음원추적 시스템의 개발을 위하여 본 연구에서 수행한 실험방법 및 실험결과에 대해서 논하였다.

제 6장의 결론에서는 본 연구에서 얻어진 결과 및 차후 과제를 제시하였다.

제 2장 음파의 성질 및 선박 음향신호장치

2.1 음파의 성질

일반적으로 음파가 발생하는 원인에는 여러 가지가 있다. 즉, 현악기의 음파는 현의 진동에 의해서 발생하는 것이고, 북은 가죽의 진동에 의한 것이며, 피리나 나팔은 관내 공기의 진동에 의하여 음파가 발생하는 것으로서, 물체가 진동해서 생기는 음파가 제일 많다.¹¹⁾ 결국, 음파는 어떤 원인에 의해서 공기 또는 물과 같은 매질과 분자가 빠르게 진동함으로서 발생한다고 할 수 있다. 그리고, 음파가 대기중에서 전달된다는 것은 음(音)의 발생에 따라 대기압보다 기압(氣壓)이 높아지고 낮아지는 소밀파(疎密波)가 전달되는 것으로, 매질 입자의 파동 상태가 전달되는 것이기 때문에, 파동 에너지가 전달되는 것으로 볼 수 있다. 여기서, 음압(Sound Pressure)은 기압의 변동량을 나타내는 것으로서 단위는 압력의 단위인 파스칼[Pa]이다.

그리고, 잡음이 없는 상태에서 대기중 음의 전달 방향에 수직인 면의 단위 면적을 통과하는 1초당의 에너지 양을 음의 세기(Sound Intensity: I)¹²⁾로 하여 음을 정량적으로 표현할 수 있다. 평면 진행파에서는 음의 세기와 음압의 관계를 식(2.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I = \frac{p^2}{\rho_0 c} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (2.1)$$

단, p 는 음압 [Pa \equiv N/m²], ρ_0 는 매질의 밀도 [kg/m³],

c 는 음속 [m/s]

사람이 음을 듣는 것은 이 에너지의 변화를 감지하는 것이므로, 음의 크기를 평가하는 음압의 수치로는 음세기 레벨(Sound Intensity Level: IL)과 음압 레벨(Sound Pressure Level: SPL)이 있다. 그리고, 음세기 레벨과 음압 레벨은 식(2.2)와 식(2.3)과 같이 나타낼 수 있으며, 단위는 데시벨[dB]이다.

$$IL = 10 \log_{10} \frac{I}{I_0} \quad [\text{dB}] \quad (2.2)$$

단, $I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2$ (1kHz인 음이 가청되는 음의 세기 최소치)

$$SPL = 20 \log_{10} \frac{p}{p_0} \quad [\text{dB}] \quad (2.3)$$

단, $p_0 = 2 \times 10^{-5} \text{ Pa}$ (1kHz인 음이 가청되는 음압의 최소치)

식(2.2)에 식(2.1)을 대입하여 나타내면, IL과 SPL의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} IL &= 10 \log_{10} \frac{I}{I_0} = 10 \log_{10} \frac{p^2 / \rho_0 c}{p_0^2 / \rho_0 c} \\ &= 10 \log_{10} \frac{p^2}{p_0^2} = 20 \log_{10} \frac{p}{p_0} = \text{SPL} \end{aligned} \quad (2.4)$$

따라서, 대기중에서 음압 레벨과 음세기 레벨은 같은 수치로 볼 수 있다.

한편, 어떤 점음원(点音源 : Point Sound Source)으로부터 발신된 음의 음압은 음원으로부터의 거리가 멀어질수록 작아진다. Fig.2.1은 이러한 점음원으로부터의 거리와 음세기 레벨과의 관계¹³⁾를 평면상에 나타낸 것이다.

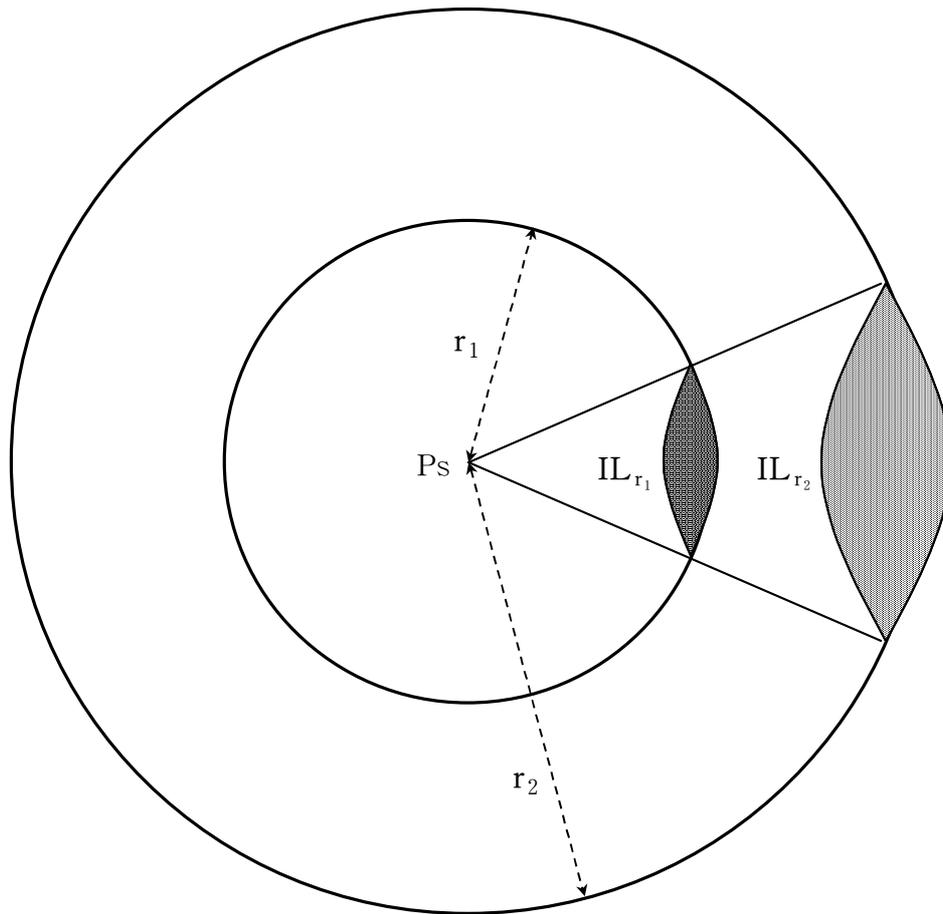


Fig.2.1 Relation between Range and IL

Fig.2.1에서 점음원 Ps로부터 음향이 발신되었을 때, 어떤 시간 t_1 에서 음파원은 음원으로부터 거리가 r_1 이고, t_2 에서는 r_2 이다. 이때 두 구면에서 음향에너지의 양은 같다. 그리고, 두 음세기 레벨을 IL_{r_1} , IL_{r_2} 라고 하였을 때, 음세기 레벨과 거리와의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{IL_{r_1}}{IL_{r_2}} = \frac{r_2^2}{r_1^2} \quad (2.5)$$

r_1 과 r_2 에서 상대적인 음향 레벨의 차는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta IL_p = 10 \log_{10} \frac{IL_{r_1}}{IL_{r_2}} = 10 \log_{10} \frac{r_2^2}{r_1^2} = 20 \log_{10} \frac{r_2}{r_1} \quad (2.6)$$

이 때, r_2 의 거리가 r_1 의 두 배라면, 음세기 레벨의 차는 식(2.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta IL_p = 20 \log_{10} \frac{r_2}{r_1} = 20 \log_{10} \frac{2r_1}{r_1} = 20 \times 0.304 \approx 6\text{dB} \quad (2.7)$$

즉, 식(2.7)은 실외의 대기중에서 음세기 레벨이 음원으로부터의 거리가 2배가 될 때마다 약 6dB씩 감쇠된다는 것을 의미한다. 따라서, 소음압(騒音壓)에 대한 신호음의 가청거리는 다음의 식(2.8)로 구할 수 있다.

$$D \approx 2^{\frac{Sp - Np}{6}} \quad (2.8)$$

단, D 는 가청거리[meters],
 Sp 는 음원의 발신음압[dB],
 Np 는 소음압[dB]

한편, 음파는 진동하는 물체에서 발생하여 전파되는데, 진행방향의 매질 특성에 따라 회절(回折), 굴절(屈折), 반사(反射) 및 흡수(吸收) 등의 현상이 발생된다.¹⁴⁾ 또한, 음속은 음파의 성질, 매질의 탄성 밀도에 따라 달라지며, 이것은 음파의 회절 및 음달거리의 변화와 같은 현상을 초래한다. 일반적으로 이상기체(理想氣體: Ideal Gas)에서의 음속 c 는 식(2.9)와 같다.¹⁵⁾

$$c = (\gamma \cdot P / \rho_o)^{1/2} \text{ [m/s]} \quad (2.9)$$

단, P 는 대기압 [Pa], γ 는 비열비(比熱比),
 ρ_o 는 매질의 밀도 [kg/m^3]

여기서, 대기압 P 는 Boyle의 법칙에 따라 절대온도 A_T [K]와 기체상수 G 에 대하여 식(2.10)과 같은 관계를 가진다.

$$P = \rho_o \cdot G \cdot A_T \text{ [N/m}^2\text{]} \quad (2.10)$$

식(2.10)을 식(2.9)에 대입하여 정리하면, 이상기체에서의 음속은 식(2.11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$c = (\gamma \cdot G \cdot A_T)^{1/2} \text{ [m/s]} \quad (2.11)$$

식(2.11)에서 γ 는 정적비열(定積比熱)에 대한 정압비열(定壓比熱) 즉, 비열비(比熱比)로서, 분자(分子)의 자유도(自由度) d 에 따라서 변하는 값으로, 식(2.12)에 의해 결정할 수 있다.¹⁶⁾

$$\gamma = (d + 2)/d \quad (2.12)$$

그리고, 식(2.11)에서 G 는 기체상수(氣體常數 : Gas Constant)로서, 식(2.13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G = G_0/m \text{ [J/(kg} \cdot \text{K)]} \quad (2.13)$$

단, G_0 는 보편(普遍) 기체상수(8,314 [J/(kg · K)]),

m 은 기체의 분자량(건조공기의 분자량은 29)

여기서, H_2O (자유도는 6, 분자량은 18)의 습기(濕氣)로 인한 대기(大氣)의 비열비와 분자량은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\gamma_w = \frac{7+h}{5+h} \quad (2.14)$$

$$m = 29 - (29 - 18)h \quad (2.15)$$

단, γ_w 는 습한 대기의 비열비, h 는 대기중 H_2O 의 함유비

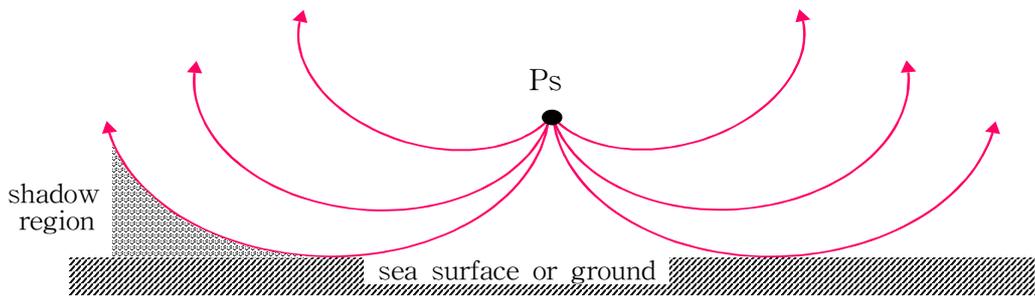
따라서, 식(2.14)와 식(2.15)를 식(2.11)에 대입하여 정리하면, 습도(濕度)에 따른 음속을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 c &= (\gamma_w G A_T)^{1/2} = \left(\frac{7+h}{5+h} \cdot \frac{G_0}{29-11h} A_T \right)^{1/2} \\
 &= \left(\gamma \frac{G_0}{m} A_T \right)^{1/2} \cdot \left(\frac{m}{\gamma} \right)^{1/2} \cdot \left(\frac{7+h}{(5+h)(29-11h)} \right)^{1/2} \quad (2.16) \\
 &= (\gamma G A_T)^{1/2} \cdot (4.5513) \cdot \left(\frac{7+h}{(5+h)(29-11h)} \right)^{1/2} \quad [\text{m/s}]
 \end{aligned}$$

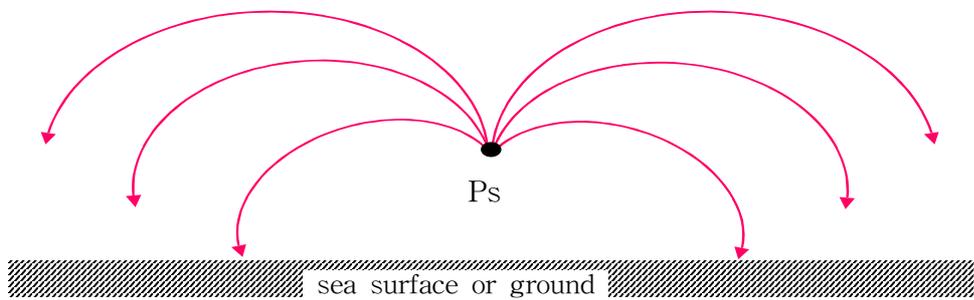
일반적으로, h 는 40℃, 100%의 습도인 공기인 경우 0.07을 초과하지 않기 때문에 대기중의 수증기로 인한 음속의 영향은 1.5% 이하이다.¹⁵⁾ 따라서, 대기중의 음속은 건조공기의 음속으로 간주해도 무방하고, 대기온도에 의해 많은 영향을 받으며, 음속과 대기온도 C_T [℃]의 관계는 다음과 같다.

$$c = 331.5 \sqrt{\frac{273+C_T}{273}} \approx 331.5 + 0.607 \cdot C_T \quad [\text{m/s}] \quad (2.17)$$

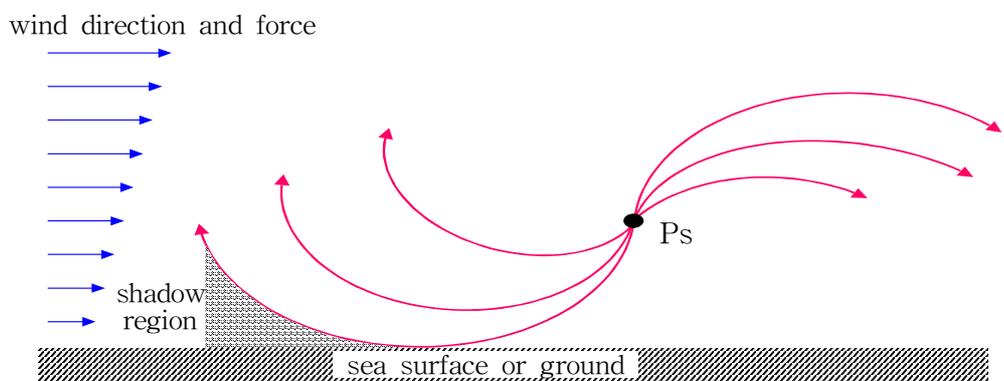
한편, 해상에서 음파가 발생하였을 경우, 그 음파를 들을 수 있는 음달거리(音達距離)에 영향을 미치는 가장 큰 요인은 매질인 공기온도와 바람이라 할 수 있다.¹⁷⁾ Fig.2.2는 대기 온도의 변화와 바람으로 인하여 음선(Sound Ray)이 굴절되는 형태를 나타낸 것이다. 보통의 대기온도 배치에서는 상층온도가 낮고 지표면 또는 해수면에 가까울수록 높은 형태이기 때문에, 음속은 지표면쪽이 크다고 할 수 있다. 따라서, 어떤 점음원으로부터 발생한 음파의 음선은 그림



(a) Upward Bending of Sound Rays with Normal Temperature Gradient



(b) Downward Bending of Sound Rays Owing to Temperature Inversion



(c) Effect of Wind Gradient on Sound Propagation

Fig.2.2 Bending of Sound Rays Owing to Wind and Temperature

의 (a)와 같이 만족하게 되고, 음달거리는 작아지게 된다. 이와 반대로 상층의 온도가 높고 지표 온도가 낮을 경우에는 Fig.2.2의 (b)와 같은 형태로 음선이 만족되기 때문에 음달거리는 커지게 된다. 특히, 해상에서의 경우 주간에는 태양의 복사열에 의하여 해수면과 접하는 공기층의 밀도가 현저하게 균일성을 잃게되므로 음선이 복잡한 굴절을 하게되어 그 음달거리는 대단히 감소하게 된다. 그리고, Fig.2.2의 (c)는 바람으로 인하여 음선이 굴절되는 형태를 나타낸 것이다. 대기중에서 바람은 상층으로 올라갈수록 풍속이 커지는 것이 보통이다. 따라서, 풍향과 음의 전파방향이 서로 반대가 되면 음이 전파되지 않는 음영지역(Shadow Region)이 생기지만 같은 방향일 경우에는 멀리까지 음이 전달된다.¹⁸⁾

2.2 선박 음향신호장치의 특성

일반적으로 선박에는 선박간에 의사를 교환하거나 자선의 위치를 타 선박 등에 제공할 수 있는 여러 가지 장비들이 탑재되어 있다. 그 중에는 대기 중에 음파를 발생시킴으로써 정보를 전달할 수 있는 음향신호장치가 있으며, 이것은 현재 각종 국제협약 등에서 법적 항해장비로서 선박에 설치하도록 규정하고 있다. 이는 다소 근거리에서 있는 타 선박과 간단 명료한 의사소통이 가능할 뿐만 아니라 비상상황에서 사용할 수 있는 유일한 통신수단이기 때문이며, 첨단장비가 탑재된 오늘날의 선박에도 법적으로 설치하도록 하고 있다.

선박에서 사용하는 음향신호장치로는 기적(Whistle), 호종(Bell) 및 동라(Gong)가 있으며, 이들 장치의 설치 위치, 세부사양 및 사용방법 등에 관해서는 해양수산부고시 제2000-16호 '선박설비기준'과 '국제해상충돌예방규칙' 부속서 III에 규정되어 있다. Fig.2.3은 이들 음향신호장치의 종류별 실제 모습을 나타낸 것이다. 먼저, 호종 및 동라는 1m 전방에서 110dB 이상의 음압 레벨을 발신할 수 있어야 하며, 내식성(耐蝕性) 재료로 제작되어야 하고 맑은 음조(音調)를 발신할 수 있어야 한다. 호종 개구부의 직경은, 길이 20m를 넘는 선박의 경우에는 300mm 이상이어야 하고, 길이 12m 이상 20m 미만인 선박의 경우에는 200mm 이상이어야 한다. 그리고, 항상 일정한 힘의 타종을 확보하기 위하여 동력식 타종기구가 바람직하나 수동식 장치도 가능하다. 호종의 경우 타종기구의 질량은 호종의 질량의 3% 이상이어야 한다. 또한, 선박의 길이가 100m 이상인 경우에는 기적과 호종에 부가하여 호종과 혼동되지 않는 음조 및 소리를 가진 동라를 비치하도록 규정하고 있다.^{19),20)}

두 번째로 기적은 다른 음향장치와 달리 무중 항해시 뿐만 아니라 시정이 좋은 기상조건에서도 사용방법이 규정되어 있는 장치로서, 전기를 이용하여 밸브(Valve)를 조작함으로써 공기압축에서 생산된 압축공기로 음향신호를 발



(a) Electro-mechanical Bell



(b) Electro-mechanical Gong



(c) Air Whistle



(d) Piston Horn

Fig.2.3 Ship's Sound Signal Appliances

신하도록 만든 것이다. 그리고, 선박에 탑재되는 기적에는 공기기적(Air Whistle)과 전기기적(Electric Whistle or Piston Horn)이 있다. 먼저, 공기기적은 기관실(機關室)로부터 공급되는 압축공기가 전기적으로 혹은 수동으로 개폐되는 밸브에 의해 본체의 다이어프램(Diaphragm)에 전달되고, 다이어프램을 진동시킨 공기는 나팔을 통해 배출되며, 다이어프램이 진동할 때 소리가 발생한다. 이때에 다이어프램의 물리적 성질, 두께와 외경, 지지점 및 나팔의 길이에 의해서 소리의 주파수와 음압이 결정된다. 두 번째로 전기기적은 전기모터에 의해서 움직이는 피스톤이 공명주파수로 왕복운동을 함으로써, 혼 내부에서 공기의 공명진동을 발생시켜서 소리를 발신하는 장치이다.

선박의 기적으로부터 발신되는 신호음의 음압 및 기본주파수 등에 관한 것은 ‘선박설비기준’ 및 ‘국제충돌예방규칙’에 규정되어 있고, Table 2.1^{19,20)}은 그 규정에서 요구하는 성능요건을 나타낸 것이다.

Table 2.1 Technical Details of Whistle by Regulation

Length of vessel in meters	Limits of fundamental frequency in Hz	1/3rd-octave band level at 1 meter in dB referred to $2 \times 10^{-5} \text{N/m}^2$	Audibility range in nautical miles
200 or more	70 ~ 200	143	2
75 but less than 200	130 ~ 350	138	1.5
20 but less than 75	250 ~ 700	130	1
less than 20	250 ~ 700	120	0.5

선박에 설치하는 기적의 발신음압은 당해 기적으로부터 음이 가장 강한 방향으로 1m되는 위치에서 180Hz 내지 700Hz 사이에 중심주파수를 가지는 1/3옥타브 밴드의 어느 하나로 측정하였을 때, Table 2.1에 주어진 해당 수치 이상이 되도록 확보하여야 한다. 또한, 이 표에서 가청범위는 평균적인 배경 소음 수준을 가진 선박의 청취장소에서 바람이 없을 때, 기적의 앞쪽 축방향에서 90%의 확률로 기적음을 청취할 수 있는 개략적인 거리이다. 여기서, 배경 소음압은 250Hz를 중심으로 한 옥타브 밴드에서 68dB, 500Hz를 중심으로 한 옥타브 밴드에서는 63dB이다.

한편, 사람이 1m 떨어져서 보통 크기의 소리로 말할 때, 상대방 소리의 크기는 대략 60dB이다. 또한, 조용한 실내에서는 40dB, 사무실에서는 50dB, 조용한 거리는 60dB 정도가 소음의 기준이 되고 있다.^{21),22)} Fig.2.4는 선박의 길이별로 규정된 기적의 발신 음압과 배경 소음압에 대한 기적음의 가청거리의 변화를, Fig.2.5는 호종과 정의 발신 음압(110dB)과 소음압에 대한 가청거리의 변화를 그래프로 나타낸 것이다. 발신 음압이 클수록 가청거리는 늘어나고, 같은 발신 음압이라도 소음압이 커질수록 음의 가청범위가 작아지는 것을 보여주고 있다. 즉, 주위에 소음이 클수록 인간이 들을 수 있는 가청거리는 그 만큼 짧아진다는 것을 알 수 있다.

실제로 기적음을 청취할 수 있는 가청범위는 기상조건, 청취장소 주변의 환경 및 청취자의 특성 등에 따라 크게 영향을 받는다. 또한, 선박에서 청취하는 장소에 따라서도 크게 변하는 것으로 알려져 있다.²³⁾ 예를 들면, 선박에서 가장 신호음을 잘 청취할 수 있는 곳은 주기관 등의 기계적 소음이 가장 적은 선수부(船首部)나 가장 높은 콤파스 데크(Compass Deck)이다.

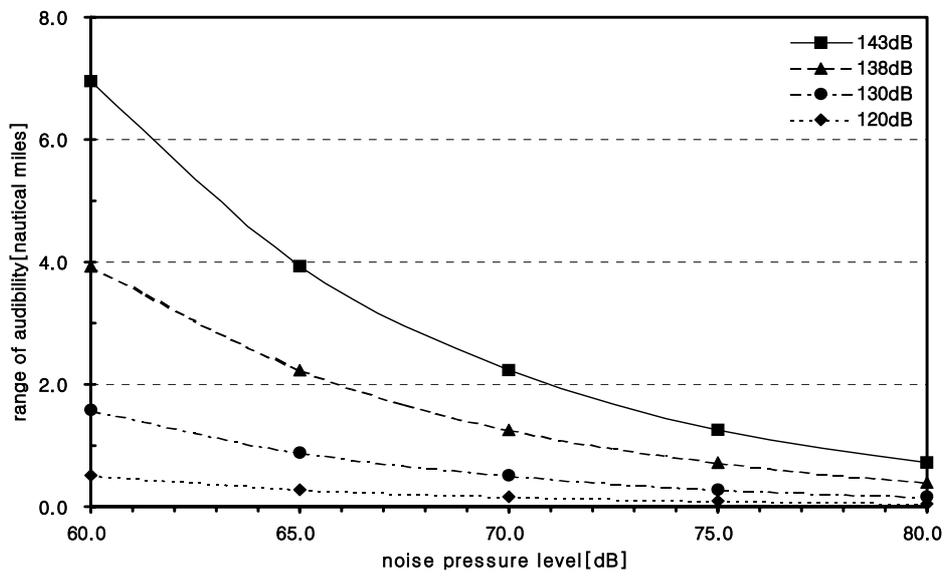


Fig.2.4 Whistle's Range of Audibility According to Noise Pressure Level

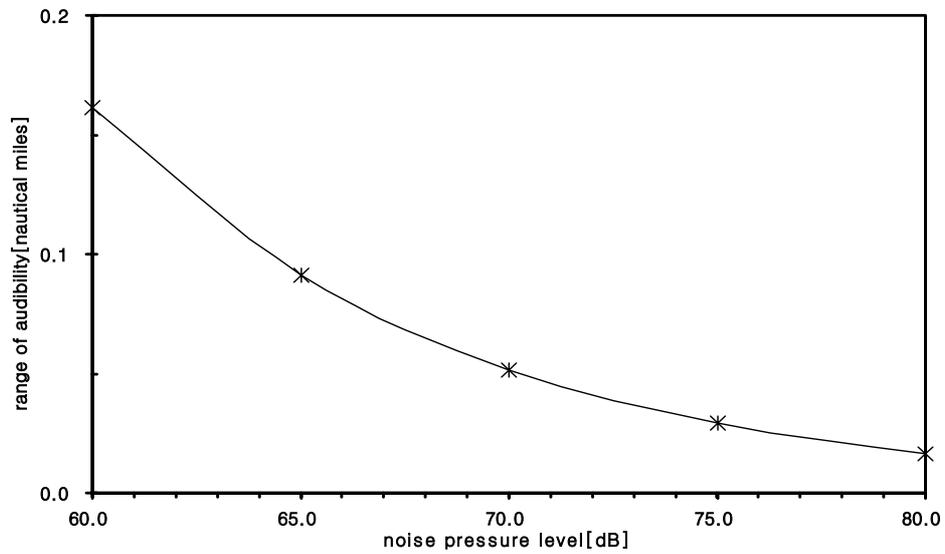


Fig.2.5 Bell and Gong's Range of Audibility According to Noise Pressure Level

제 3장 상대선박 위치측정

3.1 방위 및 거리측정 개요

상대선박이 발신하는 음향신호(기적음)를 어떤 일정한 형태로 배치되어 있는 마이크로폰 어레이를 통하여 수신할 때, 마이크로폰의 위치, 배열 및 간격 등의 제요소에 따라 각 마이크로폰에 수신된 신호음 사이에는 도달시간차(Time Delay)가 발생하게 된다. 이 신호음의 도달시간차를 검출하여, 수신부로부터 음향신호를 발신한 상대선박까지의 거리 및 상대방위를 측정하는 것이 기본적인 알고리즘이다. 또한, 일정한 시간간격을 두고 상대선박의 위치를 측정하여, 음원의 상대운동(이동속력과 이동방향)도 구할 수 있다.

기적의 음향신호를 복수개의 마이크로폰으로 구성된 수신부에서 수신하고, 각 마이크로폰 신호의 도달시간차를 검출하여 음원의 상대위치를 구하는 알고리즘은 다음과 같다.

선박 기적으로부터 발신된 기적음의 음파에너지가 복수개로 구성된 수신부에 수신된다고 하면, 어떤 시간 t 에 i 번째 마이크로폰에 수신되는 신호음 x_i 는 식(3.1)과 같이 나타낼 수 있다.²⁴⁾

$$x_i(t) = s_i[K_i(t + \xi_i)] + n_i(t) \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (3.1)$$

단, $s_i(t)$, $n_i(t)$ 는 마이크로폰에 수신되는 신호음과 외부잡음,

K_i 는 음원과 각 마이크로폰의 상대운동으로 인한 시간압축,

ξ_i 는 도달시간차 [sec]

여기서, 신호음과 잡음은 상관관계(相關關係)가 없고, i 번째 마이크로폰과 음원과의 상대운동 속도가 V_i 라 하면, 시간압축(Time Compression)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.²⁵⁾

$$K_i(t) = 1 + V_i/c \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (3.2)$$

단, c 는 음속[m/s],

V_i 는 음원과 각 마이크로폰의 상대운동 속도[m/s]

음원의 속도는 음속 c 에 비해 매우 작다고 하면, V_i/c 항은 무시할 수 있으므로 식(3.1)은 식(3.3)으로 나타낼 수 있다.

$$x_i(t) = s(t + \xi_i) + n_i(t) \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (3.3)$$

한편, 기적음원으로부터 i 번째 마이크로폰까지의 거리 R_i 는 식(3.4)로 나타낼 수 있다.

$$R_i = c \cdot \tau_i \text{ [m]} \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (3.4)$$

단, τ_i 는 음원으로부터 i 번째 마이크로폰까지 기적음의 전파시간

그리고, 각 마이크로폰 사이의 기적음 도달시간차는 식(3.5)로 나타낼 수 있고, 이 도달시간차를 이용하여 기적음원의 상대위치를 측정하고자 한다.

$$\tau_{ij} = \tau_i - \tau_j = -\tau_{ji} \text{ [sec] } \quad i, j = 1, 2, 3, \dots \quad (3.5)$$

마이크로폰의 수가 많을수록 정확한 위치를 구할 수 있을 것으로 예측되어 지나, 반면 외부 잡음도 마이크로폰의 개수에 비례하여 증가할 수 있기 때문에, 마이크로폰의 개수를 최소한으로 하고자 한다. 먼저, 2개의 마이크로폰만을 이용하는 Bimicrophone System은 방향검출이 가능하나 거리측정은 불가능하며, 3개의 마이크로폰을 이용하는 Trimicrophone System은 방향뿐만 아니라 거리도 측정할 수 있다. 따라서, 본 연구에서는 Trimicrophone System을 기본 모델로 하였고, 방향검출에 대해서는 Bimicrophone System과 측정정도를 비교·분석하였다.

한편, 마이크로폰 사이의 도달시간차를 이용하여 음원의 거리 및 상대방위를 측정할 수 있는 원리로서 쌍곡선 측정원리와 삼각함수 측정원리가 있고, 이들 측정원리는 다음과 같다.

3.1.1 쌍곡선 측정원리

쌍곡선 측정원리는 하나의 기적음원과 3개의 마이크로폰이 평면상에서 이루는 쌍곡선의 관계를 이용한 것으로서, Fig.3.1은 그 관계를 나타낸 것이다.

그림에서 3개의 마이크로폰 M_1 , M_2 및 M_3 가 일직선상에 배열되어 있고, 마이크로폰 M_1 과 M_2 사이의 간격은 L_{12} , M_2 와 M_3 사이의 간격은 L_{23} 이다. 여기서 음원으로부터 발신된 신호음은 각 마이크로폰에 어떤 시간차를 가지고 수신된다고 하였을 때, 이 도달시간차를 거리차(距離差) ΔR 로 환산하면 식(3.6)과 같이 된다.

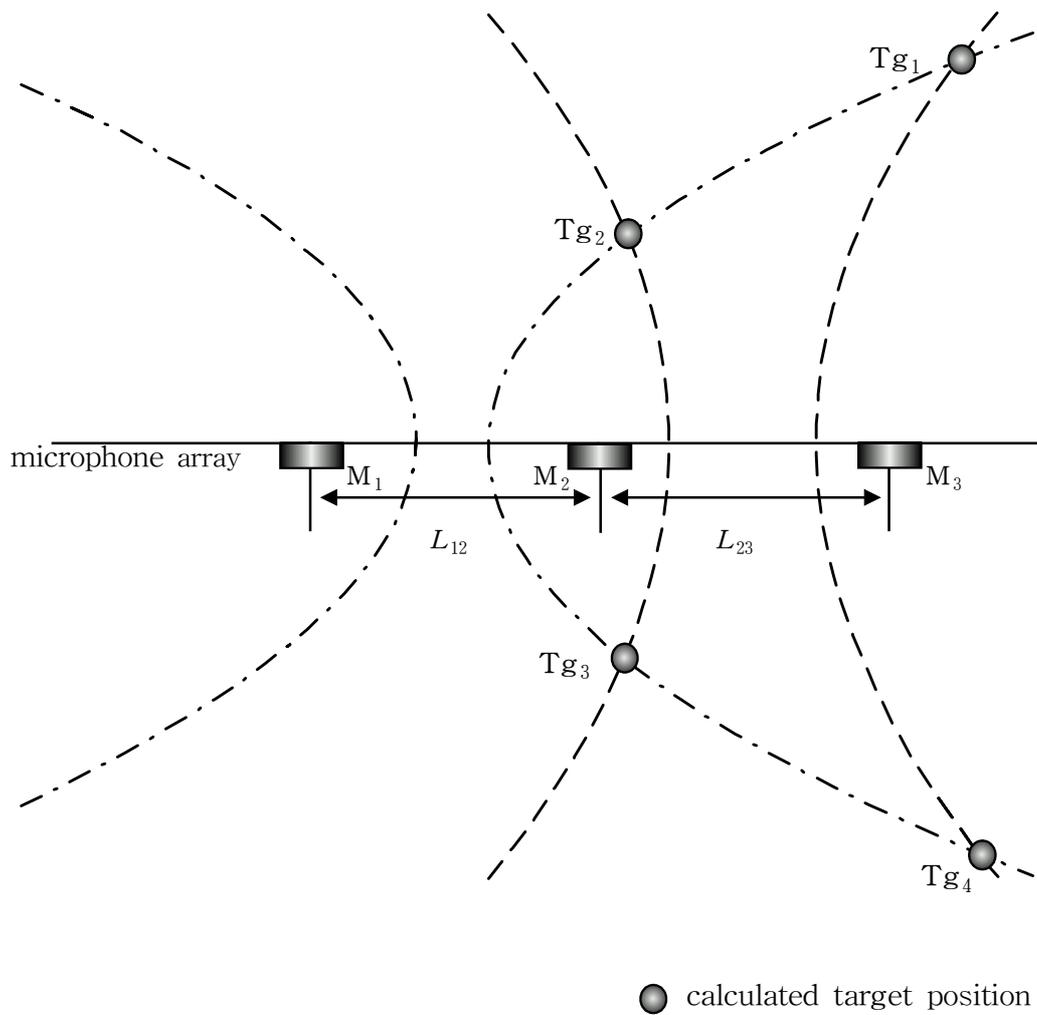


Fig.3.1 Positioning of Target Using Hyperbolas

$$\Delta R_{ij} = c \cdot \tau_{ij} \text{ [m]} \quad i, j = 1, 2, 3 \quad (3.6)$$

단, c 는 음속[m/sec],

τ_{ij} 는 두 마이크로폰 사이의 도달시간차[sec]

따라서, 신호음원은 두 마이크로폰으로부터 거리차가 일정한 궤적(軌跡)의 어느 한 점에 존재하게 된다. 여기서, 이 궤적은 두 마이크로폰을 초점으로 하는 쌍곡선이라 할 수 있으며, 수학적으로 표현할 수 있다. 본 시스템이 가지는 3쌍의 궤적인 쌍곡선들의 교점을 신호음원의 위치로 간주하는 것이 쌍곡선 측정법의 기본적인 원리이다. 이 측정법에서 신호음원까지의 거리 및 상대방위 검출은 쌍곡선의 방정식과 평면좌표계를 이용한다. 그리고, 위치측정의 기준인 M_2 마이크로폰은 연산식을 간단히 하기 위해서 Cartesian좌표계의 원점으로 정하였을 때, 음원과 각 마이크로폰의 위치를 Cartesian좌표계로 표시하면 아래와 같다.

$$Tg \rightarrow (x_s, y_s) \quad M_1 \rightarrow (-L_{12}, 0) \quad M_2 \rightarrow (0, 0) \quad M_3 \rightarrow (L_{23}, 0)$$

따라서, Trimicrophone System에서 구할 수 있는 3쌍의 쌍곡선 방정식은 식(3.7a), 식(3.7b) 및 식(3.7c)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\sqrt{(x_s + L_{12})^2 + y_s^2} \sim \sqrt{x_s^2 + y_s^2} = \Delta R_{12} \quad (3.7a)$$

$$\sqrt{x_s^2 + y_s^2} \sim \sqrt{(x_s - L_{23})^2 + y_s^2} = \Delta R_{23} \quad (3.7b)$$

$$\sqrt{(x_s + L_{12})^2 + y_s^2} \sim \sqrt{(x_s - L_{23})^2 + y_s^2} = \Delta R_{13} \quad (3.7c)$$

그리고, 신호음원의 위치인 쌍곡선의 교점은 두 개의 방정식으로도 결정할 수 있기 때문에, 식(3.7a)와 식(3.7b)를 신호음원 위치검출의 기본 식으로 하였다. 마이크론의 간격은 연산식을 간단히 하기 위하여 $L_{12} = L_{23} = L$ 로 두고, 식(3.7a)와 식(3.7b)의 두 식을 정리하면, 쌍곡선의 교점좌표를 식(3.8a)와 식(3.8b)와 같이 구할 수 있다.

$$x_s = \frac{2\Delta R_{12}^2 \Delta R_{23}^2 - L^2(\Delta R_{12}^2 + \Delta R_{23}^2)}{2L(\Delta R_{12}^2 - \Delta R_{23}^2)} \pm \frac{\sqrt{[L^2(\Delta R_{12}^2 + \Delta R_{23}^2) - \Delta R_{12}^2 \Delta R_{23}^2]^2 - (\Delta R_{12}^2 - \Delta R_{23}^2)^2 (L^4 - \Delta R_{12}^2 \Delta R_{23}^2)}}{2L(\Delta R_{12}^2 - \Delta R_{23}^2)} \quad (3.8a)$$

$$y_s = \pm \frac{\sqrt{(L^2 - \Delta R_{12}^2)[4x_s^2 - 4Lx_s + (L^2 - \Delta R_{12}^2)]}}{2\Delta R_{12}} \quad (3.8b)$$

결국, 식(3.8a)와 식(3.8b)를 이용하여 신호음원까지의 거리 및 상대방위를 식(3.9)와 식(3.10)과 같이 측정할 수 있다.

$$R_2 = (x_s^2 + y_s^2)^{1/2} \quad (3.9)$$

$$B_2 = \tan^{-1}\left(\pm \frac{y_s}{x_s}\right) \quad (3.10)$$

Fig.3.1에서 Tg_1 , Tg_2 , Tg_3 및 Tg_4 는 식(3.8a)와 식(3.8b)의 연산을 통하여 구한 두 쌍곡선방정식의 교점이다. 여기서, Tg_3 와 Tg_4 는 마이크론 어레이

의 후방 교점들로서 관측대역에서 벗어나므로 신호음원의 위치 선정에서 제외하고, Tg_1 과 Tg_2 중에서 음원의 위치는 각 마이크로폰에 수신되는 신호음의 도달순서에 따라서 결정된다. 즉, Tg_1 이 음원의 위치가 되려면 수신음의 도달순서는 M_3, M_2, M_1 이 되고, Tg_2 의 경우는 M_2, M_3, M_1 의 도달순서를 가지게 된다.

한편, 중간 마이크로폰인 M_2 로부터 신호음원까지의 상대방위는 두 개의 마이크로폰 M_1 과 M_3 에 수신된 신호만으로도 측정이 가능하다. 즉, 마이크로폰으로부터 신호음원까지의 거리가 충분히 크다면, 음원의 꺾어진 쌍곡선의 점근선(漸近線, Asymptote)을 음원이 존재하는 위치선(位置線, Line of Position)으로 간주할 수 있고, 이 점근선의 기울기를 상대방위로 결정할 수 있다.

Fig.3.2는 쌍곡선과 점근선의 관계를 평면상에 나타낸 것이다. 그림에서 신호음원으로부터 마이크로폰 M_1 과 M_3 거리의 차이가 ΔR_{13} 라고 하였을 때, 좌표계의 원점으로부터 쌍곡선의 꼭지점까지의 거리는 $\Delta R_{13}/2$ 가 된다.

따라서, 식(3.7c)에서 $L_{12} = L_{23} = L$ 로 두고 정리하면 식(3.11)과 같은 일반식을 구할 수 있다.

$$\frac{4x_s^2}{\Delta R_{13}^2} - \frac{4y_s^2}{4L^2 - \Delta R_{13}^2} = 1.0 \quad (3.11)$$

여기서, 식(3.11)의 일반식에서 우변 항을 0으로 두고 정리하면, 식(3.12)와 같은 쌍곡선의 점근선 방정식을 구할 수 있다.

$$y_s = \pm \sqrt{\frac{4L^2 - \Delta R_{13}^2}{\Delta R_{13}^2}} x_s \quad (3.12)$$

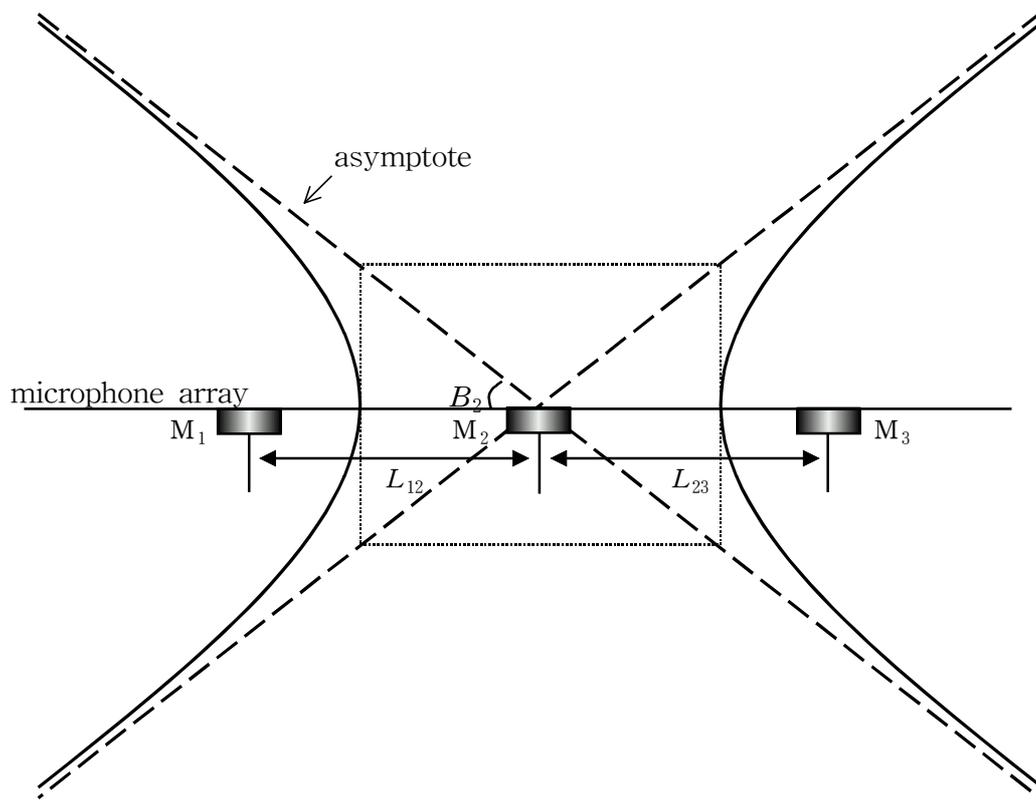


Fig.3.2 Estimation of Target's Relative Bearing Using Hyperbolic Asymptote

결국, 중간 마이크로폰에서 신호음원까지의 상대방위인 점근선의 기울기는 식(3.13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$B_2 = \tan^{-1} \left(\pm \sqrt{\frac{4L^2 - \Delta R_{13}^2}{\Delta R_{13}^2}} \right) \quad (3.13)$$

점근선의 방정식을 이용한 신호음원의 상대방위 결정법은 두 개의 마이크로폰만으로도 측정이 가능하고, 연산식이 간단하다는 장점이 있다. 그러나, 신호음원까지의 거리가 마이크로폰간의 간격에 비해 작으면 측정방위의 오차는 커지는 단점이 있기 때문에, 신호음원까지의 거리가 충분히 클 경우에만 적용이 가능하다.

3.1.2 삼각함수 측정원리

삼각함수 측정원리는, 하나의 신호음원과 3개의 마이크로폰이 평면상에서 이루는 삼각함수의 관계를 이용하여 기적음원의 위치를 측정하는 것으로서, Fig.3.3은 이들 관계를 나타낸 것이다.

그림에서 M_1, M_2, M_3 는 마이크로폰으로서 동일 직선상에 존재한다. 또한, L_{12} 와 L_{23} 는 마이크로폰의 간격이고, R_1, R_2 및 R_3 는 신호음원으로부터 각 마이크로폰까지의 거리이며, B_1, B_2, B_3 는 각 마이크로폰에서 신호음원과 마이크로폰 어레이가 이루는 교각이다. 그리고, B_{12} 와 B_{23} 는 마이크로폰 어레이의 $L_{12}/2$ 와 $L_{23}/2$ 인 지점에서 음원과 이루는 교각이다.

삼각함수 측정법에서도 쌍곡선 측정법과 마찬가지로 M_2 마이크로폰을 기준으로 하여 신호음원까지의 거리 R_2 와 방위 B_2 를 검출하는 것으로 하였다. 마이크로폰 M_2 는 M_1 에 비해 $\overline{E_1M_2}$ 거리만큼, M_3 는 M_2 에 비해 $\overline{E_2M_3}$ 거리

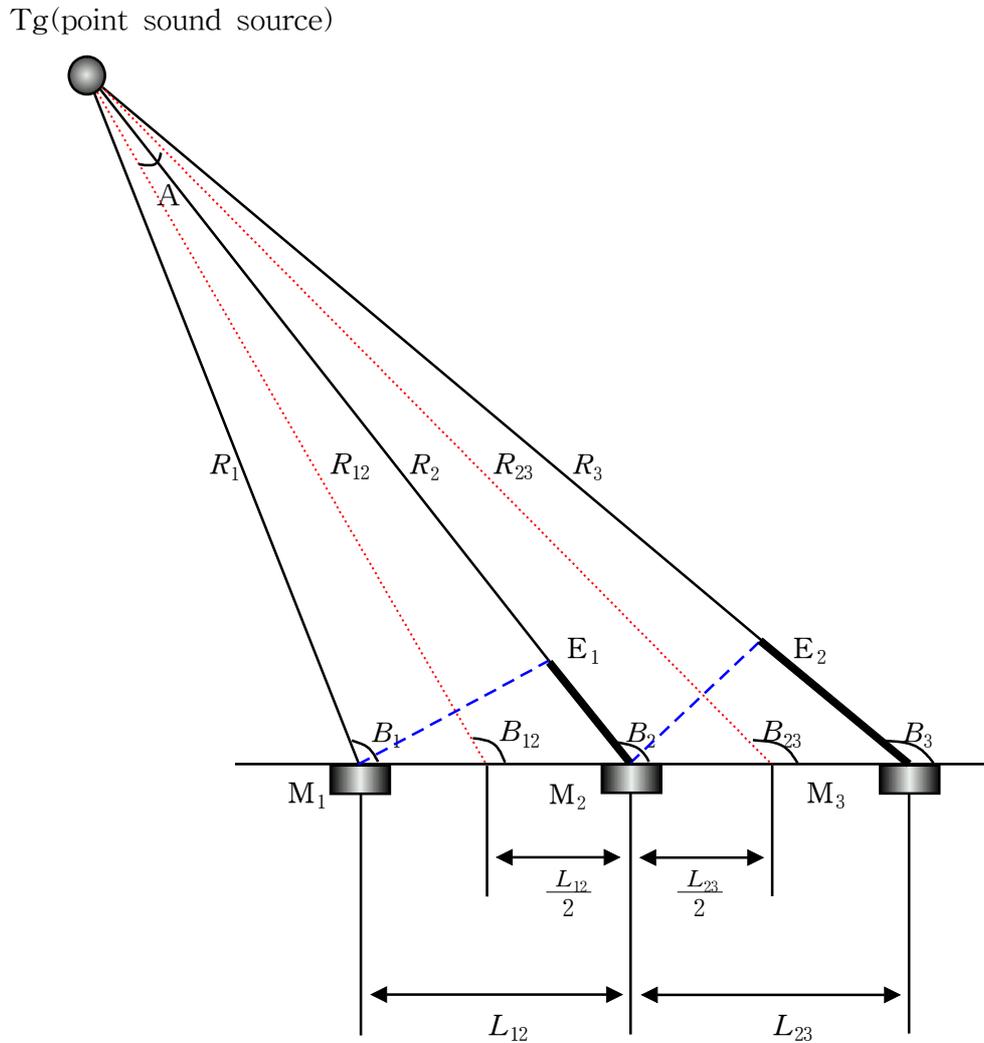


Fig.3.3 Trigonometrical Arrangement of Sensor and Target

만큼 신호음의 도달시간차를 가지게 된다. 따라서, 음원으로부터 각 마이크로폰까지의 거리 관계는 식(3.14a)와 식(3.14b)로 나타낼 수 있다.

$$R_1 = R_2 - c \cdot \tau_{21} \quad (3.14a)$$

$$R_3 = R_2 + c \cdot \tau_{32} \quad (3.14b)$$

단, c 는 음속 [m/s]

그리고, 음원과 마이크로폰들이 이루는 삼각형 $\triangle Tg M_1 M_2$ 와 $\triangle Tg M_2 M_3$ 는 다음과 같은 관계를 가지게 된다.

$$R_1^2 = R_2^2 + L_{12}^2 - 2 \cdot R_2 \cdot L_{12} \cdot \cos(\pi - B_2) \quad (3.15a)$$

$$R_3^2 = R_2^2 + L_{23}^2 - 2 \cdot R_2 \cdot L_{23} \cdot \cos(B_2) \quad (3.15b)$$

여기서, 식(3.14a)를 식(3.15a)에, 식(3.14b)를 식(3.15b)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$2 \cdot R_2 \cdot L_{12} \cdot \cos B_2 = (c \cdot \tau_{21})^2 - 2 \cdot c \cdot \tau_{21} \cdot R_2 - L_{12}^2 \quad (3.16a)$$

$$2 \cdot R_2 \cdot L_{23} \cdot \cos B_2 = L_{23}^2 - 2 \cdot c \cdot \tau_{32} \cdot R_2 - (c \cdot \tau_{32})^2 \quad (3.16b)$$

따라서, 중간 마이크로폰 M_2 로부터 음원까지의 상대방위는 식(3.17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
B_2 &= \cos^{-1} \left[\frac{(c \cdot \tau_{21})^2 - 2 \cdot R_2 \cdot c \cdot \tau_{21} - L_{12}^2}{2 \cdot R_2 \cdot L_{12}} \right] \\
&= \cos^{-1} \left[\frac{L_{23}^2 - 2 \cdot R_2 \cdot c \cdot \tau_{32} - (c \cdot \tau_{32})^2}{2 \cdot R_2 \cdot L_{23}} \right] \tag{3.17}
\end{aligned}$$

한편, 식(3.16a)와 식(3.16b)에서 $\cos B_2$ 를 소거하여 정리하면,

$$R_2 = \frac{L_{12} \left[1 - \left(\frac{c \cdot \tau_{21}}{L_{12}} \right)^2 \right] + L_{23} \left[1 - \left(\frac{c \cdot \tau_{32}}{L_{23}} \right)^2 \right]}{2 \left(\frac{c \cdot \tau_{32}}{L_{23}} - \frac{c \cdot \tau_{21}}{L_{12}} \right)} \tag{3.18}$$

가 되고, 연산식을 간단히 하기 위해서 마이크로폰의 간격을 $L_{12} = L_{23} = L$ 로 하면, 식(3.17)과 식(3.18)는 식(3.19)와 식(3.20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
B_2 &= \cos^{-1} \left[\frac{(c \cdot \tau_{21})^2 - 2 \cdot R_2 \cdot c \cdot \tau_{21} - L^2}{2 \cdot R_2 \cdot L} \right] \\
&= \cos^{-1} \left[\frac{L^2 - 2 \cdot R_2 \cdot c \cdot \tau_{32} - (c \cdot \tau_{32})^2}{2 \cdot R_2 \cdot L} \right] \tag{3.19}
\end{aligned}$$

$$R_2 = \frac{2L^2 - (c \cdot \tau_{21})^2 - (c \cdot \tau_{32})^2}{2(c \cdot \tau_{32} - c \cdot \tau_{21})} \tag{3.20}$$

식(3.19)과 식(3.20)에서 알 수 있듯이, 마이크로폰간의 간격 L 과 음속 c 의 값은 미리 알 수 있으므로, 각 마이크로폰 사이의 도달시간차를 계측함으

로써 마이크로폰 M_2 를 기준으로 한 음원까지의 거리 R_2 와 상대방위 B_2 를 구할 수 있다.

한편, 신호음의 수신부인 마이크로폰 어레이로부터 신호음원까지의 거리가 마이크로폰 사이의 간격 L_{12} 와 L_{23} 에 비해서 상당히 멀다고 하면, 식(3.21a)와 식(3.21b)의 관계 성립할 수 있고, 선분 $\overline{M_1E_1}$ 과 $\overline{E_1M_2}$, $\overline{M_2E_2}$ 와 $\overline{E_2M_3}$ 가 거의 직교한다고 할 수 있다.²⁶⁾

$$\angle(\pi - B_{12}) \simeq \angle(\pi - B_2) \quad (3.21a)$$

$$\angle(\pi - B_2) \simeq \angle(\pi - B_{23}) \quad (3.21b)$$

이러한 가정 하에 거리 식(3.18)의 R_2 는 다음과 같이 전개될 수 있다.

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{L_{12}[1 - \cos^2(\pi - B_2)] + L_{23}[1 - \cos^2(\pi + B_2 - 2B_{23})]}{2[\cos(\pi + B_2 - 2B_{23}) - \cos(\pi - B_2)]} \\ &= \frac{L_{12}[1 - \cos^2(\pi - B_{12})] + L_{23}[1 - \cos^2(\pi - B_{23})]}{2[\cos(\pi - B_{23}) - \cos(\pi - B_{12})]} \\ &= \frac{L_{12}[\sin^2(\pi - B_{12})] + L_{23}[\sin^2(\pi - B_{23})]}{2[\cos(\pi - B_{23}) - \cos(\pi - B_{12})]} \\ &= \frac{L_{12}[\sin^2 B_{12}] + L_{23}[\sin^2 B_{23}]}{2[-\cos B_{23} + \cos B_{12}]} \\ &= \frac{\frac{L_{12}}{2} \sin^2 B_{12} + \frac{L_{23}}{2} \sin^2 B_{23}}{\cos B_{12} - \cos B_{23}} \quad (3.22) \end{aligned}$$

또한, Fig.3.3에서 A 는 R_{12} 와 R_{23} 가 신호음원에서 이루는 협각이라고 하였을 때, $A = B_{23} - B_{12}$ 의 관계가 성립되고 식(3.23)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\cos B_{23} = \cos(A + B_{12}) = \cos A \cos B_{12} - \sin A \sin B_{12} \quad (3.23)$$

신호음원으로부터 거리가 멀다면 $\cos A \simeq 1$ 의 관계가 성립되기 때문에, 식(3.23)은 식(3.24) 및 식(3.25)와 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \cos B_{23} &\simeq 1 \cdot \cos B_{12} - \sin A \sin B_{12} \\ &\simeq \cos B_{12} - \sin A \sin B_{12} \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} \sin A \sin B_{12} &\simeq \cos B_{12} - \cos B_{23} \\ &\simeq -2 \sin \frac{B_{12} + B_{23}}{2} \sin \frac{B_{12} - B_{23}}{2} \\ &\simeq 2 \sin \frac{2B_{12} + A}{2} \sin \frac{A}{2} \\ &\simeq \sin B_2 \sin A \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\text{단, } B_2 = \frac{2B_{12} + A}{2}$$

따라서, $\sin B_{12} \simeq \sin B_2$ 의 관계가 성립된다. 그리고, 위와 같은 방법으로 식(3.26)를 정리하면 $\sin B_{23} \simeq \sin B_2$ 가 성립되고, 식(3.27)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\cos B_{12} = \cos(B_{23} - A) \quad (3.26)$$

$$\sin B_{32} \simeq \sin B_2 \simeq \sin B_{21} \quad (3.27)$$

그러므로, 식(3.22)는 다음과 같이 간략하게 나타낼 수 있다.

$$R_2 \simeq \frac{\frac{L_{12} + L_{23}}{2} \sin B_2}{\sin(B_{32} - B_{21})} \quad (3.28)$$

그러나, 삼각함수 측정원리에서는 B_{12} 와 B_{23} 를 연산할 수 없기 때문에, 식(3.28)을 이용하여 신호음원까지의 거리를 근사적으로 계산하기 위해서는 쌍곡선 측정원리의 점근선 기울기를 이용한 방위 측정식인 식(3.13)을 혼용하여야 하는 단점이 있다.

지금까지 각 마이크로폰 사이의 도달시간차를 이용하여 음원의 위치를 결정하는 원리로서, 쌍곡선 측정원리와 삼각함수 측정원리에 대하여 검토하였다. 이 두 원리는 음원의 위치측정을 위한 것이라는 점에서는 같다. 쌍곡선 측정원리는 연산식이 복잡하다는 단점이 있지만, 두 개의 마이크로폰만으로도 방위 측정이 가능하고, 마이크로폰의 배치구조가 일직선이 아닐지라도 적용이 가능하다는 장점이 있다. 한편, 삼각함수 측정원리는 상대방위를 연산하기 위해서 신호음원까지의 거리를 먼저 연산해야 하고, 두 개의 마이크로폰으로는 방위측정도 되지 않는다는 단점이 있으나, 연산식이 간단하다는 장점이 있다. 따라서, 본 계측시스템에서는 삼각함수 측정원리를 신호음원 위치측정의 기본 원리로 하였다.

3.2 음파의 도달시간차 계측원리

3.2.1 도달시간차 계측개요

선박의 기적과 같은 신호음원으로부터 발신된 음향신호를 어떤 간격으로 배치된 복수개의 마이크로폰에 수신되면, 발신부와 수신부의 동특성, 거리 및 상대방향과 같은 정보를 규명할 수 있다. 이것은 각 마이크로폰 사이에서 신호음의 주파수 변동, 음압차 및 도달시간차 등과 같은 물리적 현상이 발생하기 때문이다. 본 연구에서는 앞장에서 살펴본 바와 같이 신호음원까지의 거리 및 상대방위를 측정하기 위하여 도달시간차를 이용하고자 한다. 본 장에서는 실제 신호음원 발신장치로부터 발신된 신호음을 마이크로폰을 이용하여 획득한 신호음 파형을 이용하여 도달시간차를 검출하는 기법에 관하여 논하기로 한다.

Fig.3.4에서 ①, ②, ③파형은 각 마이크로폰을 이용하여 수신한 신호음 파형을 나타낸 것으로, 가로축은 신호음의 관측시간이고, 세로축은 신호음의 진폭을 나타낸다. 먼저, 파형 ①에서 신호음이 발신되기 시작하는 부분이 포함되도록 하기 위하여, 신호음이 없는 부분부터 완전한 신호음 성분이 있는 부분까지의 파형(점선)을 기본 파형(Basic wave)으로 한다.²⁷⁾ 그리고, 이것을 파형 ②의 파형 위에 중첩시킨다. 이 때 기본 파형을 조금씩 시간축 상에서 이동(Shifting)시켜서 가장 근사한 부분(No.1 wave)을 탐지하고, 기본 파형이 본래의 위치로부터 어느 정도 이동하였는지를 측정함으로써, 음파형 ①과 음파형 ②의 도달시간차 $\tau_{①②}$ 를 검출할 수 있다. 또한, 같은 방법으로 파형 ③에 기본 파형을 중첩시키고, 가장 근사한 부분(No.2 wave)를 탐지함으로써, 파형 ①과 파형 ③의 도달시간차 $\tau_{①③}$ 도 검출할 수 있다.

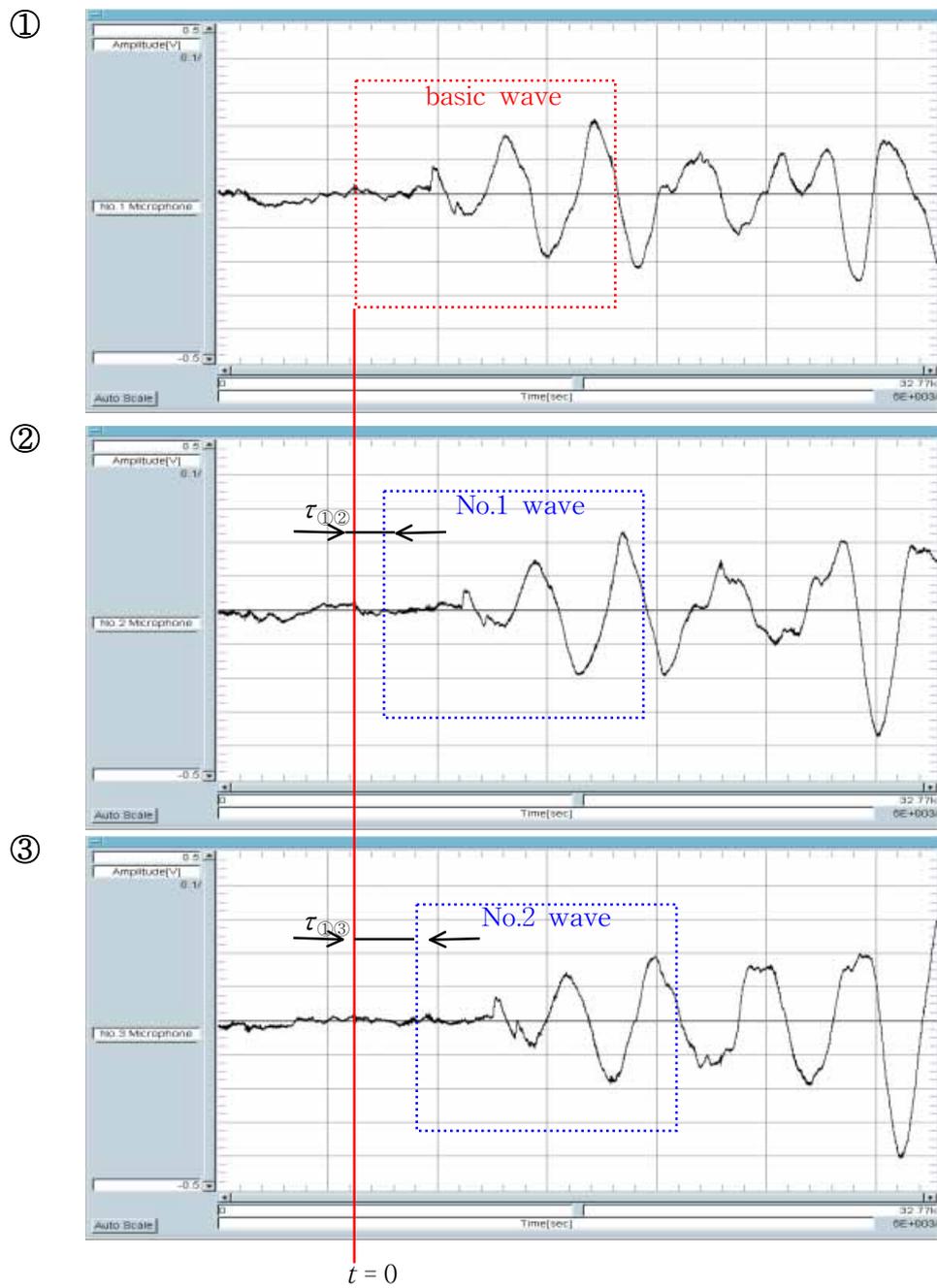


Fig.3.4 Detection of Time Delay

3.2.2 도달시간차 계측법

Fig.3.4는 도달시간차를 구하기 위해서 기본 파형과 가장 근사한 부분을 탐지하여 각 마이크로폰에 수신되는 신호의 도달시간차를 결정하기 위한 단순한 계측원리를 나타낸 것이다. 그러나, 본 연구에서는 마이크로폰으로 수신된 음파형을 디지털 값으로 변환함으로써, 컴퓨터의 디지털 연산을 통하여 정확한 도달시간차를 결정하고자 한다. 이 연산법으로 본 논문에서는 상호상관분석법²⁸⁾, 고속상호상관 분석법²⁹⁾ 및 차분법³⁰⁾에 관하여 논하기로 한다.

3.2.2.1 상호상관 분석법(Cross-correlation analysis method)

상호상관은 프로세스 또는 데이터사이에서 볼 수 있는 것으로, 상호의존성(相互依存性) 또는 유사성(類似性)을 정량화하고, 수학적으로 정의되는 것이다. 기적음이 두 마이크로폰 M_1 과 M_2 에 시간차를 가지고 수신되었을 때, 식(3.3)에 의하여 이 신호들은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_1(t) = s_1(t) + n_1(t) \quad (3.29a)$$

$$x_2(t) = s_2(t + \xi) + n_2(t) \quad (3.29b)$$

식(3.29)에서 $s_1(t)$, $s_2(t)$, $n_1(t)$ 및 $n_2(t)$ 는 시계열의 값으로서, 수신신호인 $s_1(t)$ 와 $s_2(t)$ 는 잡음성분인 $n_1(t)$, $n_2(t)$ 와 상관이 없다고 할 때, 두 신호의 상호상관함수는 식(3.30)과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_{x_1x_2}(\xi) = E[x_1(t) x_2(t+\xi)] = \overline{x_1(t) x_2(t+\xi)} \quad (3.30)$$

식(3.30)에서 E 는 기대치(Expectation) 또는 앙상블평균(Ensemble Average)^{31),32)}를 나타내는 것이다. 여기서, 이 기대치가 최대가 되는 ξ 에서 두 신호는 상관이 가장 크게 되는 것이고, ξ 가 두 신호의 도달시간차가 되는 것이다. 한편, 신호의 관측시간 T 는 유한한 범위를 가지므로, 식(3.30)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} C_{x_1x_2}(\xi) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x_1(t) x_2(t+\xi) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T x_1(t) x_2(t+\xi) dt \end{aligned} \quad (3.31)$$

그러나, 일반적으로 두 신호열의 상관 정도를 판단하는 것은 상호상관계수를 이용한다. 이 정규화된 상호상관계수의 정의는 식(3.32)와 같다.³³⁾

$$r_{x_1x_2}(\xi) = \frac{\overline{x_1(t)x_2(t+\xi)}}{\sqrt{\overline{x_1(t)^2}} \sqrt{\overline{x_2(t)^2}}} = \frac{C_{x_1x_2}(\xi)}{\sqrt{C_{x_1}(0)C_{x_2}(0)}} \quad (3.32)$$

마이크로폰을 통하여 수신되는 신호음은 아날로그 신호이지만, 디지털 값으로 변환된 신호음에 대한 도달시간차의 연산은 컴퓨터와 같은 디지털 연산기로 수행되어야 한다. 따라서, N 개의 수치군으로 형성된 신호음의 두 데이터 시퀀스 사이의 상호상관함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_{x_1x_2} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n) x_2(n) \quad (3.33)$$

두 신호의 도달시간차를 검출하기 위하여 어느 한 데이터군의 신호를 이동시켜 두 파형이 가장 근사하게 되는 이동량 즉, 상관정도가 가장 높은 이동레그수 j_{12} 를 구해야 한다. 이 연산은 다음의 상호상관식으로 나타낼 수 있다.

$$C_{x_1x_2}(j_{12}) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n) x_2(n+j_{12}) \quad (3.34)$$

식(3.34)는 x_2 가 왼쪽으로 j_{12} 만큼 이동하였을 때의 상호상관함수를 나타내는 것이다. 그리고, 두 신호의 상관정도를 나타내는 정규화된 상호상관계수의 디지털적인 정의는 식(3.35)와 같다.

$$\begin{aligned} r_{x_1x_2}(j_{12}) &= \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n) x_2(n+j_{12})}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x_1(n))^2} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x_2(n))^2}} \\ &= \frac{\sum_{n=0}^{N-1} x_1(n) x_2(n+j_{12})}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} (x_1(n))^2} \sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} (x_2(n))^2}} \end{aligned} \quad (3.35)$$

식(3.35)에서 두 신호의 상관도가 가장 높은 레그수인 j_{12} 는 다음과 같은 연산을 통하여 도달시간차[sec]로 환산할 수 있다.

$$\tau_{12} = \frac{j_{12}}{F_s} \text{ [sec]} \quad \text{단, } F_s \text{ 는 샘플링주파수 [Hz]} \quad (3.36)$$

같은 방법으로 마이크로폰 M₂와 M₃사이의 도달시간차 τ_{23} 도 측정할 수 있는 것이다.

3.2.2.2 고속 상호상관 분석법(Fast cross-correlation analysis method)

고속 상호상관 분석법은 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform) 알고리즘³⁴⁾을 이용하여, 두 데이터 시퀀스의 상호상관계수를 고속으로 연산하는 방법이다.

데이터의 개수가 각각 N 개인 두 이산신호 $x_1(n)$ 과 $x_2(n)$ 의 이산푸리에 변환 $X_1(k)$ 와 $X_2(k)$ 는 식(3.37a)와 식(3.37b)로 나타낼 수 있다.

$$X_1(k) = F_D[x_1(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (3.37a)$$

$$X_2(k) = F_D[x_2(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x_2(n) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right) \quad (3.37b)$$

단, $n, k = 0, 1, 2, \dots, N-1$

F_D 는 이산푸리에변환(Discrete Fourier Transform)

그리고, 두 이산신호의 고속 상호상관계수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{x_1x_2}(j_{12}) = \frac{1}{N} F_D^{-1}[X_1^*(k)X_2(k)] \quad (3.38)$$

단, F_D^{-1} 은 역 이산푸리에변환(Inverse Discrete Fourier Transform),

*는 공액복소의 관계

따라서, 식(3.38)에서 상관도가 가장 높은 j_{12} 를 시간으로 환산함으로써, 두 신호의 도달시간차를 연산할 수 있다. 이 고속 상호상관분석법은 두 개의 이산 푸리에변환과 한 개의 역 이산푸리에변환만을 필요로 하기 때문에, 데이터의 개수가 충분히 크다면 식(3.35)의 식을 통하여 직접 상호상관도를 연산하는 것보다 연산의 시간을 크게 줄일 수 있는 장점을 가지고 있다.

3.2.2.3 차분법(Subtraction method)

Fig.3.4에서 음파형 ①의 기본파형을 N 개의 수치군으로 하고, 최초의 1점의 시각을 $t=0$, 그 시각의 수치를 $x_1(0)$ 으로 하면, 기본파형(Basic wave)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x_1(0), x_1(1), x_1(2), \dots, x_1(N-1)$$

파형 ②에 있어서도 $t=0$ 시점의 값을 $x_2(0)$ 으로하면, 이 파형도 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\dots, x_2(-1), x_2(0), x_2(1), \dots, x_2(N-1), x_2(N), \dots$$

여기서 기본파형을 파형 ②의 $t=0$ 인 시각에 중첩시키고, 기본파형과 파형 ②의 각 데이터 값의 차를 구하고, 그 절대치를 모두 합하면, 두 파형의 근사 정도(近似程度)를 수치로 표시할 수 있다. 이 수치를 S 라 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{x_1x_2} = \sum_{n=0}^{N-1} |x_1(n) - x_2(n)| \quad (3.39)$$

따라서, S 값이 작을수록 두 파형은 근사하게 된다. 여기서, 기본파형의 위치를 1래그씩 우방향(정) 또는 좌방향(부)로 이동시키면 S 의 값은 변화한다. 이 이동된 래그수를 j_{12} 로하고, 그 시각의 S 의 값을 $S_{x_1x_2}(j_{12})$ 이라하면, 식(3.39)는 다음과 같이 된다.

$$S_{x_1x_2}(j_{12}) = \sum_{n=0}^{N-1} |x_1(n) - x_2(n+j_{12})| \quad (3.40)$$

$$\text{단, } j_{12} = \dots, -1, 0, 1, 2, \dots$$

어느 이동된 j_{12} 에서 $S_{x_1x_2}(j_{12})$ 가 최소로 된다면 그 위치가 기본 파형과 가장 근사한 부분으로 결정할 수 있고, 이 이동한 래그수 j_{12} 를 식(3.36)에 의하여 시간으로 환산함으로써, 파형 ①과 ②의 도달시간차 τ_{12} 을 구할 수 있다. 같은 방법으로 파형 ①과 ③의 도달시간차 τ_{13} 및 τ_{23} 를 구할 수 있다.

지금까지 신호음의 도달시간차를 측정하는 원리로서, 상호상관분석법, 고속 상호상관분석법 및 차분법에 대하여 논하였다.

먼저, 상호상관 분석법은 연산되는 데이터의 개수가 많으면 많을 수록 연산 속도가 저하된다는 단점이 있다. 그러나, 신호음의 도달시간차를 측정하기 위한 기본 파형 영역 즉 관측시간의 결정이 용이하고, 정확한 도달시간차의

측정이 가능하기 때문에, 신호음원의 거리 및 방위를 측정하는 기본 알고리즘의 개발에는 유용하였다.

두 번째로 고속 상호상관 분석법은 FFT 알고리즘을 적용하기 때문에 데이터의 개수가 2의 누승(累乘)으로 되어야 한다. 따라서, 신호음 사이의 도달시간차 측정에 필요한 기본 파형의 영역을 결정하는데는 제약이 따를 수 있다. 그러나, 이것은 데이터의 개수가 많을 수록 상호상관분석법과 비교하여 연산속도가 빠르고, FFT를 이용한 신호처리도 가능하기 때문에 유용하였다.

차분법은 처리되는 신호음들의 파형이 거의 유사할 경우에는 효율적이지만, 파형의 형태가 다를 경우에는 상호상관 분석법에 비해 신호음의 도달시간차를 정확히 측정하기에는 어려움이 따랐다.

따라서, 본 논문에서는 상호상관 분석법을 이용하여 기본 알고리즘의 개발을 하였고, 신호음원의 거리 및 상대방위 측정 실험에서는 고속 상호상관 분석법을 이용하여 도달시간차를 측정하였다.

3.3 상대선박 위치 측정오차

기적음원의 위치측정에 있어서 방위와 거리를 결정하는 인자(因子)는 위의 식(3.19)와 식(3.20)에서 보는 바와 같이 음속, 신호음의 도달시간차 및 마이크로폰 사이의 간격이 있다. 이 중 음속은 매질인 대기의 온도에 따라 변하는 것으로, 기적음원의 방위와 거리의 측정에 큰 영향을 주지 않을 뿐만 아니라, 온도측정 센서 등을 통하여 보정할 수 있다. 따라서, 기적음원의 방위와 거리측정에는 크게 다음 두 가지 인자로 인한 오차의 영향이 미친다.

- ① 각 마이크로폰에 수신되는 신호음 도달시간차의 계측오차
- ② 마이크로폰의 공간위치 오차

3.3.1 도달시간차의 계측오차

마이크로폰의 위치(기하학적인 배치관계)에 대한 정보가 정확하다면, 기적음원의 방위와 거리 측정의 정확도는 신호음 도달시간차의 정확도에 영향을 받게 된다. 이 도달시간차의 계측오차는 관측시간(Observation Time), 주파수폭(Bandwidth), 중심주파수(Center Frequency), SNR(Signal to Noise Ratio : 신호대 잡음비)³⁵⁾과 같은 신호와 잡음의 매개변수에 의해 좌우된다.

일반적으로, 신호음 수신부 주위에는 여러 종류의 소음이 존재하는데, 이는 도달시간차 계측의 정확도에 영향을 미치게 된다. 이러한 소음요소의 주파수를 분리·제거할 수 있다면 SNR의 향상은 물론 신호음의 가청거리도 커지게 된다. 이를 위하여 아날로그 필터회로 또는 디지털 필터를 이용하거나, 또는 Fig.3.5에 보이듯이, 신호음을 수신하는 마이크로폰 이외에 주로 주위의 소음만을 수신할 수 있는 마이크로폰을 별도로 설치하여 두 신호를 공간차분(空間差分)³⁶⁾함으로써 소음을 제거하는 등의 신호처리 기법을 활용하고자 한다.

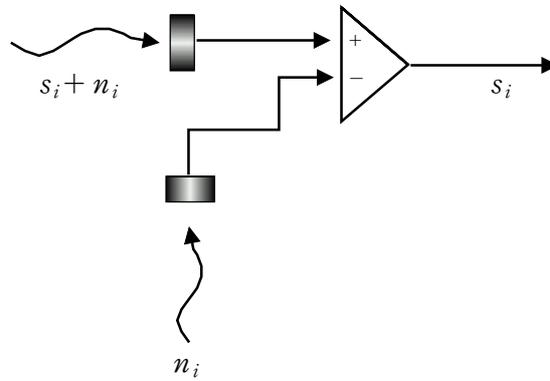


Fig.3.5 Spatial Filtering Method of Noise

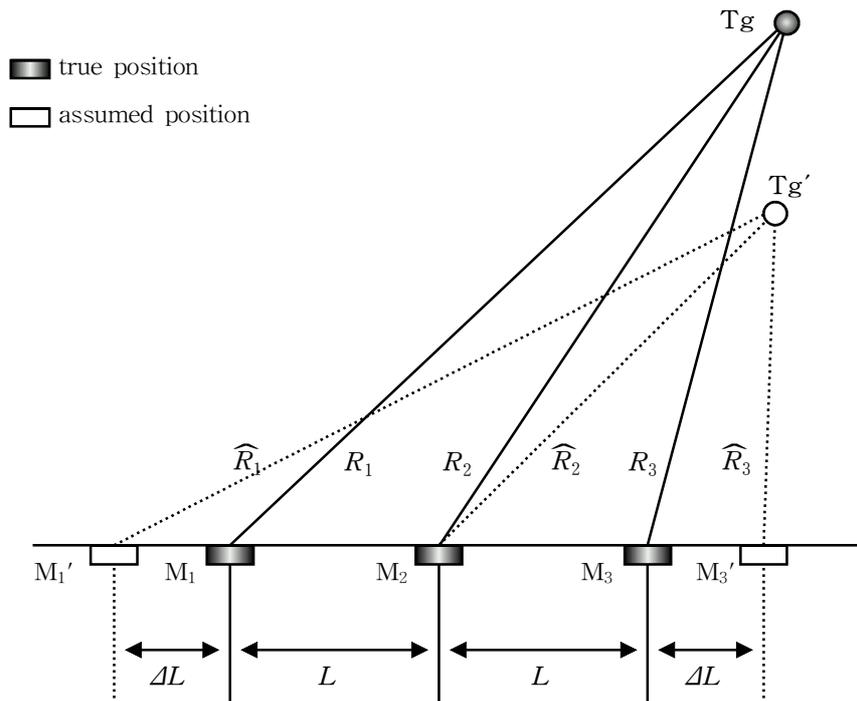


Fig.3.6 Effect of Uncertainty of Microphone Position

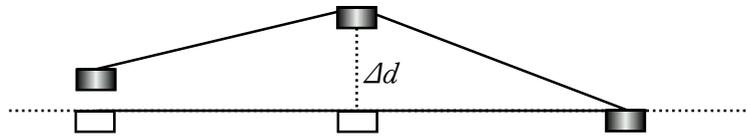
3.3.2 마이크론의 위치오차

신호음 사이의 도달시간차는 정확하게 계측되었지만, 마이크론의 위치에 관한 정보가 부정확하다면 기적음원의 위치측정에 오차가 발생하게 된다. 즉, 기적음원의 상대방위와 거리를 측정하기 위한 알고리즘에 적용된 마이크론 어레이의 기하학적 배치구조와 실제로 배치된 구조가 다르기 때문에, 측정되는 음원의 방위와 거리에 오차가 포함되는 것이다. 결국, 이것은 신호음의 도달시간차에 오차가 발생하는 것과 같다고 할 수 있다. Fig.3.6에서 3개의 마이크론이 L 의 간격으로 M_1, M_2, M_3 의 위치에 배치되어 있고, 이 때 측정된 도달시간차는 τ_{12}, τ_{23} 이라고 하자. 그러나, 마이크론에 대한 위치 정보는 마이크론 간격에 ΔL 의 오차가 포함된 M_1', M_2, M_3' 의 배열이라고 할 때, 측정된 도달시간차 τ_{12} 와 τ_{23} 을 이용하여 기적음원의 위치를 구하면, 음원의 위치는 Tg' 가 되는 것이다.

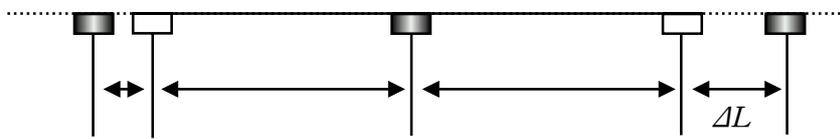
본 논문에서는 3개의 마이크론이 일직선으로 배열되고, 기적음원과 마이크론 어레이의 높이가 동일한 공간적 배치구조를 기본모델로 하고 있기 때문에, 이에 대해서 발생할 수 있는 마이크론의 위치오차는 크게 수평적인 오차와 수직적인 오차로 나누어진다.

수평적인 오차에는 마이크론의 배열이 일직선이 아닌 경우, 마이크론 사이의 간격이 부정확한 경우, 마이크론 어레이가 회전한 경우로 나누어 볼 수 있다. Fig.3.7은 이러한 수평적인 오차의 3가지 발생형태³⁷⁾를 나타낸 것으로, 마이크론의 진위치(True Position)와 가정위치(Assumed Position)와의 기하학적 배치구조를 나타낸 것이다.

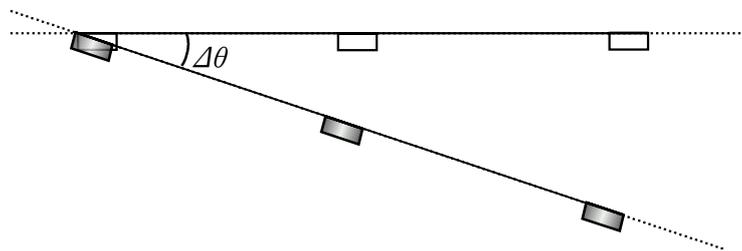
두 번째로, 수직적인 오차에는 각 마이크론의 높이가 서로 다른 경우와 기적음원과 마이크론 어레이의 높이가 서로 다른 경우가 있다. Fig.3.8은 이들 수직적인 오차에 대한 마이크론과 음원의 진위치 및 가정위치의 기하



(a) Non-collinearity of Microphone Array



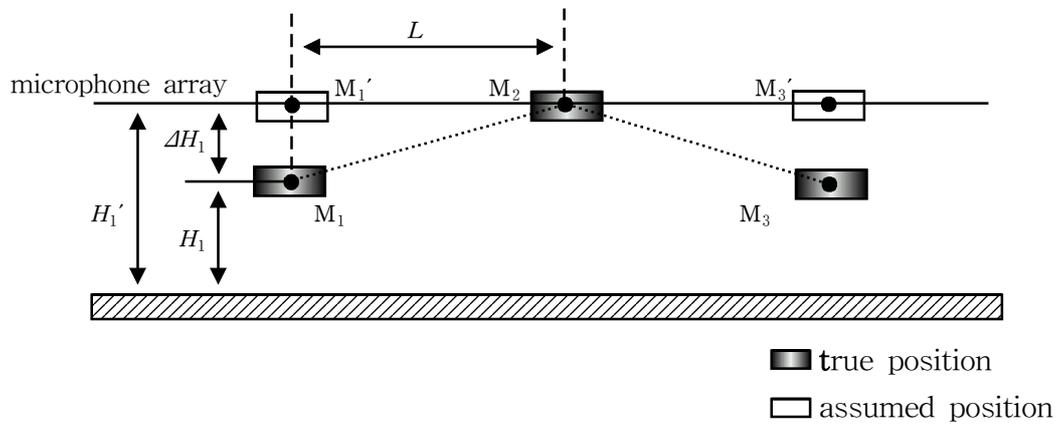
(b) Uncertainty of Interval between each Microphone



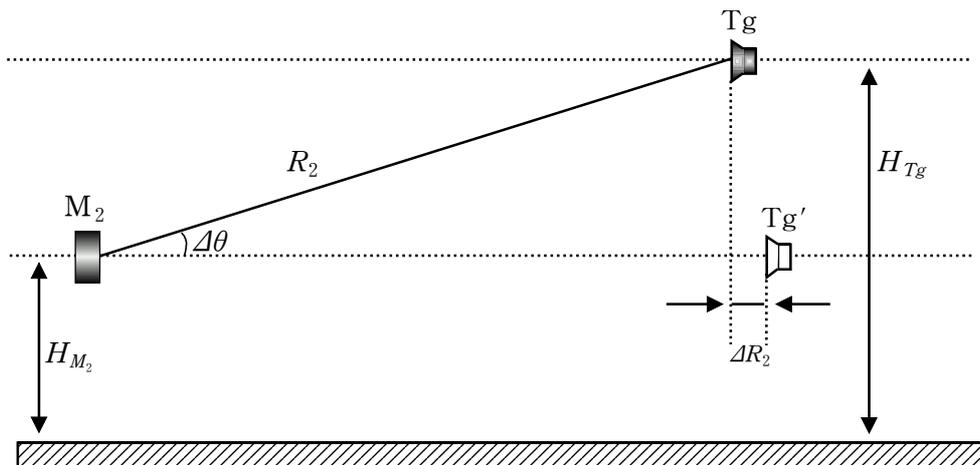
(c) Rotation of Microphone

true position
 assumed position

Fig.3.7 Horizontal Error of Microphone Position



(a) Each Microphone's Height Error



(b) Non-equality with Sound Source's Height

Fig.3.8 Perpendicular Error of Microphone Position

학적인 배치구조를 나타낸 것이다. Fig.3.8의 (a)는 각 마이크론의 높이가 서로 다른 경우를 나타낸 것으로서, 실제로 마이크론 어레이는 3차원의 공간상에 배열되기 때문에 각 마이크론의 높이가 다를 수 있는 것이다. 그림에서 3개의 마이크론 M_1, M_2, M_3 가 수평적인 관점에서는 L 의 간격으로 일직선상에 배열되어 있지만, M_1 과 M_3 마이크론의 높이가 M_2 의 높이와 다르다고 가정하자. 그러면, 실제로 배열된 M_1 마이크론의 높이는 H_1 이 되고, 가정된 M_1' 마이크론의 높이는 H_1' 가 되며 ΔH_1 의 높이 오차가 발생하게 된다. 결국, 대기중에서 음파는 3차원적으로 전파되기 때문에, 신호음의 도달 시간차는 M_1' 와 M_2 사이에서 발생하는 것이 아니고, M_1 과 M_2 마이크론 사이에서 발생하게 된다. 이 때 마이크론의 간격오차는 식(3.41)과 같이 나타낼 수 있다. 이것은 Fig.3.7의 (b) 경우와 같은 형태로 오차가 포함된다고 할 수 있다.

$$\Delta L = (L^2 + \Delta H_1^2)^{1/2} - L \quad (3.41)$$

Fig.3.8의 (b)는 기적음원과 마이크론 어레이의 높이가 다른 경우를 나타낸 것이다. 일반적으로 선박에 탑재된 기적의 높이는 해당 선박의 체원에 따라 다르기 때문에, 본 시스템이 선박에 탑재될 경우 기적음의 수신부와 발신부인 기적의 높이에 차이가 있을 수 있다. 이러한 신호음 수신부와 발신부의 높이차는 기적음원의 거리 및 방위측정에 영향을 주게 된다. 그림에서 기준면으로부터 마이크론 M_2 까지의 높이가 H_{M_2} 이고 기적음원 Tg 까지의 높이가 H_{Tg} 이며, 그 높이 차로 인한 양각은 θ 라고 하자. 그리고, 실제로 측정된 마이크론에서 음원까지의 거리가 R_2 이고, 양각을 고려하지 않은 평면상에서의 음원 위치가 Tg' 라고 하면, 거리오차 ΔR_2 는 식(3.42)와 같이 나타낼 수

있다.

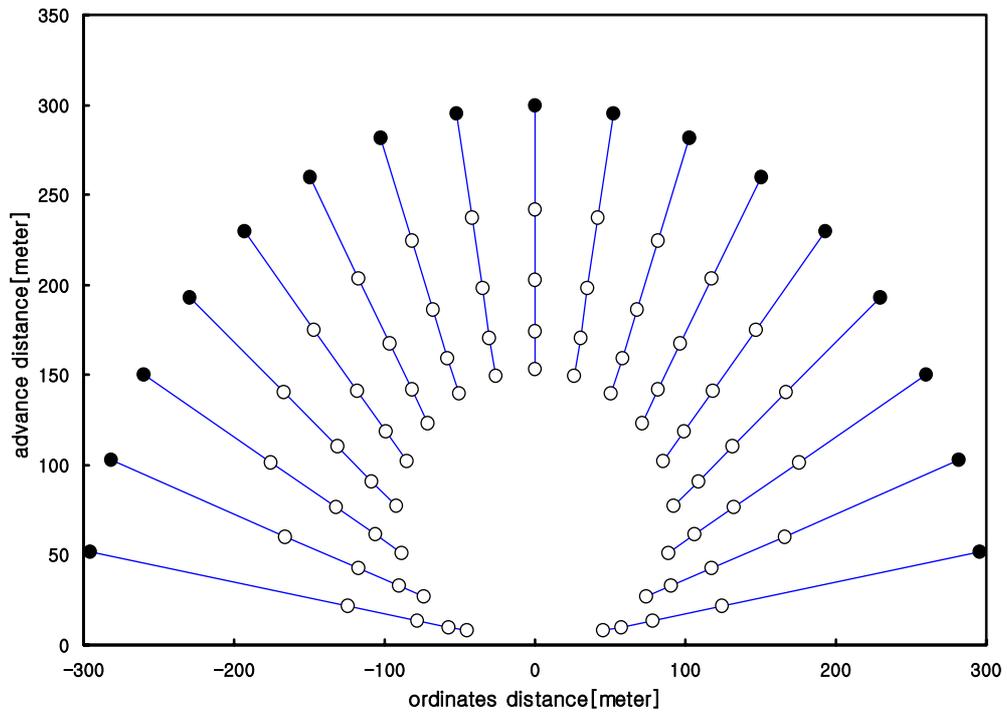
$$\Delta R_2 = R_2(1 - \cos \theta) \quad (3.42)$$

한편, 마이크론의 수평적인 오차와 수직적인 오차가 기적음원의 위치 측정에 미치는 영향에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 구체적으로 검토하였다.

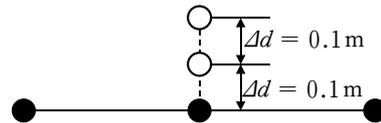
Fig.3.9는 Fig.3.7의 각 경우에 대하여 마이크론의 위치오차가 기적음원의 위치 측정에 미치는 영향에 관해 컴퓨터 시뮬레이션 한 것으로, Cartesian 좌표계의 원점을 중간 마이크론으로 하여 음원의 위치를 나타낸 것이다. 중간 마이크론으로부터 음원까지의 거리를 약 300m, 마이크론 사이의 간격을 5m, 음속을 340m/s로 설정하였다.

Fig.3.9의 (a)는 마이크론 어레이가 일직선이 아닌 경우에 대한 시뮬레이션이다. 이 경우는 마이크론 M_2 가 마이크론 어레이에서 음원 쪽으로 오차(Δd)가 0.1m씩 증가하는 것이다. 이와 같은 마이크론의 위치오차로 인한 도달시간차의 오차가 음원의 위치 측정에서 상당히 큰 거리오차를 유발하고 있지만, 방위오차에 미치는 영향은 미소한 것을 알 수 있다. 또한, 음원의 위치가 마이크론 어레이에 근접할 수록 거리오차가 크게 발생하는 것을 알 수 있다.

Fig.3.9의 (b)는 마이크론간의 간격이 부정확한 경우에 대한 시뮬레이션으로서, 마이크론 M_1 과 M_3 가 각각 중간 마이크론으로부터 멀어지는 방향으로 간격오차 ΔL 이 0.1m씩 증가하도록 하였다. (a)의 경우에 비해 거리오차는 적지만 방위오차는 크게 되고, 음원의 위치가 중간 마이크론의 정면인 0° 방향에 근접할수록 거리 및 방위에 미치는 영향이 적어짐을 알 수 있다.

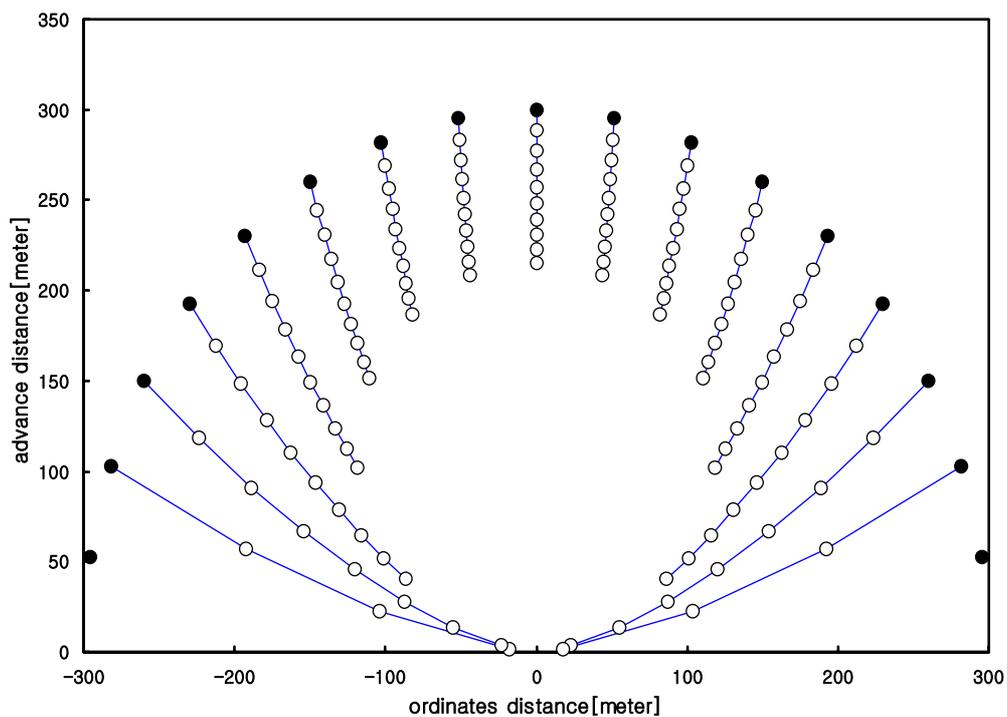


● true position
○ calculated position

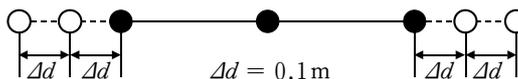


(a) In Case of Non-collinearity of Microphone Array

Fig.3.9 Computer Simulation on Each Horizontal Microphone Position Error

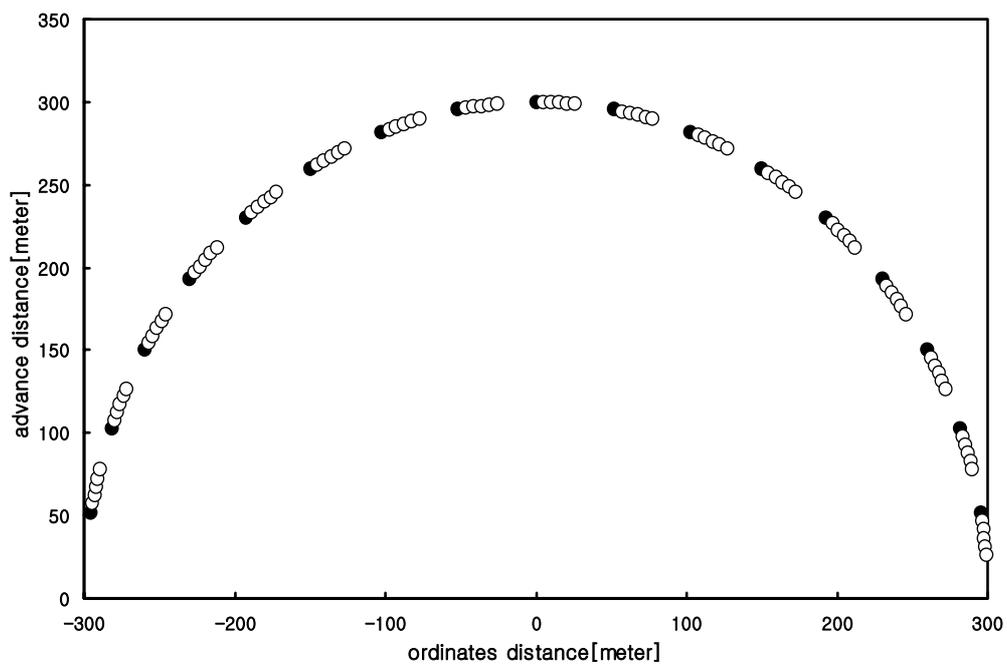


● true position
○ calculated position

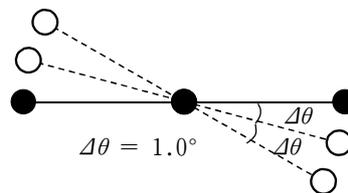


(b) In Case of Uncertainty of Microphone's Interval

Fig.3.9 Computer Simulation on Each Horizontal Microphone Position Error



● true position
○ calculated position



(c) In Case of Rotation of Microphone Array

Fig.3.9 Computer Simulation on Each Horizontal Microphone Position Error

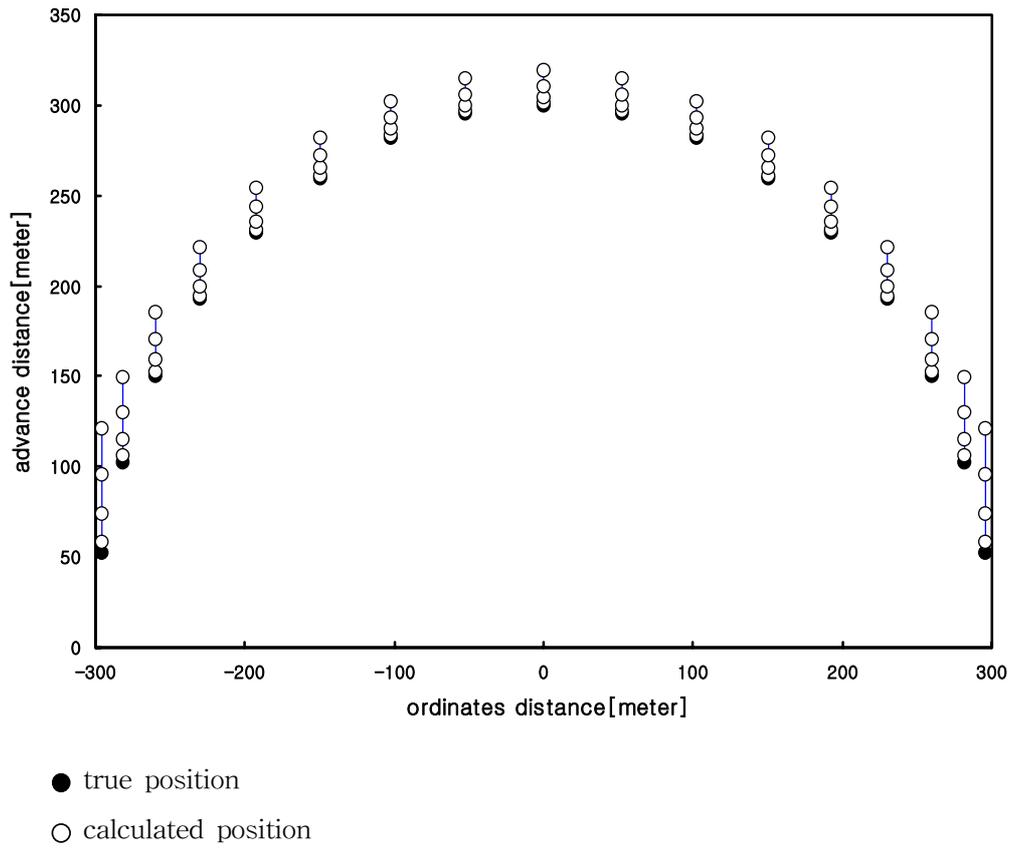


Fig.3.10 Computer Simulation on Perpendicular Microphone Position Error

Fig.3.9의 (c)는 실제 배열된 마이크로폰 어레이가 가정된 어레이와 일치하지 않는 경우의 시뮬레이션 결과를 나타낸 것으로서, 중간 마이크로폰 M_2 를 중심으로 전체 마이크로폰 어레이가 시계방향으로 회전각 θ 가 1° 씩 증가하도록 한 것이다. 이 경우 거리오차는 거의 없고, 방위오차는 마이크로폰 어레이의 회전방향과 같은 방향으로 어레이의 회전각만큼 발생하였다. 즉, 거리보다는 방위에 미치는 영향이 크다는 것을 알 수 있다.

Fig.3.10은 Fig.3.8의 (b) 경우에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 마이크로폰간의 간격 및 음원까지의 거리는 Fig.3.9의 시뮬레이션과 동일하고, 센서와 음원의 높이 차로 인한 양각 θ 를 5° 씩 증가시켜 보았다. 양각이 커질 수록 거리 및 방위 측정의 오차가 점점 증가하지만, 음원의 위치가 마이크로폰 어레이에 근접할 수록 방위 측정에 미치는 영향이 다른 경우에 비해 큰 것을 알 수 있다. 실제로 선박의 경우 선박의 수면상 최대 높이를 50m로 하였을 때, 이와 같은 양각은 10° 미만이 될 것으로 추정되고, 시뮬레이션을 통하여 분석한 결과 이 경우로 인한 기적음원까지의 거리 및 방위측정에 미치는 영향은 다른 경우보다 비교적 미소하였다.

이상과 같이, 기적음원의 거리와 상대방위를 측정하는데 있어서 마이크로폰 어레이 배열의 정확성 즉, 마이크로폰의 위치에 관한 정보는 각 마이크로폰간의 도달시간차 계측에 영향을 주는 요소가 된다. 특히, Fig.3.9의 (a)에서 보는 바와 같이 마이크로폰 어레이가 일직선을 이루지 못하는 경우는 거리측정에 있어서 가장 큰 오차를 발생시키는 요인이다.

한편, 선박은 풍랑(風浪: Wind Wave)과 같은 해수운동(海水運動)으로 인하여 여러 가지 선체운동(船體運動)³⁸⁾을 하게되고, 이것은 마이크로폰의 공간적 위치오차를 초래할 수 있다. 위에서 기술한 마이크로폰의 위치오차 중에서 선체운동의 영향을 받을 수 있는 것으로는 마이크로폰 사이의 간격이 부정확

한 Fig.3.7의 (b) 경우와 마이크론 어레이가 회전한 경우인 Fig.3.7의 (c) 및 기적음원과 마이크론 어레이의 높이가 서로 일치하지 않는 Fig.3.8의 (b)가 있다. 먼저, Fig.3.7의 (b) 경우는 선체중심을 지나고 선수미 방향을 향하는 종축(縱軸)에 대한 회전운동인 횡요(橫搖 : Rolling)로 인하여 발생할 수 있다. 이것은 기적음원을 수신할 때 선체의 횡요각을 계측하고, 마이크론 간격을 수정함으로써 오차발생을 최소화할 수 있다. 두 번째로 Fig.3.7의 (c)는 상하방향으로 선체중심을 관통하는 축을 중심으로 회전하는 선수요(船首搖 : Yawing) 운동으로 인하여 발생할 수 있다. 이 경우는 기적음원의 상대방위를 선수방위에 대하여 측정하기 때문에 오차발생의 가능성은 적을 것으로 생각된다. 세 번째로 Fig.3.8의 (b) 경우는 선체중심을 지나고 좌우방향으로 향하는 직선을 중심으로 회전하는 종요(縱搖 : Pitching)와 선체가 상하방향으로 부상(浮上 : Floating) 및 침하(沈下 : Sinking)하는 운동으로 인하여 발생할 수 있다.

제 4장 실험장치의 구성

4.1 실험장치의 구성개요

본 연구에서는 기적음을 취명하는 타 선박까지의 거리와 상대방위를 고정도(高精度)로 검출할 수 있는 측정시스템 및 최적 신호처리기법을 개발하기 위하여, 신호음원과 계측계 사이에 상대운동이 없는 것을 기본으로 하여 실험장치를 구성하였다.

음원으로부터 발신되는 신호음은 3차원의 공간음이므로, 수평적인 반사파 뿐만 아니라 수직적인 반사파의 영향이 있기 때문에, 수신파형의 왜곡 등과 같은 반사파의 영향이 없도록 신호음 발신부와 수신부를 배치하였다. 특히, 마이크로폰 고정장치(固定裝置)는 목재(木材)로 제작함으로써 건물진동 및 기기의 진동과 같은 영향을 최소화 하도록 하였다. 그러나, 수신부 주위에는 여러 가지 장비들이 존재하기 때문에, 완전히 반사파의 영향이 없도록 할 수는 없었다.

한편, 본 실험장치의 하드웨어 신호처리부는 여러 가지 전자부품으로 구성되어있다. 그 중에서 콘덴서(Condenser)는 필터회로 등에 있어서 없어서는 안될 중요한 부품이지만, 입력신호와 출력신호에 위상변화를 가져오기 때문에, 하드웨어를 구성함에 있어서 콘덴서의 사용은 되도록 줄였다. 그리고, 콘덴서가 사용되는 하드웨어를 제작함에 있어서는 되도록 각 채널의 위상특성을 일치시켜서, 3채널에서 위상변화로 인한 도달시간차에 오차가 포함되지 않도록 하였다.

4.2 실험장치의 구성 및 신호처리

본 실험에서 구현한 실험계는 크게 신호음 발신부, 신호음 수신부, 하드웨어(Hardware) 신호처리부, 소프트웨어(Software) 신호처리부 및 연산표시부로 구성되어 있고, 세부적인 실계측계 및 신호처리계는 다음의 Fig.4.1과 같다.

4.2.1 신호음 발신부

Fig.4.2는 선박에서 발신된 기적음 파형을 나타낸 것으로서, 한국해양대학교 실습선 ‘한나라호’에 장착된 피스톤기적의 발신음 파형이다. 실험 여건상 선박에서 발신되는 기적음을 직접 이용할 수 없기 때문에, 기적으로부터 약 10m 전방에서 테이프 녹음장치로 녹음한 후, 실험실에서 재생시켜 수신한 파형이다. 이 기적음의 발신 주파수는 131Hz이고, 음압레벨은 138dB(1/3옥타브밴드)이다. 그러나, 이 신호는 많은 노이즈로 인하여 관측시간의 결정과 정확한 도달시간차의 검출을 어렵게 하였다.

Fig.4.3은 Fig.4.2의 신호를 아날로그 대역통과필터(Band Pass Filter)로 필터링한 파형으로서, 필터의 통과역은 70~700Hz인 기적음 발신주파수대역으로 설정하였다. 이 파형에서 기적음이 존재하는 부분과 존재하지 않는 부분은 쉽게 구분할 수 있지만, 기적음이 취명되기 시작하는 부분의 구별은 쉽지 않을 뿐만 아니라, 도달시간차에도 많은 오차가 포함되었다. 그것은, 기적음 녹음장소에서의 잡음, 녹음장치의 기계적 잡음 및 마이크로폰 주변의 잡음 등이 혼재하여 기적음이 시작되는 부분의 SNR이 작기 때문이다. 따라서, 선박에서 기적과 함께 사용되고 있는 호종(Bell)을 신호음원으로 이용하여 보았다. 이 호종의 발신주파수는 670Hz이었고, 파형은 Fig.4.4와 같다. 이 파형에서는 신호음이 발신되기 시작부분이 명확하게 구분되는데, 그것은 타종시

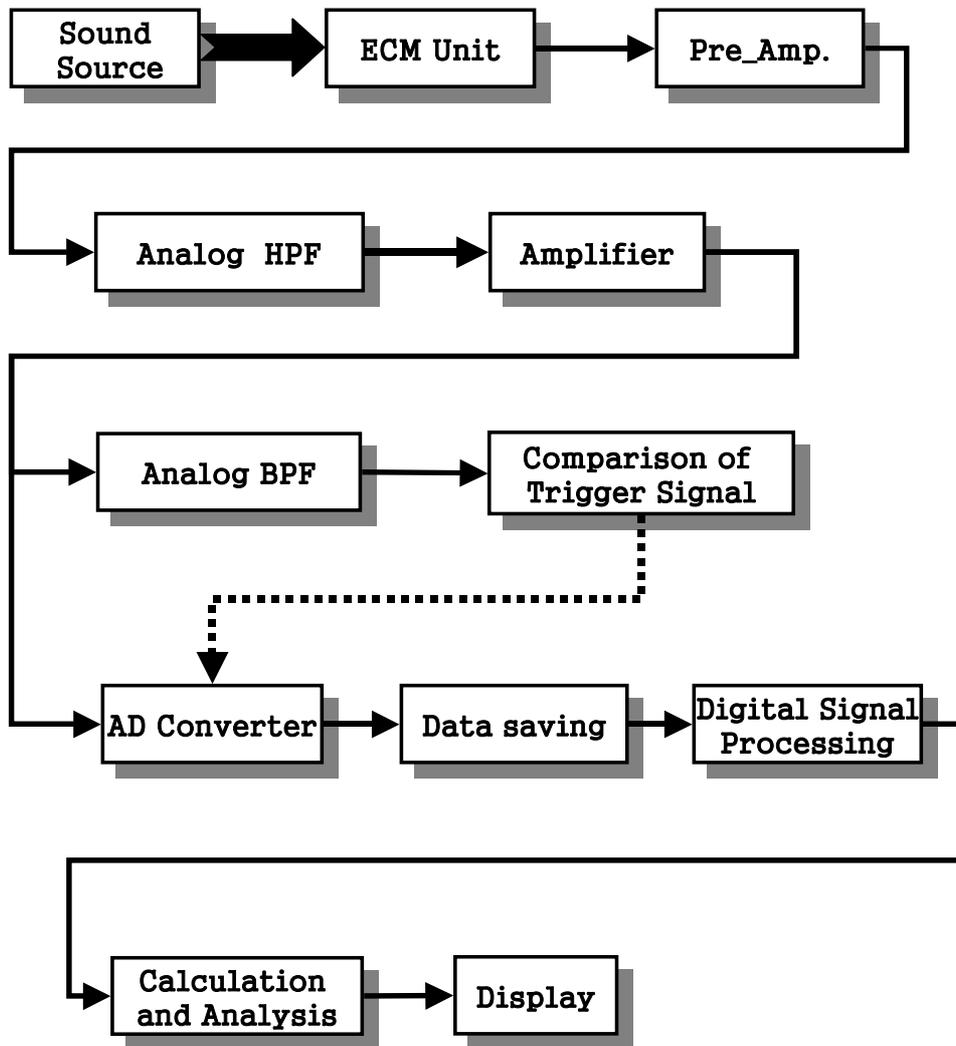


Fig.4.1 Diagram of Signal Processing

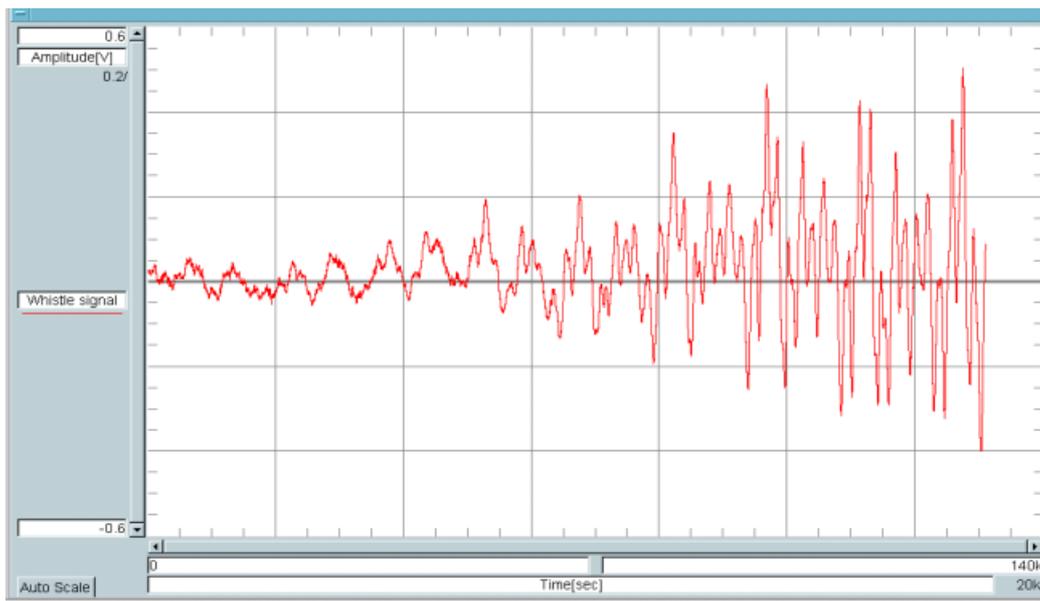


Fig. 4.2 Reproduced Whistle Sound Signal of Recorded Using Tape Recorder

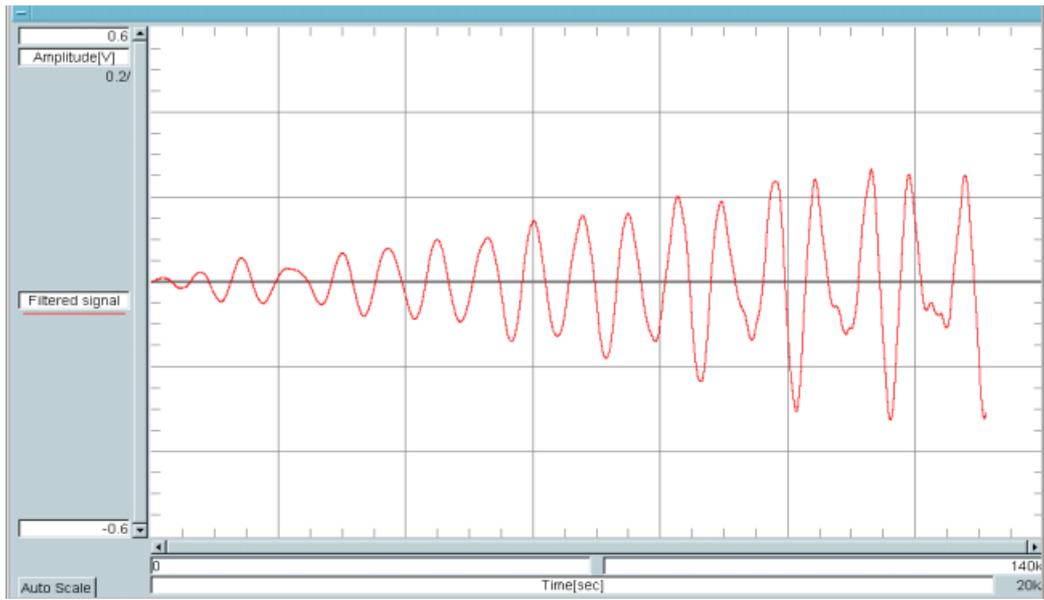


Fig.4.3 Filtered Sound Signal of Fig.4.2

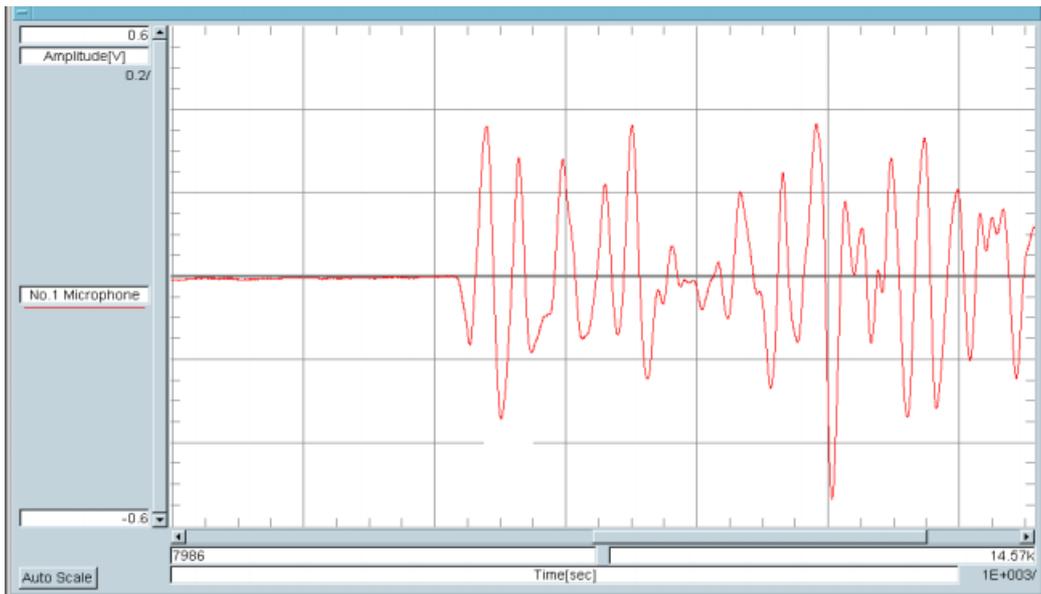


Fig.4.4 Bell Sound Signal

의 에너지가 점진적으로 커지는 형태가 아니고, 타종 순간에 에너지가 모두 방출되기 때문이다. 이러한 형태의 신호음은 신호음이 있는 부분과 없는 부분의 경계가 명확하게 구분되기 때문에, 마이크로폰 사이에서 신호음의 도달시간차를 검출하기에는 더욱 유용하였다. 그러나, 이것은 Fig.4.2의 선박기적음과 같이 발신에너지가 점진적으로 증가하지 않을 뿐만 아니라, 호종 개구부의 직경이 200mm이기 때문에 실험 여건상 신호음원을 점음원으로 간주할 수 없었다. 따라서, 본 실험에서는 호종을 신호음원으로 이용하지 않았다.

본 실험에서는 기적음과 유사한 형태로 발신되는 Audio Generator로 출력되는 신호를 이용하였다. Fig.4.5는 Audio Generator에서 출력되는 신호를 증폭스피커를 통해 증폭시켜서 수신한 파형으로써, Fig.4.3에서와 같이 대역통과필터로 필터링한 파형이다. 이 파형에서는 신호음이 시작되는 부분의 SNR이 높고, 명확하기 때문에 관측시간을 결정하기가 용이하고, 도달시간차의 검출에서도 높은 정확도를 얻을 수 있었다. 그리고, Fig.4.6은 설치된 신호음 발신부의 전체적인 모습을 나타낸 것이다.

4.2.2 수신부

전기음향 변환기(Electro-acoustic Transducer)는 음향에너지를 전기에너지로 변환시키는데 이용되는 것으로서, 전자유도, 압전효과, 자기변형, 콘덴서 용량의 변화, 탄소입자의 저항 변화 등과 같은 다양한 물리적 현상을 응용한 것이다. 이 전기음향 변환기는 음악이나 음성과 같은 소리를 어떤 방법으로 전달시키거나 어떤 과정을 통하여 원 신호가 재생될 수 있는 전기적인 신호로 변화시킬 뿐만 아니라, 음향신호가 어떤 미터계를 동작시키도록 전류로 변환시키는 매개체로서의 역할을 하는 것이다.³⁹⁾

음향센서인 마이크로폰은 크게 무지향성 마이크로폰과 지향성 마이크로폰

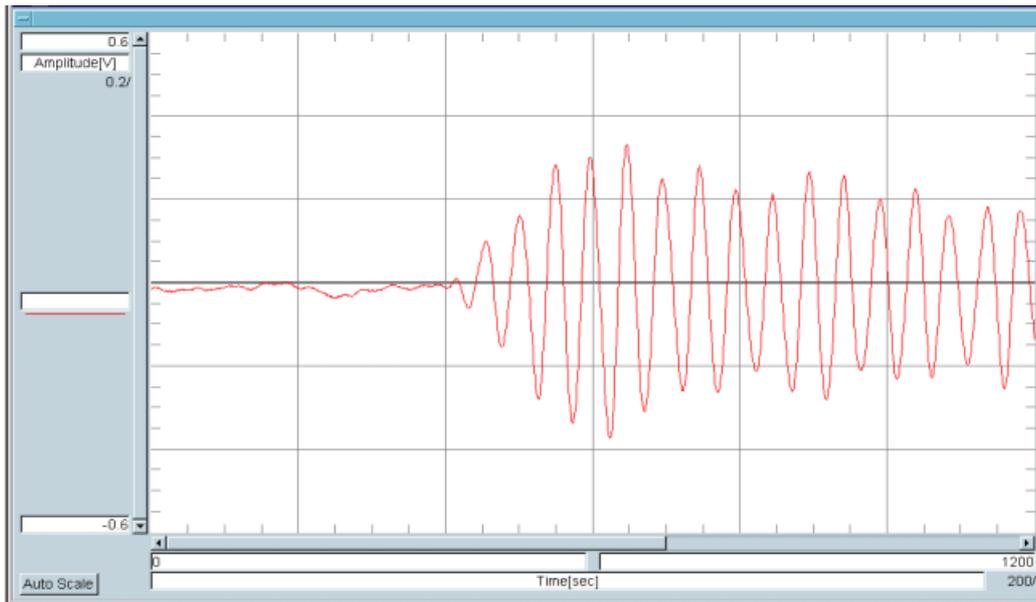


Fig.4.5 Audio Generator Sound Signal



Fig.4.6 Sound Signal Transmitting Part Using Audio Generator

으로 나눌 수 있다. 무지향성 마이크로폰에서 사실상의 무지향성은 저음역(低音域) 뿐이며, 진동판의 치수가 음파의 파장과 같은 정도의 주파수 이상에서는 지향성을 갖게 된다. 이 마이크로폰은 비교적 좁거나 잔향이 많은 실내에서 사용하는 경우, 잔향 과다가 되거나 저음(低音)이 흐려지기도 한다. 그러나, 기류나 진동에 의한 잡음의 발생이 적으므로, 실외(室外)나 공기의 움직임이 있는 곳에서는 이 형태의 마이크로폰이 유용하다. 두 번째로 지향성 마이크로폰은 기류나 진동에 대해서는 무지향성보다 15dB정도 발생잡음이 크고, 집음(集音) 감도의 차이가 방향에 따라 다소 크게 변한다. 본 연구의 대상인 기적 신호음은 해상에서 대기를 통하여 전달되는 것이기 때문에 풍음(風音), 선박의 기계음 등과 같은 영향을 받을 수 있고, 기적음 발신선박의 위치는 어느 방향이나 존재할 수 있기 때문에 무지향성 마이크로폰을 사용하였다.

한편, 무지향성 마이크로폰에는 압전형(壓電形), 전자형(電磁形) 및 정전용량형(靜電容量形)이 있으며, 이들 마이크로폰의 구조는 본 논문의 ‘부록 2’에 나타냈다.

첫째로 압전형 마이크로폰은 입사되는 음파의 작용에 의해 기계적인 변형에 비례하는 전압을 발생시키는 크리스탈 또는 세라믹의 압전효과를 이용한 것이다. 이것은 기계적 진동에 대해 임피던스가 크고 음압에 대한 왜곡이 적지 않기 때문에 감도가 떨어질 뿐만 아니라, 공기중에서는 기계적인 음향 임피던스가 크기 때문에 정상적인 음압으로부터 얻어지는 출력 전압은 작다는 단점이 있다. 여기서, 음향에너지로 인하여 진동판이 진동하게 되면, 이 진동이 편을 통하여 바이모르프(Bimorph) 구조의 압전소자에 전달됨으로서 전기 에너지로 변환되는 것이다.

둘째로 전자형은 자기회로의 리액턴스가 변하는 것을 이용한 마이크로폰

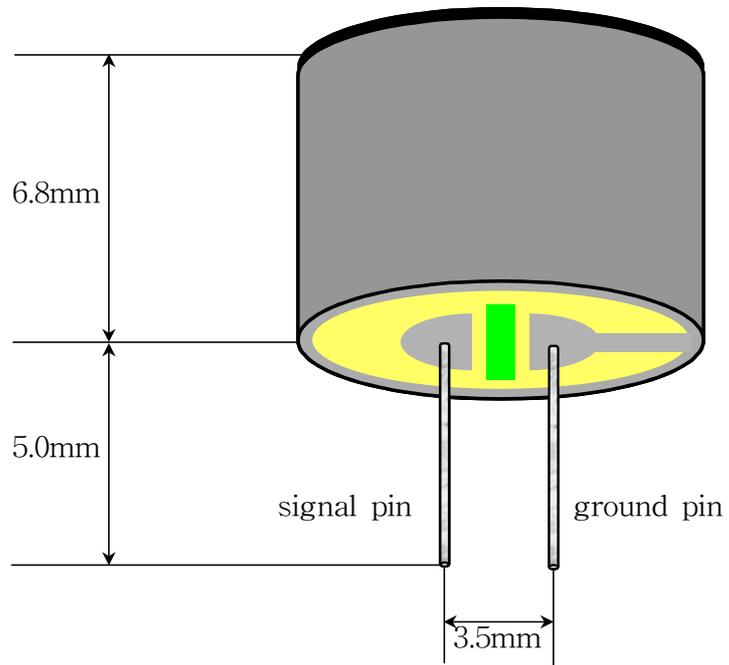
이다. 즉, 입사된 음파에 따라 진동판과 연결된 코일(Coil)이 영구자석의 자장 내를 움직이도록 함으로써, 코일에 유도 기전력이 발생하도록 하여 음향에너지를 전기에너지로 변환하는 것이다. 이 마이크로폰은 안정도(安定度)가 나쁘고 파형의 왜곡이 생기기 쉽고, 감도가 다른 마이크로폰에 비해 떨어지는 단점이 있다.

마지막으로, 정전용량형은 진동판과 배극(背極)으로 콘덴서를 형성시켜, 진동판의 진동에 따라 정전용량이 변동함으로써 음향에너지를 전기에너지로 변화시키는 마이크로폰이다. 이 마이크로폰은 습기와 충격에 약하지만, 특성이 극히 양호하기 때문에 방송이나 녹음의 업무용, 음향표준용 등 다양한 분야에서 널리 이용되고 있다. 따라서, 본 실험에서는 대기를 통하여 전달되는 신호음을 탐지하여, 그 발신 음원의 상대적인 거리와 방위를 측정하기에 알맞은 무지향성의 정전용량형 마이크로폰을 사용하였다.

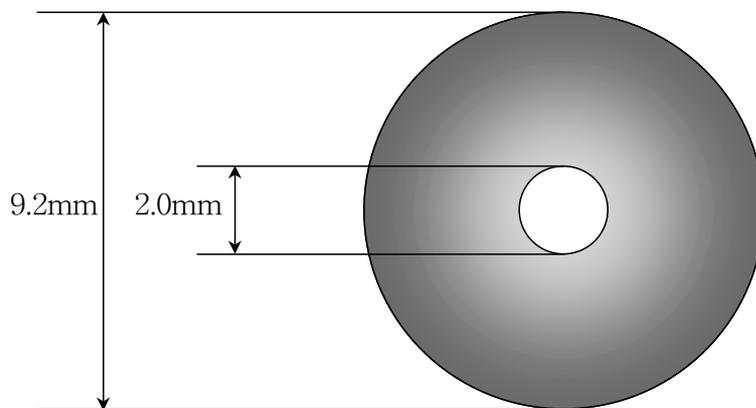
Fig.4.7은 본 실험에서 채택한 마이크로폰의 규격으로서, 가운데 원은 대기의 음파가 들어가 마이크로폰의 진동판을 진동시킬 수 있도록 제작된 것이며, Fig.4.8은 이 마이크로폰의 실제 모습을 나타낸 것이다. 그리고, 이 마이크로폰은 Table 4.1과 같은 특성을 가지는 'SKT-400H' 모델의 정전용량형으

Table 4.1 Specification of Microphone Sensor

Directivity	Omnidirectional
Sensitivity	-44±6dB/Pa
Standard Operation Voltage	4.5V, DC
Current Consumption	300µA. Max
S/N ratio	More than 60dB/Pa
Impedence	1.0kΩ
Max Operation Voltage	10V, DC
Sensitivity Reduction	Within -3dB at 1.5V
* Built in Nickel coated POLAR PLATE	

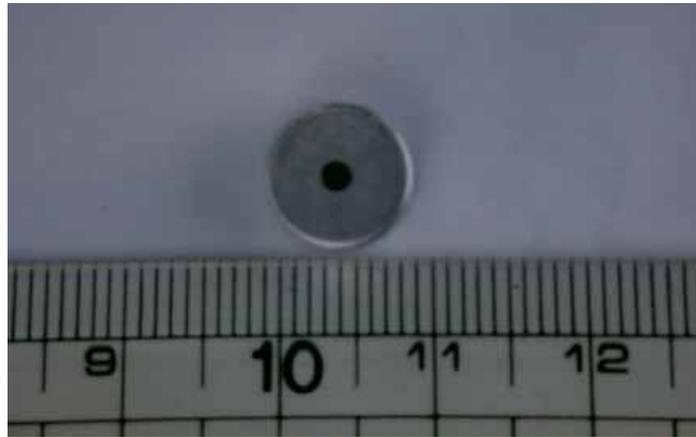


Side View

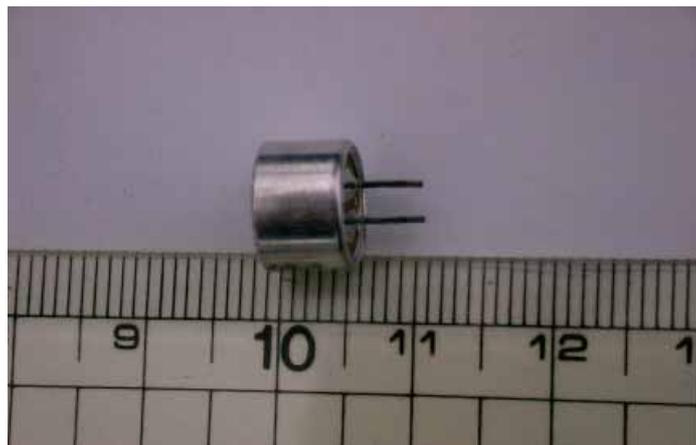


Front View

Fig.4.7 Dimension of Microphone Sensor



Front View



Side View

Fig.4.8 Real View of Microphone Sensor

로서, ECM(Electric Condensing Mike) Unit 외에 전 증폭기(Pre-amplifier)로 전계 효과 트랜지스터(Field Effect Transistor)가 내장되어 있다.

본 시스템에서 마이크로폰은 정전용량형이기 때문에, 마이크로폰에 일정한 전압의 직류전원이 가해지도록 하였다. 직류전압이 너무 낮으면 신호의 수신 감도가 작아져서 SNR이 감쇠되고, 지나치게 크면 마이크로폰에 과부하가 걸리게 되어 마이크로폰의 기능이 저하되므로, DC 4.5[volt]의 구동전압을 가하였다. 따라서, 마이크로폰을 통하여 수신된 신호음은 수 mV정도의 미세 신호의 형태로 구동전압에 실리게 된다.

한편, 수신부는 3개의 마이크로폰으로 구성되어 있는데, 같은 구동전압을 각 마이크로폰에 공급하더라도, 각 마이크로폰 출력단자에서의 진폭특성은 각기 달랐다. 이것은 각 마이크로폰에 내장된 전계효과 트랜지스터의 증폭률에 차이가 있기 때문으로 고유오차에 해당한다. 본 실험에서는 각 마이크로폰의 진폭특성을 일치시키도록 하기 위하여, 3개의 마이크로폰을 같은 위치에 배치하고, 신호음 발신부는 마이크로폰으로부터 1m 전방에 설치하였다. 신호음의 주파수는 100Hz로 하였으며, 동일한 조건에서 10회 연속 측정하여 비교 분석하였다. 그 결과 Fig.4.9의 그림에서 M_1 마이크로폰을 기준으로 할 때, M_2 마이크로폰은 M_1 에 비해 약 1.58[dB] 작았고, M_3 마이크로폰은 M_1 에 비해 약 0.83[dB] 작았다. 이것에 대한 보정은 소프트웨어 신호처리부에서 하도록 하였다.

마이크로폰은 건물 진동 등에 대한 영향을 고려하여 목재에 고정되도록 하였고, 이 고정부는 길이가 1m인 알루미늄 재질의 바(Bar) 위에 설치하였다. 그리고, 3개의 마이크로폰은 일직선상에 0.5m의 간격으로 배열하였고, 그 높이는 신호음 발신장치인 스피커의 높이와 같은 1.42m로 하였다. 또한, 이 수신부는 마이크로폰 어레이가 지면과 수평을 유지하고, 실험 조건의 유동성을

감안하여 카메라(Camera) 고정용 트라이포드(Tripod)에 고정하였다. Fig.4.9는 신호음 수신부의 실제 모습을 나타낸 것이다.

4.2.3 하드웨어 신호처리부

본 실험계에서 하드웨어 신호처리부는 아날로그 고역통과필터(Analog HPF), 주 증폭기(Main Amplifier), 아날로그 대역통과필터(Analog BPF) 및 AD변환기(Analog-Digital Converter)로 구성되어 있다. Fig.4.10은 AD변환기를 제외한 나머지 하드웨어 신호처리부의 회로를 나타낸 것이다.

마이크로폰에는 일정한 구동전압이 공급되고, 전기에너지로 변환된 음향신호는 이 구동전압에 실리게 되므로 마이크로폰의 출력단자에도 일정한 구동전압 성분이 남아있게 된다. 이 회로에서는 마이크로폰의 출력단자로부터 약 0.8[V]의 직류전압 성분이 출력되었고, 이 직류전압 성분과 음향신호 성분을 주 증폭기인 OP앰프(Operational Amplifier)로 6dB만 증폭시켜도 신호성분이 AD변환기의 최대입력 허용 전압인 1.0[V]를 초과하기 때문에 음향신호 성분을 획득할 수 없었다. 따라서, 마이크로폰으로부터 출력되는 신호를 주 증폭기로 증폭하기 전에 아날로그 고역통과필터를 이용하여 이 직류전압 성분을 제거하도록 하였고, 음향신호 성분만을 주 증폭기에 공급하도록 하였다.

그리고, 주 증폭기에서는 소프트웨어 신호처리에 적당하도록 음향신호 성분을 증폭하였다. 이 때의 증폭도는 약 38dB로 하였다.

한편, 아날로그 대역통과필터는 신호음의 유무를 판단함과 동시에 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 동작이 이루어지도록 하는 트리거신호를 위한 것으로서, 증폭기를 통과한 3채널의 신호 중에서 하나를 선택하였다. 일반적으로 RC필터는 입력신호의 주파수가 고주파일 때에는 효과가 양호하지만 기적음의 발신주파수대인 70~700Hz에서는 그다지 필터링 효과가 좋지 않

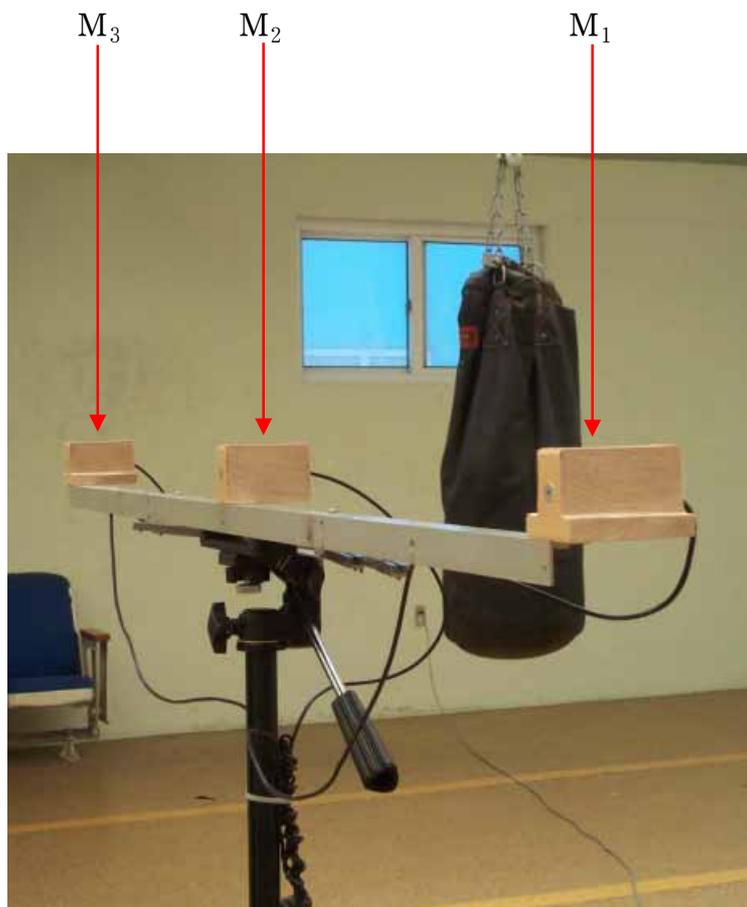


Fig.4.9 Sound Signal Receiving Part
and Microphones Array

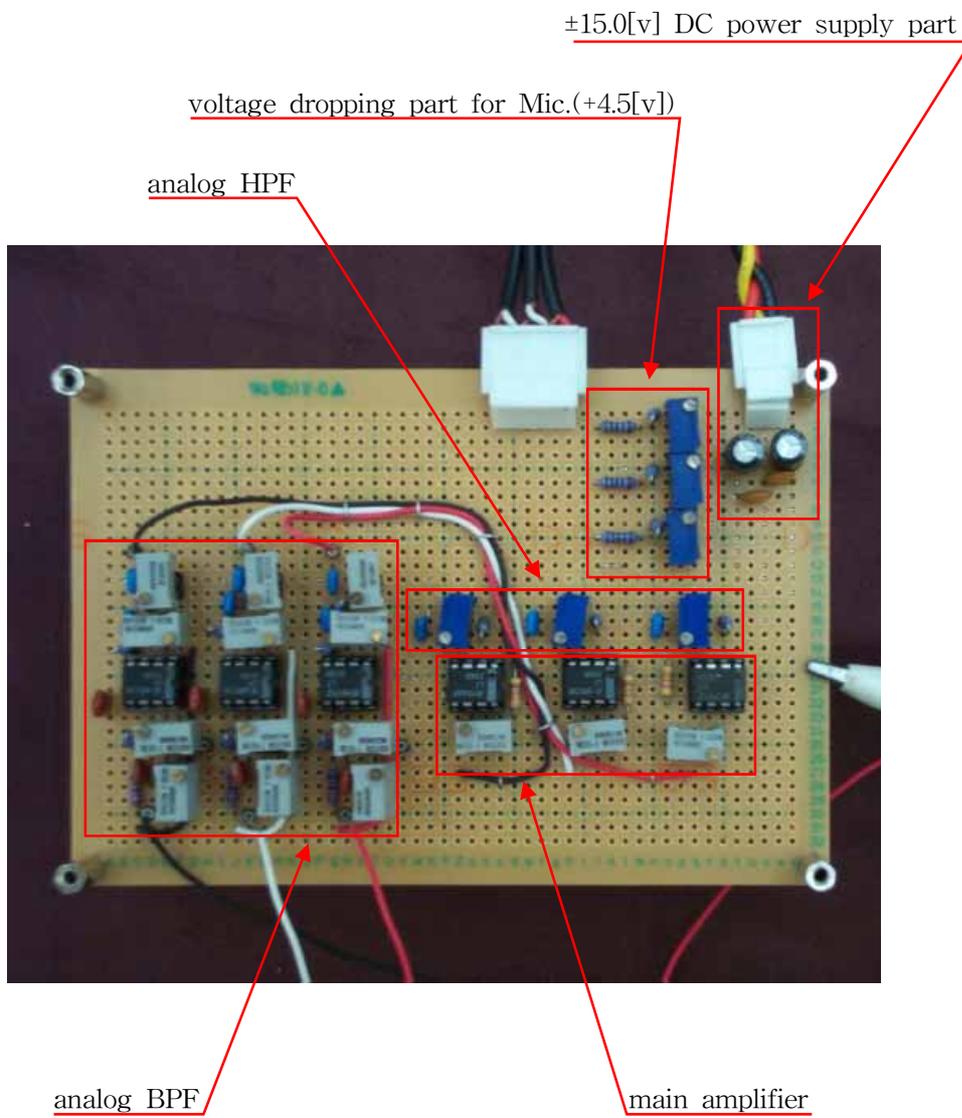


Fig.4.10 Signal Processing Circuit

으므로, 본 시스템에서는 OP앰프를 이용한 필터회로를 구현하였다. 이 대역 통과필터의 통과역은 기적의 발신주파수대인 70~700Hz로 설정하였다. AD변환기는 컴퓨터를 통한 소프트웨어적인 신호처리를 위해서 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환하는 것이다. 본 실험에서는 'NuDaq PCI-9812'를 채택하였고, 변환기의 샘플링 주파수는 1MHz로 설정하였다. Fig.4.11은 AD변환기의 실제 모습을 나타낸 것이다. 그리고, 3채널 동시 샘플링이 이루어지도록 하였고, 데이터는 신호음이 시작되기 이전부터 신호음 성분이 안정되게 수신되는 부분까지를 획득하여 컴퓨터 버퍼메모리(Buffer Memory)에 저장한 후 신호음원의 거리와 방위를 연산하기 위한 디지털 신호처리가 되도록 하였다. 그리고, 버퍼메모리에 저장된 신호음 데이터는 컴퓨터의 주기억장치에 저장 되도록 하였다.

4.2.4 소프트웨어 신호처리부

소프트웨어 신호처리부는 데이터 저장과 DSP(Digital Signal Processing)로 구성하였다. DSP과정에서는 저장된 신호음 데이터에 대한 FFT 분석, 디지털 필터링 및 AGC(Automatic Gain Control)처리 등이 이루어진다. 그리고, AD변환기를 통하여 디지털 값으로 변환된 신호음 데이터는 파일로 컴퓨터의 주기억장치에 저장된다. 이 저장된 데이터의 각 채널 샘플 수는 32,768개로 약 32.8ms 분량이고, 신호음이 없는 부분의 데이터는 약 10,000개로 약 10ms 정도가 되도록 하였다. 여기서, 신호음이 시작되는 부분의 데이터는 마이크론 사이의 도달시간차를 측정하기 위하여 이용하고, 파형이 안정된 부분의 데이터는 신호의 주기, 신호간의 위상비교 및 신호의 진폭 등과 같은 정보를 파악하기 위하여 이용하였다.

한편, 본 연구에서는 신호음원으로부터 발신된 신호음을 마이크로폰으로 수



Fig.4.11 Data Acquisition Board

신할 때, 이 신호음에 포함되는 마이크론 주변에 여러 가지 소음을 제거하고 마이크론에서 신호음의 도달시간차를 정확하게 검출할 수 있는 최적의 계측계를 개발하기 위하여 디지털 필터를 설계하여 신호처리 하였다.

4.2.4.1 디지털 필터의 개요

일반적으로 필터라는 것은 선택적으로 과형, 진폭주파수 또는 위상주파수의 특성을 원하는 방법으로 변환하는 일련의 시스템 또는 네트워크를 말한다. 또한, 필터링의 목적은 신호의 잡음을 제거하는 것과 같이 신호의 질을 높이거나, 신호로부터 정보를 추출하거나 또는 둘 이상의 신호를 분리하는데 있다. 그리고, 필터는 크게 아날로그 필터와 디지털 필터로 분류되며, 아날로그 필터는 전자부품 등을 이용하여 하드웨어적으로만 구성되는 것이다. 디지털 필터는 아날로그 필터와 비교하여 다음과 같은 장단점을 가지고 있다.⁴⁰⁾

(1) 디지털 필터의 장점

- ① 디지털 필터는 직선위상응답(Linear Phase Response)과 같이 아날로그 필터에서는 불가능한 특성을 실현할 수 있다.
- ② 디지털 필터의 주파수응답(Frequency Response)은 필터가 프로그래밍 되어 있다면 필터 계수값을 적절히 변경시킴으로써 필터 특성을 쉽게 수정할 수 있다.
- ③ 여러 개의 입력신호도 하나의 디지털 필터로 필터링할 수 있다.
- ④ 필터링 되기 전후의 데이터가 저장될 수 있다.
- ⑤ 아날로그 필터에서 불가능한 매우 낮은 주파수에서도 디지털 필터는 사용될 수 있다. 또한, 디지털 필터는 샘플링주파수의 간단한 변경을 통하여 넓은 범위에 걸쳐서 사용될 수 있다.

(2) 디지털 필터의 단점

- ① 디지털 필터가 실시간으로 처리하는 신호의 최대 대역폭은 아날로그 필터보다 낮다. 실시간의 상황에서 ADA(Analog-Digital-Analog)변환 과정은 디지털필터 수행 상에 속력제한을 유발한다. ADC의 변환시간과 DAC의 설정시간은 처리될 수 있는 주파수를 제한한다. 더욱이, 디지털필터의 수행속력은 사용되는 디지털 프로세서의 속력과 필터링 알고리즘이 수행되기 위한 산술연산의 회수에 좌우된다.
- ② 디지털 필터는 연속신호의 양자화에 따른 ADC노이즈와 연산에서의 반올림 노이즈와 같은 유한어장 효과의 영향을 받기 쉽다.
- ③ 디지털 필터의 개발과 설계 특히, 하드웨어의 개발에는 아날로그 필터보다 더 많은 시간이 소요된다. 그러나, 한번 개발된 하드웨어 또는 소프트웨어는 다른 필터링 또는 DSP에 약간의 변화만 주어도 사용할 수 있다.

한편, 디지털 필터는 시간영역 특성에서 보면 임펄스응답의 길이에 따라 유한임펄스응답(FIR: Finite Impulse Response)필터와 무한임펄스응답(IIR: Infinite Impulse Response)필터로 나눌 수 있다. 일반적으로 FIR필터는 비재귀형의 구성으로 실현할 수 있기 때문에 비재귀형(Non-recursive)필터라고 하고, IIR필터는 재귀형으로 실현하기 때문에 재귀형(Recursive)필터라고 한다.

FIR필터는 직선위상특성을 정확히 그리고 용이하게 실현할 수 있기 때문에, 데이터전송, 생체의학, 디지털 음향 및 영상과 같이 파형 정보가 중요한 분야에서 필수적인 성질을 가지고 있다. 여기서, 직선위상이란 필터의 입출력 위상차가 신호의 주파수에 비례한다는 것을 의미하는 것으로서, 신호의 파형이 왜곡되지 않도록 하기 위해서는 이와 같은 직선위상특성을 가지는 필터를

이용하여야 한다. 또한, 아날로그필터와 IIR필터로도 직선위상특성을 실현할 수 있지만, 완전한 직선위상특성은 FIR필터만이 실현할 수 있다. 한편, FIR필터는 귀환(Feed Back)이 없기 때문에 항상 안정하다고 할 수 있지만, 주파수영역에서 급준한 감쇠특성을 실현하기 위해서는 높은 차수의 필터가 요구되기 때문에, 주어진 진폭응답특성을 구현하려면 많은 연산량이 요구된다. 한편, IIR필터는 FIR필터보다 적은 차수로 급준한 감쇠특성을 실현할 수 있지만, 직선위상특성을 실현하기 어렵다. 또한, 귀환이 있기 때문에 항상 안정하다고는 할 수 없기 때문에, 시스템이 안정한가를 항상 판별해야 하는 단점을 가지고 있다.⁴¹⁾

본 연구에서는 FIR필터의 직선위상특성과 IIR필터의 급준한 차단특성이 신호음원의 도달시간차 검출과 음원의 거리 및 상대방위 측정에 미치는 영향과 효율을 검증하기 위하여, 두 가지 필터를 모두 설계하였다.

4.2.4.2 FIR필터의 설계

FIR필터의 기본적인 특성은 다음과 같이 나타낼 수 있다.⁴²⁾

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) x(n-k) \quad (4.1a)$$

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) z^{-k} \quad (4.1b)$$

단, $k=0, 1, \dots, N-1$, $h(k)$ 은 필터의 임펄스응답계수,

$H(z)$ 는 필터의 전달함수, N 은 필터의 길이, 즉 필터의 차수

식(4.1a)는 FIR의 필터의 입출력관계를 나타낸 것으로서, 현재의 출력값

$y(n)$ 은 현재 및 과거의 입력값 $x(n)$ 에 의해서 결정된다는 것을 의미한다. 식 (4.1b)는 필터의 전달함수를 표현하는 것으로서, 필터를 설계한다는 것은 이 전달함수와 필터의 임펄스응답 계수를 구하는 것이라 할 수 있다. 그리고, 필터의 입출력관계는 하드웨어적인 구성요소 가산기(Adder), 단위지연소자(Unit Delay Element) 및 승산기(Multiplier)를 이용하여 표현할 수 있고, 식 (4.1a)과 식(4.1b)를 하드웨어 구성요소로 나타내면 Fig.4.12와 같다.

한편, FIR필터의 계수를 계산하기 위한 방법으로는 창함수법, 주파수샘플링법 및 체브체프 근사법 등이 있다. 창함수법은 이상필터의 무한 임펄스응답을 유한 임펄스응답으로 근사하여 FIR필터의 계수를 결정하는 방법으로, FIR필터의 계수를 계산하는데 있어서 매우 간단하고 유연한 방법이다. 그러나, 이 방법은 필터의 파라미터를 적절히 조절할 수 없다는 단점을 가지고 있다. 그리고, 주파수 샘플링법은 계산적으로 매우 효과적인 재귀형 FIR필터의 구현이 가능하지만, 이 기법도 파라미터를 조절하거나 결정하는데 유연하지 못하다. 마지막으로 체브체프 근사법은 Remez법이라고도 하는 것으로 필요한 임펄스응답의 길이가 짧고, 통과역(Passband)과 저지역(Stopband)의 맥동비(Ripple)를 지정할 수 있는 장점을 가지고 있지만, 임펄스응답이 길어지거나 필터의 사양이 복잡할 경우에는 설계시간이 길어지는 문제점이 있다.

본 연구에서는 음원추적 시스템의 적용성, AD변환기의 샘플링주파수 및 신호음의 발신주파수 등을 고려하여 창함수법을 이용하여 FIR필터를 설계하였다. 창함수에는 방형창(Rectangular Window), 해닝창(Hanning Window), 해밍창(Hamming Window), 블랙맨창(Blackman Window) 및 카이저창(Kaiser Window) 등이 있다. 카이저창을 제외한 나머지 창은 고정된 전이역(Transition Width)과 저지역 감쇠율의 특성을 가지고 있기 때문에, 필터설계에 제약이 따른다. 따라서, FIR필터의 창함수는 카이저창을 선택하였고, 신호

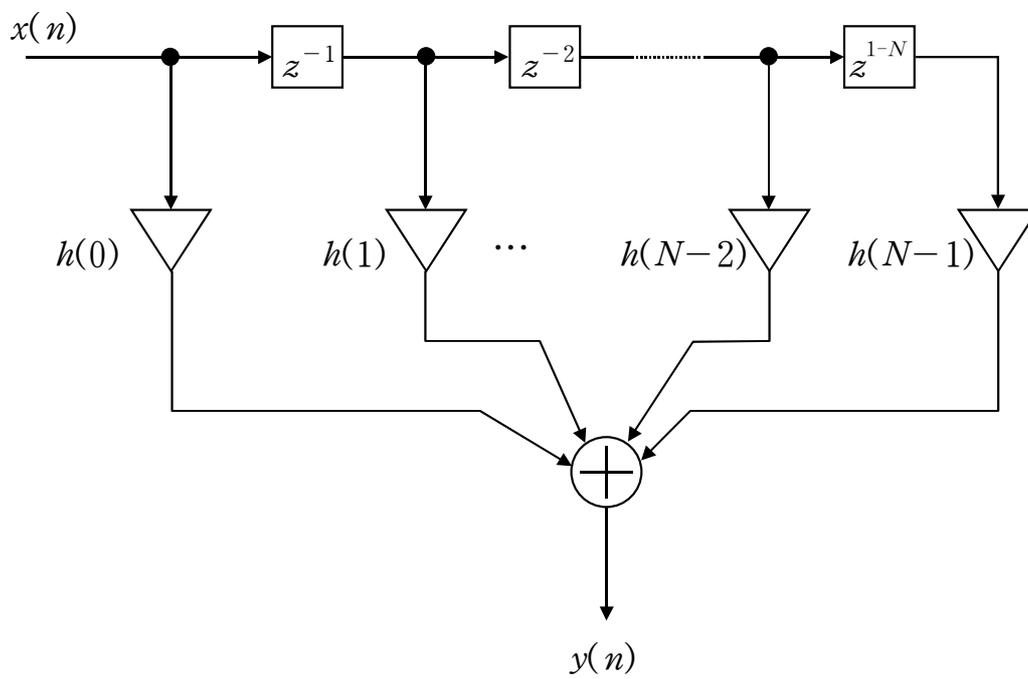


Fig.4.12 Block Diagram of FIR Filter Using Direct Form

음에 포함된 고주파 노이즈를 제거하기 위하여 저역통과필터를 기본 모델로 하여 설계하였다.

창함수를 이용한 FIR필터의 계수 $\tilde{h}(n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{h}(n) = h(n) \cdot w(n) \quad (4.2)$$

단, $h(n)$ 은 저역통과형 이상임펄스응답(Ideal Impulse Response)

$w(n)$ 은 카이저 창함수

여기서, 저역통과필터의 이상임펄스응답과 카이저 창함수는 식(4.3) 및 식(4.4)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} h(n) &= \frac{2f_c \sin(n\omega_c)}{n\omega_c}, & n \neq 0 \\ &= 2f_c, & n = 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

단, f_c 는 저지역 끝단주파수(Stopband Edge Frequency),

ω_c 는 정규화된 저지역 끝단 주파수

$$\begin{aligned} w(n) &= \frac{I_0\left(\beta \left[1 - \left(\frac{2n}{N-1}\right)^2\right]^{1/2}\right)}{I_0(\beta)}, & -(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2 \\ &= 0, & elsewhere \end{aligned} \quad (4.4)$$

단, N 은 필터의 차수, $I_0(\beta)$ 는 0차 제1종 베셀함수

식(4.4)에서 베셀함수(Bessel Function)는 식(4.5)와 같은 멱급수(Power Series)의 형태로 주어진다.

$$I_0(\beta) = 1 + \sum_{k=1}^L \left[\frac{(\beta/2)^k}{k!} \right]^2 \quad \text{단, } L < 25 \quad (4.5)$$

본 연구에서 설계한 카이저 창함수를 이용한 비재귀형 저역통과필터는 통과역 끝단주파수(Passband Edge Frequency)를 신호음의 발신주파수보다 높은 250Hz로 하였고, 저지역 끝단주파수 2.1kHz로 설정하였다. 그리고, 통과역 맥동(Passband Ripple)은 1.0dB로, 저지역 테비에이션(Stopband Deviation)은 25dB로, 샘플링주파수는 AD변환기의 주파수인 1MHz로 설정하였다. 이 필터의 차수는 181차였고, Fig.4.13은 필터의 주파수 응답을 나타낸 것이다.

4.2.4.3 IIR필터의 설계

IIR필터는 식(4.6)과 같은 기본적인 특성을 가진다.⁴³⁾

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k) x(n-k) \quad (4.6)$$

단, $h(k)$ 는 필터의 임펄스응답계수

위의 식에서와 같이 IIR필터의 임펄스응답은 무한하기 때문에, 실질적으로 식(4.6)을 이용하여 IIR필터의 출력값을 연산한다는 것은 불가능하다. 따라서, IIR필터는 식(4.7)과 같이 재귀형태로 나타낼 수 있다.

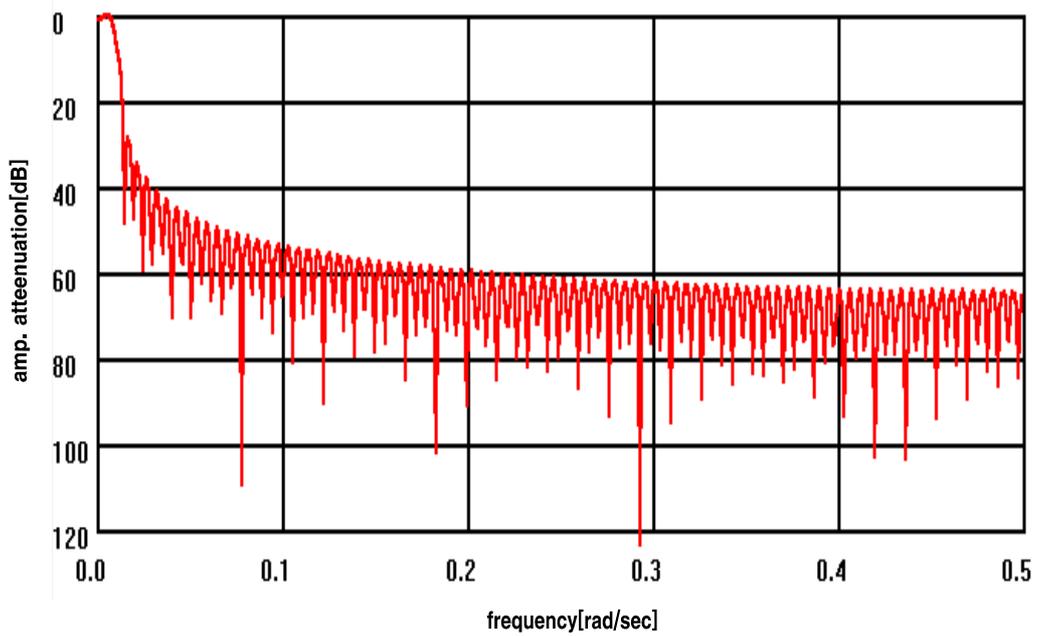


Fig.4.13 Frequency Response of FIR LPF Designed by Kaiser Window Function

$$\begin{aligned}
y(n) &= \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) \\
&= \sum_{k=0}^N a_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M b_k y(n-k)
\end{aligned} \tag{4.7}$$

여기서, a_k 와 b_k 는 필터의 계수이고, $x(n)$ 과 $y(n)$ 은 필터의 입력값 및 출력값을 나타낸 것으로서, 현재의 출력값 $y(n)$ 은 과거의 출력 $y(n-k)$ 와 현재 및 과거의 입력값 $x(n-k)$ 로 이루어진 함수이다. 그리고, IIR필터의 전달함수는 식(4.8)과 같이 나타낼 수 있고, 이것을 기본 소자를 이용하여 나타내면 Fig.4.14과 같다.

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^N a_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^M b_k z^{-k}} \tag{4.8}$$

한편, IIR필터는 크게 버터워스(Butterworth)필터, 체브체프(Chebyshev)필터, 역체브체프(Inverse-chebyshev)필터 및 타원(Elliptic)필터로 나눌 수 있다. 먼저, 버터워스필터는 통과역에서 맥동이 존재하지 않기 때문에 진폭특성이 거의 평탄하고, 차단주파수를 지나면 감소하는 버터워스 특성을 이용한 것이다. 그러나, 이 필터는 주파수가 증가함에 따라 손실이 증가하여 전 주파수대역의 관점에서 볼 때 주파수 응답이 고르지 못하다는 단점이 있다. 두 번째로 체브체프필터는 통과역에 맥동이 있고 저지역에는 맥동이 없는 비교적 평탄한 특성을 가지고 있고, 급준한 차단특성을 실현할 수 있다. 그러나, 저지역에서의 특성은 버터워스필터와 비슷하다. 세 번째로 역체브체프필터는

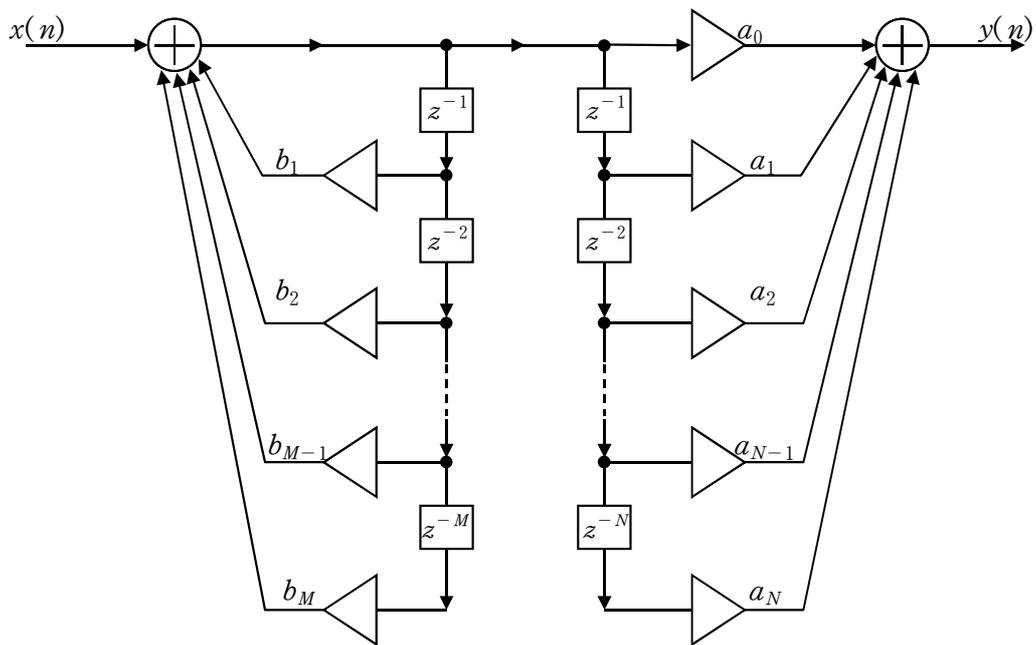


Fig.4.14 Block Diagram of IIR Filter Using Direct Form

통과역에 맥동이 없고 저지역에 맥동이 있는 필터로서, 버터워스필터와 체브체프필터보다 동등한 필터사양에 대하여 낮은 필터차수로 급준한 차단특성을 실현할 수 있다. 마지막으로 타원필터는 통과역과 저지역 모두에서 맥동을 가지고 있기 때문에, 진폭응답의 관점에서 가장 효과적인 필터이다. 그러나, 위상응답(Phase Response)이 문제시되는 분야에서는 사용하기에 어려운 경우가 있다. 그리고, 이 필터는 다른 필터와 달리 진폭특성 및 필터의 계수가 간단하게 연산되지 않는 큰 단점을 가지고 있다.^{44),45)}

따라서, 본 논문에서는 급준한 차단특성 및 저지역에서의 안정된 진폭특성을 실현할 수 있는 역체브체프필터를 IIR필터의 기본 모델로 선택하였고, 이 필터의 진폭자승 응답(Magnitude-squared Response) 특성은 식(4.9)와 같다.

$$|H_{CN}(j\omega')|^2 = \frac{\epsilon^2 C_N^2(1/\omega)}{1 + \epsilon^2 C_N^2(1/\omega)} \quad (4.9)$$

단, $C_N(\omega)$ 는 체브체프 다항식,

ϵ 은 통과역의 진폭손실

그리고, 식(4.9)를 이용하여 저역통과필터와 고역통과필터를 설계하였다. 먼저, 역체브체프 저역통과필터의 통과역 끝단주파수와 저지역 끝단주파수는 각각 250Hz와 650Hz로 설정하였다. 또한, 통과역의 맥동은 0.1dB로 저지역의 감쇠량은 40dB로 하였으며, 샘플링주파수는 FIR필터와 마찬가지로 1MHz로 두었다. Fig.4.15는 이 필터의 주파수응답을 나타낸 것으로서, 필터의 차수는 4차이다. 두 번째로, 역체브체프 고역통과필터의 통과역 끝단주파수와 저지역 끝단주파수는 200Hz와 90Hz이고, 통과역 맥동과 저지역 감쇠량 및 샘플링주파수는 역체브체프 저역통과필터의 사양과 일치시켰다. Fig.4.16은 이 필터의

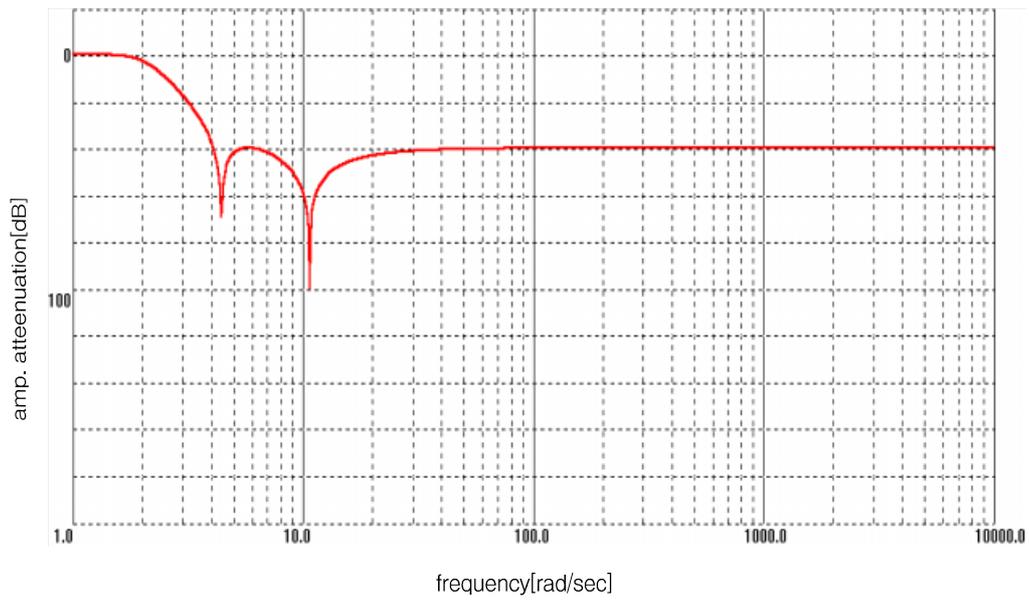


Fig.4.15 Frequency Response of Inverse-chebyshev LPF

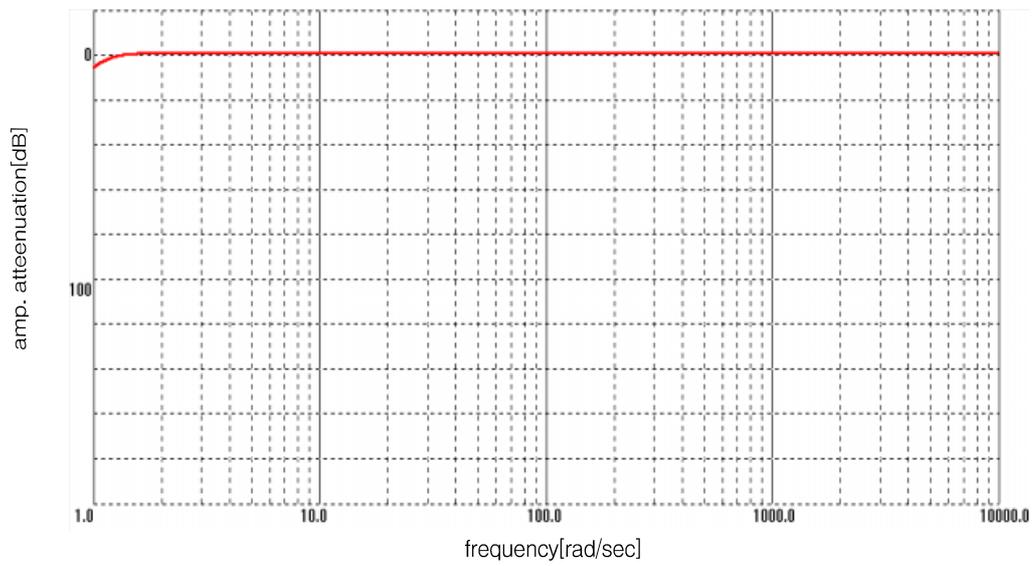


Fig.4.16 Frequency Response of Inverse-chebyshev HPF

주파수응답을 도시한 것으로서, 필터의 차수는 4차이다.

여기서, 역체브체프 저역통과필터는 비재귀형 저역통과필터와 마찬가지로 신호음의 주파수가 230Hz이기 때문에, 이 이상의 잡음 성분을 제거하기 위한 것이다. 또한, 역체브체프 고역통과필터는 신호음이 마이크로폰에 수신되기 시작하는 부분의 파형을 그 후에 이어지는 파형이 안정된 신호보다 상대적으로 증폭하여 도달시간차를 검출하기 위한 것이다. 이 부분은 실제로 신호음이 각 마이크로폰에 먼저 수신되는 음파에 해당하는 것으로서, 다른 부분에 비해 멀티패스(Multipath)와 같은 영향으로 인한 파형의 왜곡 및 위상변화 등이 가장 적게 발생하는 부분이라 할 수 있다.

4.2.5 연산표시부

연산처리 과정에서는 도달시간차를 검출하기 위한 신호음의 고속상호상관 분석 및 거리와 방위의 연산이 이루어지도록 하였다. 연산된 신호음원의 거리와 상대방위는 여러 가지 형태로 표시될 수 있지만, 본 실험에서는 Fig.4.17과 같이 컴퓨터의 모니터(Monitor)에 표시되도록 하였고, 이러한 형태는 차후 제작될 하드웨어적인 디스플레이(Display) 장치의 기본 모델이라 할 수 있다. 그리고, 본 시스템에서 AD변환기의 제어, 소프트웨어 신호처리 및 연산표시의 모든 과정을 윈도우용 '비주얼 C++ 6.0'을 이용하여 프로그래밍하였다.

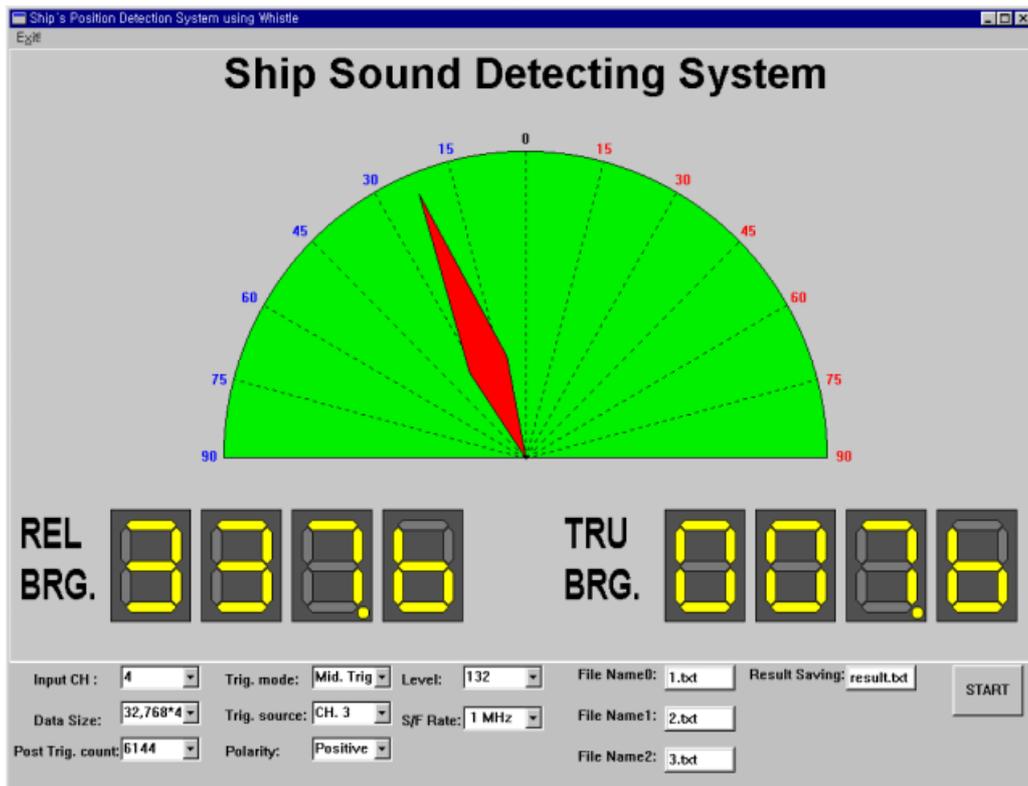


Fig.4.17 Indication of Measured Result

제 5장 실험방법 및 결과

5.1 실험방법

본 연구에서는 신호음원까지의 거리 및 상대방위를 고정도로 측정할 수 있는 시스템 및 최적의 알고리즘 개발을 위하여, 크게 두 가지 방법으로 실험을 실시하였다. 첫 번째는 선박에 탑재된 호종과 유사한 형태의 음파를 발신하는 소형 마우스피스(Mouthpiece)를 신호음원으로 선택한 경우이고, 두 번째는 오디오 제너레이터(Audio Generator)를 신호음원으로 채택한 경우이다.

5.1.1 마우스피스 실험방법

마우스피스를 신호음원으로 선택한 실험은 제3장에서 설명한 신호음원까지의 거리 및 방위측정 원리와 도달시간차 계측법의 유효성을 검증하기 위한 것이다. 본 실험은 넓이 약 $20\text{m}^2(5\text{m}\times 4\text{m})$ 이고, 높이가 약 3m인 콘크리트 건물의 실내에서 이루어졌고, 신호음의 발신부와 수신부는 지면으로부터 1.38m의 높이를 유지하도록 하였다. 또한, 이 신호음의 중심 주파수는 FFT분석을 통하여 확인한 결과 약 6.9kHz 이었다. Fig.5.1은 소형 마우스피스로부터 발신된 신호음을 아날로그 고역통과필터로 필터링한 파형을 나타낸 것이다.

그리고, 중간 마이크로폰으로부터 신호음원까지의 거리는 6.54m로 하였고, 그 이상의 거리는 실험 장소의 공간적인 제약으로 생략하였다. 또한, 신호음원까지의 상대방위는 M_1 과 M_2 사이를 $-90^\circ \sim 0^\circ$ 로, M_2 와 M_3 사이를 $0^\circ \sim +90^\circ$ 로 하여 전체 $-90^\circ \sim +90^\circ$ 의 범위에서 $5^\circ \sim 15^\circ$ 간격으로 랜덤하게 설정하였고, 마이크로폰 어레이 후방의 범위는 본 실험에서 고려하지 않았다. 그리고, 실험은 같은 음원위치에서 15회 연속 측정하였다.

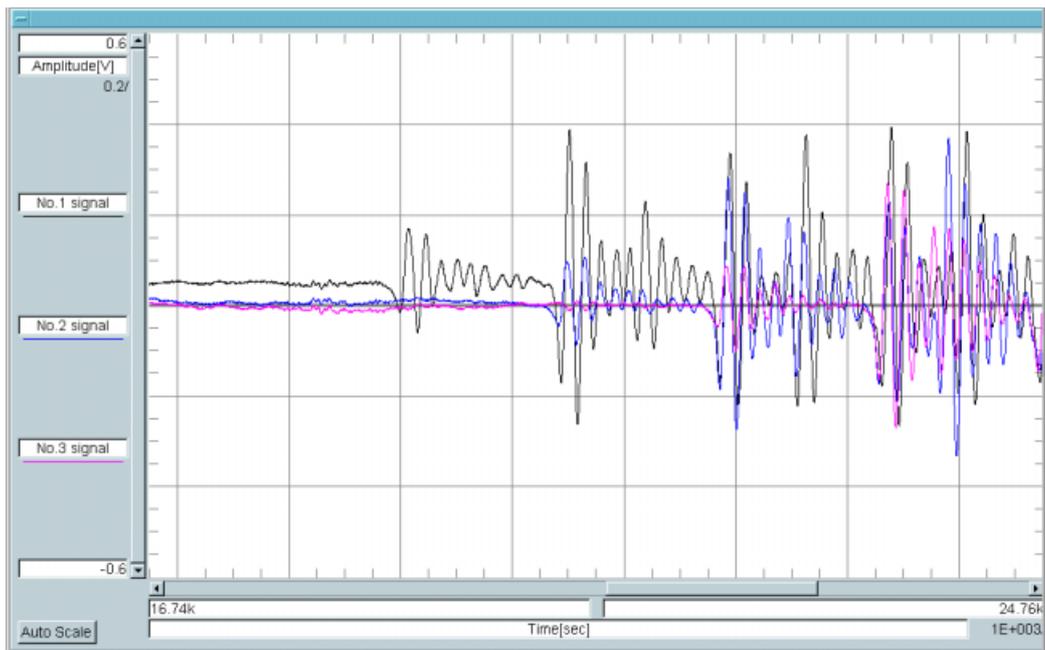


Fig.5.1 Mouthpiece's Sound Signal

5.1.2 오디오 제너레이터 실험방법

본 실험은 중간 마이크로폰으로부터 신호 음원까지의 거리를 충분히 크게 하기 위하여, 넓이 약 $450\text{m}^2(30\text{m}\times 15\text{m})$ 이고, 높이가 약 5m인 콘크리트 재질의 건물 실내에서 이루어졌다. 신호음원까지의 거리는 9.53m, 11.7m, 14.95m, 17.0m 및 22.45m로, 방위는 $10^\circ \pm 5^\circ$ 간격으로 $-90^\circ \sim +90^\circ$ 의 범위에서 랜덤하게 설정하였다. 그리고, 마우스피스를 이용한 실험의 경우와 마찬가지로 마이크로폰 어레이 후방은 본 실험에서도 고려하지 않았으며, 실험은 같은 음원위치에서 15회 연속 측정하여, 음원의 방위와 거리를 측정하도록 하였다.

한편, 신호음원의 위치를 측정하기 위한 최적의 실계측계를 개발하기 위하여, 네 가지 경우의 신호처리 기법별로 나누어 실험하였다. 먼저, RC형 아날로그 고역통과필터로 신호처리된 음향신호를 AD변환기로 획득하고, 마이크로폰 사이의 도달시간차를 검출하여 음원의 위치를 측정하였다. 그리고, 이 신호음 데이터를 제4장에서 기술한 비재귀형 저역통과필터, 재귀형 저역통과필터 및 재귀형 고역통과필터를 이용하여 필터링 신호처리하였고, 각 필터링 기법별로 신호음원의 방위 및 거리를 측정하여 그 정도(精度)를 비교 분석하였다. 첫 번째는 Fig.5.2와 같이 아날로그 고역통과필터로만 필터링된 신호를 이용하여 위치검출 연산을 하는 경우이고, 두 번째는 Fig.5.2의 신호를 비재귀형 저역통과필터로 필터링 한 후 위치검출 연산을 하는 경우로서, Fig.5.3은 그 필터링된 신호의 파형을 나타낸 것이다. 세 번째는 Fig.5.2의 신호를 재귀형 역채브체프 저역통과필터로 필터링 한 경우로, Fig.5.4는 이 디지털필터로 필터링된 신호를 나타낸 것이다. 네 번째는 재귀형 역채브체프 고역통과필터와 비재귀형 저역통과필터로 동시에 필터링한 경우로서, Fig.5.5는 이 필터로 필터링된 신호를 나타낸 것이다.

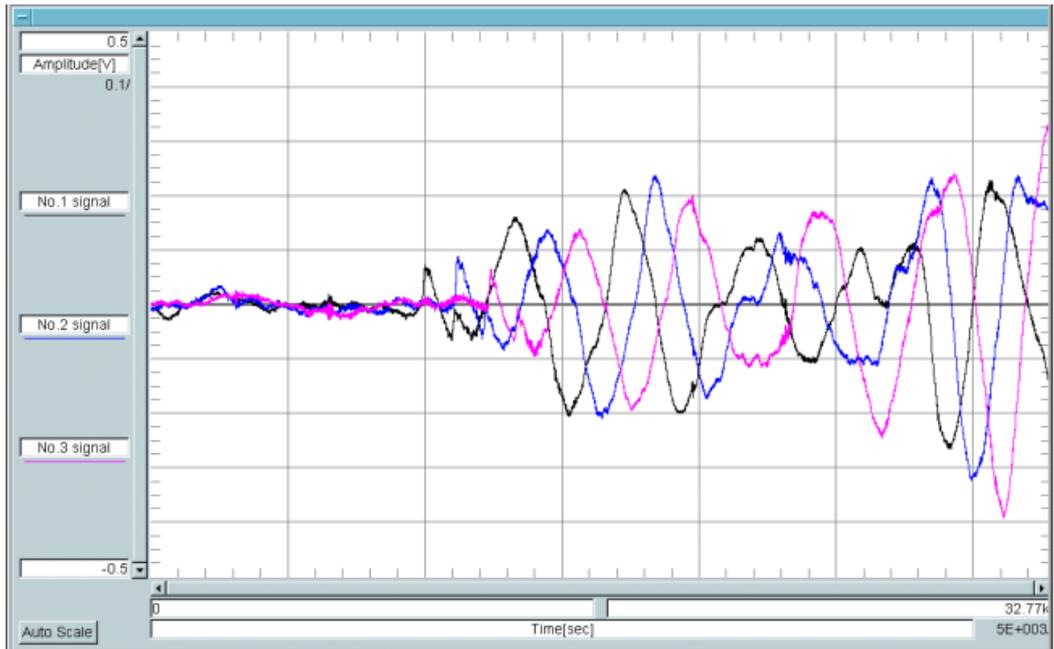


Fig.5.2 Filtered Signal by Analog HPF

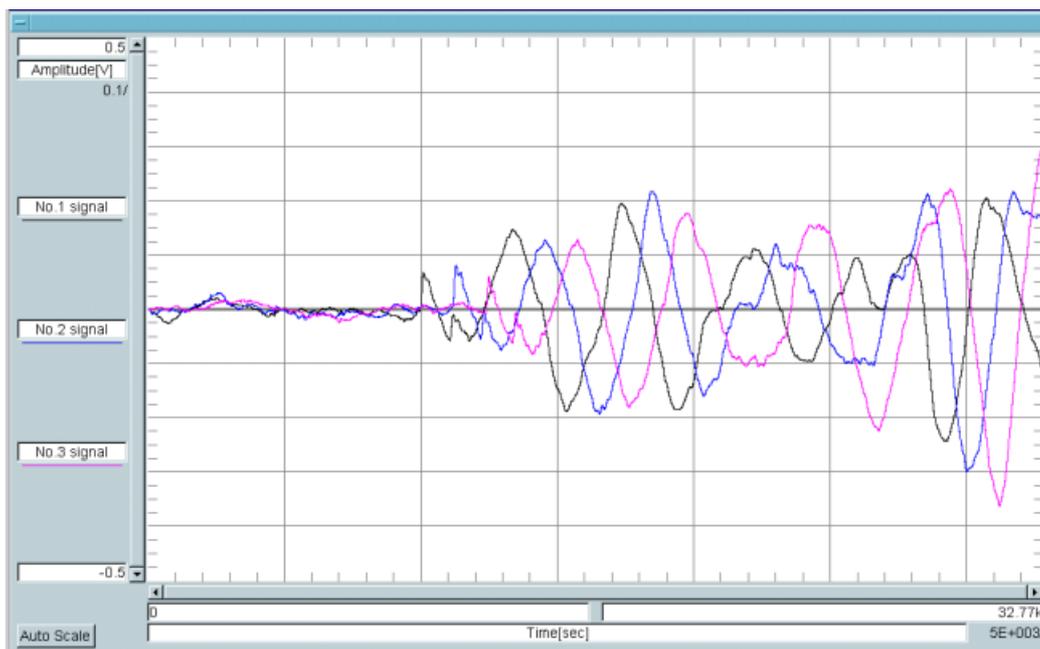


Fig.5.3 Filtered Signal by FIR LPF

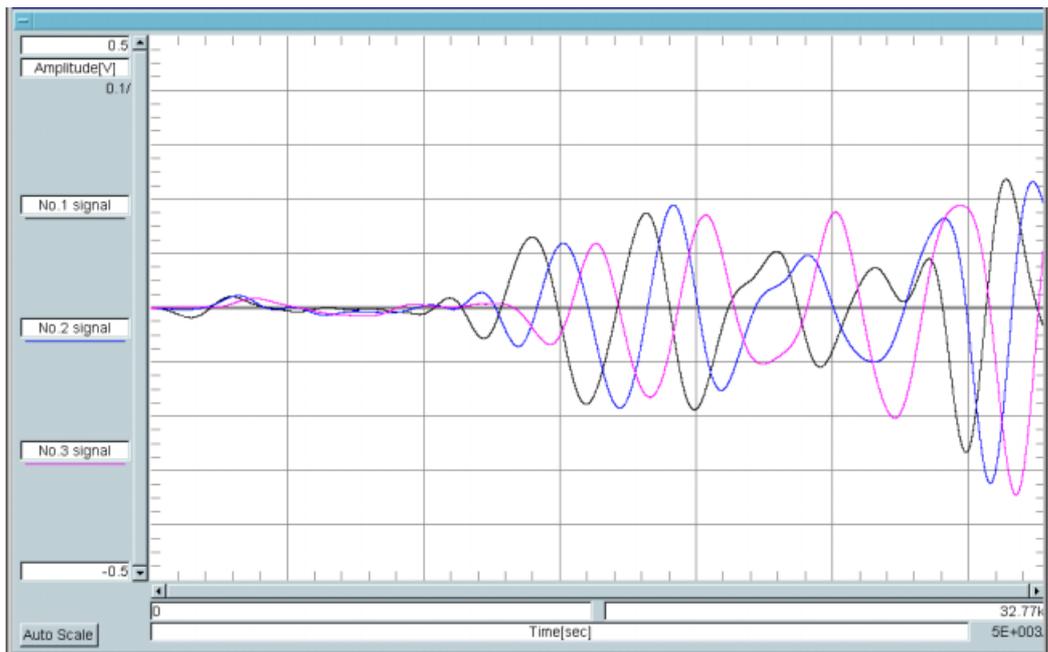


Fig.5.4 Filtered Signal by IIR LPF

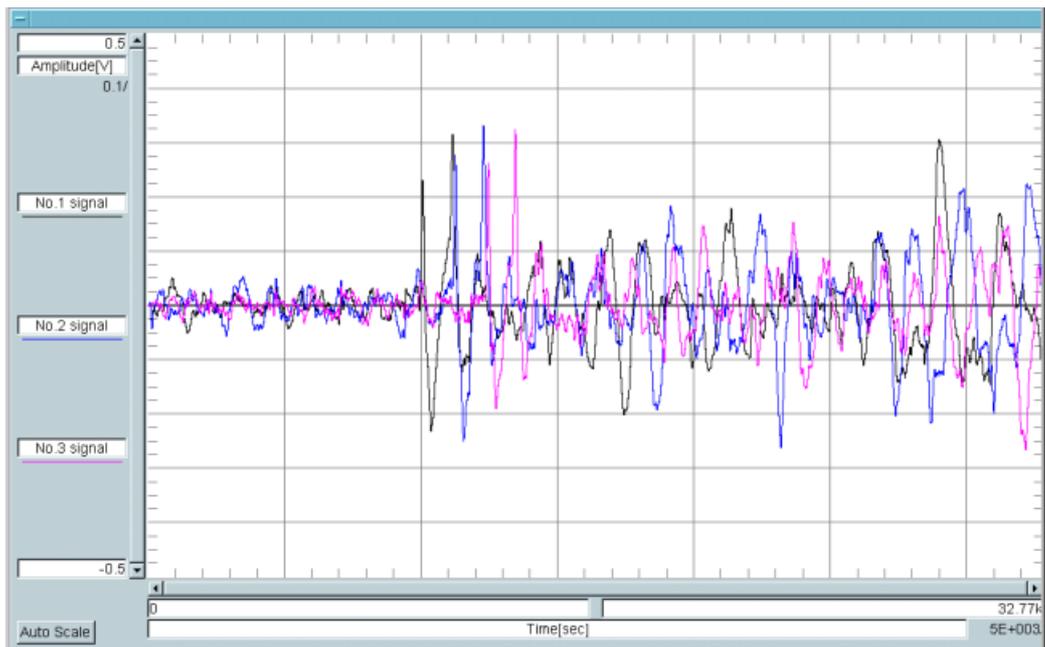


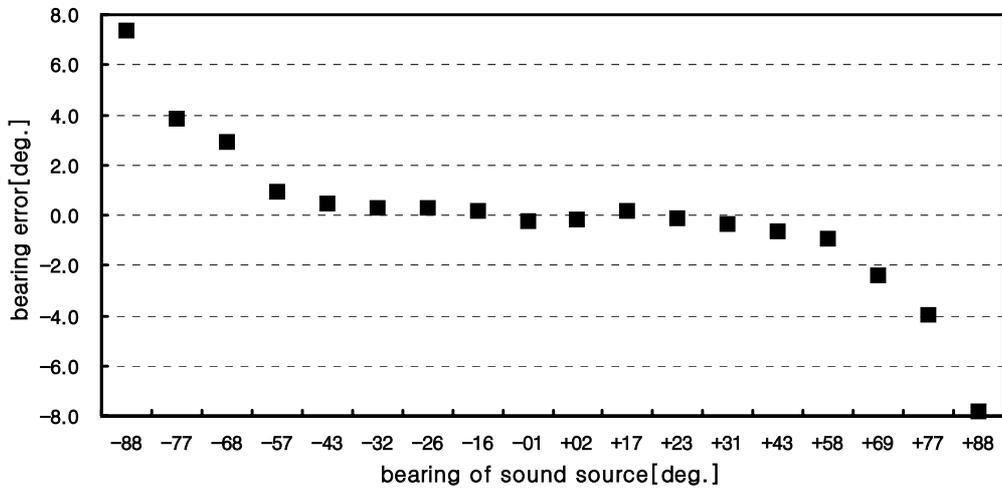
Fig.5.5 Filtered Signal by IIR HPF and FIR LPF

5.2 실험결과 및 분석

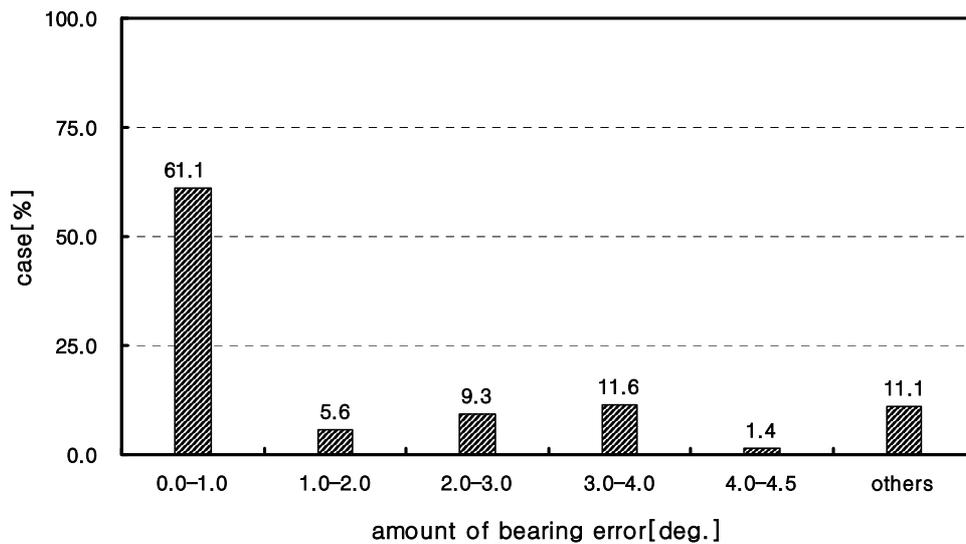
5.2.1 마우스피스 실험결과

Fig.5.6은 마우스피스인 음원으로부터 발신된 신호음을 이용하여 측정된 방위검출 결과로서, (a)는 각 음원 위치에서 측정방위와 진방위의 차이인 방위오차를 평균한 오차량의 분포를 나타낸 것이다. 가로축은 측정시 음원의 상대방위를 세로축은 방위 오차량을 나타낸 것이다. 그림에서 음원의 진방위가 $-57^{\circ} \sim +58^{\circ}$ 사이의 범위에 있는 경우, 평균오차가 모두 2.0° 미만으로 측정되었다. 그리고, 측정된 방위의 평균오차는 음원의 방위가 마이크폰 어레이의 연장선인 -90° 와 $+90^{\circ}$ 에 근접할 수록 커지고, 0° 를 중심으로 대칭되는 양상을 보이고 있다. 이것은 Fig.3.9 (b) 경우의 시뮬레이션 결과와 유사한 경향을 보이고 있는 것이다. 한편, Fig.5.6의 (b)는 일정한 방위오차 범위 이내로 측정된 회수를 전체 측정회수에 대한 백분율로 나타낸 것으로서, 가로축은 방위의 오차량이고, 세로축은 측정된 회수의 비율이다. 전체 측정회수의 약 61.1%가 1.0° 미만의 오차로 측정되었고, 5.0° 이상의 오차를 가지는 경우가 약 11.1%를 차지하고 있다. 그러나, 음원의 진방위가 $-57^{\circ} \sim +43^{\circ}$ 인 관측 영역에서는, 모든 데이터가 1.0° 미만의 오차 범위 내에서 측정되었고, $-57^{\circ} \sim +58^{\circ}$ 의 범위에서는 모든 데이터가 2.0° 이내의 오차만을 가지고 측정되었다.

Fig.5.7은 거리측정 결과로서, (a)는 음원의 각 위치에서 측정된 거리 오차량의 평균값 분포를 도시한 것이다. 가로축은 신호음원의 진방위를 세로축은 거리 오차량을 나타낸 것이다. 이 경우도 방위측정 결과와 마찬가지로 음원의 방위가 마이크폰 어레이의 연장선에 근접할 수록 측정되는 평균 거리오차량도 커지고, 0° 를 기준으로 대칭되는 양상이다. 그리고, 평균 오차가 -57° 와 $+58^{\circ}$ 를 기점으로 마이크폰 어레이의 연장선에 멀어질수록 급격히 감소

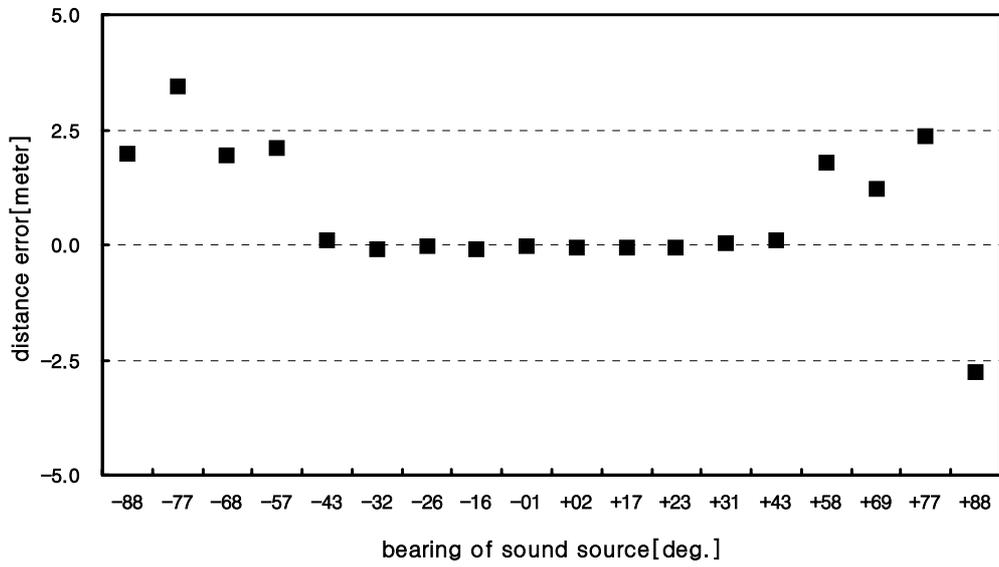


(a) Distribution of Measured Bearing's Mean Error

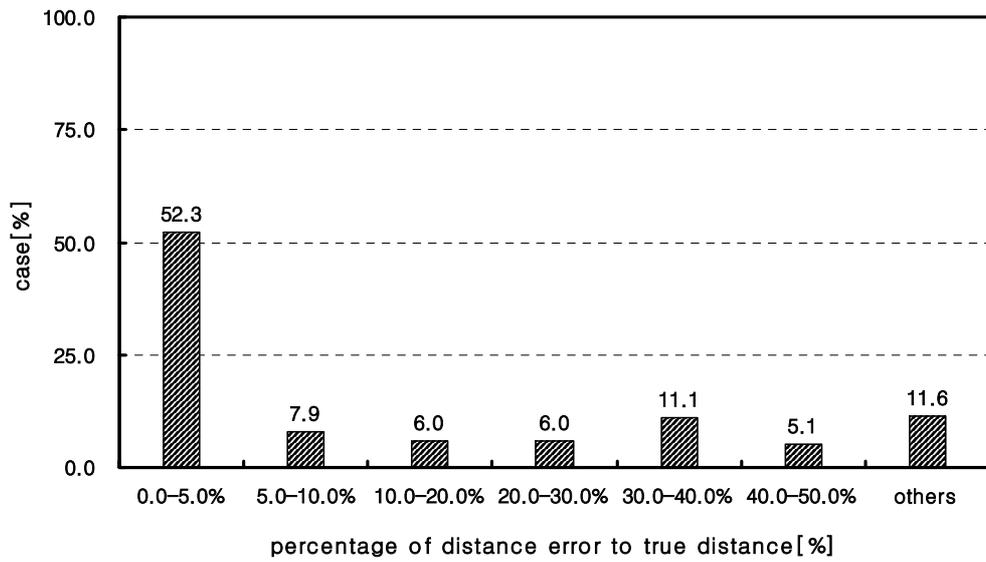


(b) Measured Times Ratio According to Bearing Error Amount

Fig.5.6 Result of Mouthpiece Source's Bearing Measurement



(a) Distribution of Measured Distance's Mean Error



(b) Measured Times Ratio According to Distance Error Amount

Fig.5.7 Result of Mouthpiece Source's Distance Measurement

하여, $-43^{\circ} \sim +43^{\circ}$ 의 관측 영역에서는 평균오차가 약 11.0cm 이하로 되었다. Fig.5.7의 (b)는 음원까지 실제 거리의 일정 비율에 해당하는 오차 범위 안에서 측정된 회수를 전체 측정회수에 대한 백분율로 도시한 것이다. 가로축은 거리오차 비율이고, 세로축은 그 거리오차 비율 범위에서의 측정율을 나타낸 것이다. 측정 결과 거리오차 비율 5%(거리오차 32.7cm) 이하로 측정된 경우가 전체 데이터의 52.3%를 차지하였다. 그리고, 음원이 $-43^{\circ} \sim +43^{\circ}$ 의 관측 영역에 있는 경우에 대해서는 약 89.2%가 거리오차 비율 5% 이하로 측정되었고, 그 중에서 약 42.0%가 거리오차 10.0cm 이하로 측정되었다.

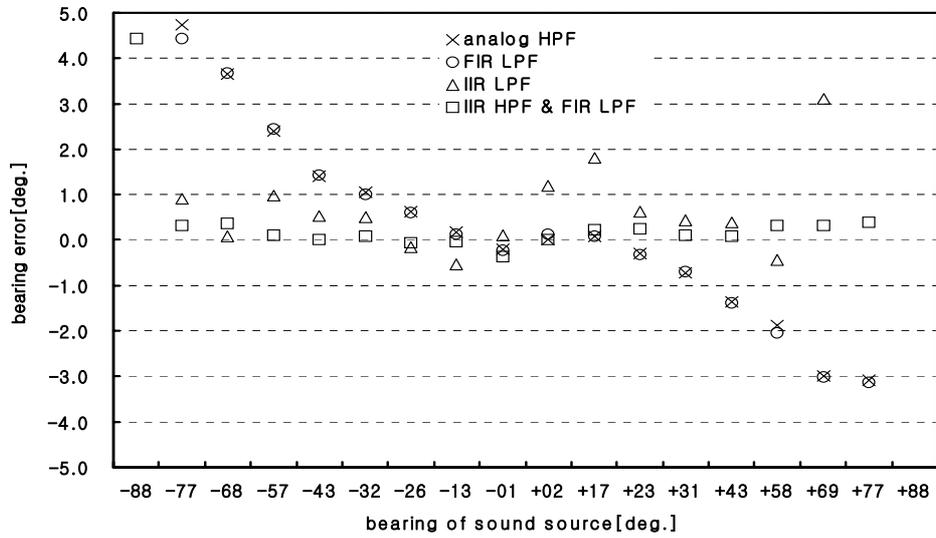
따라서, 신호음이 마우스피스로부터 발신되는 Fig.5.1과 같은 형태의 파형일 경우에는 정확하게 신호음의 도달시간차를 검출할 수 있기 때문에, 신호음원까지의 거리 및 상대방위를 고정도로 측정하는 것이 가능하다는 것을 알 수 있었다. 아울러, 본 논문에서 제시한 음원추적 알고리즘은 높은 유효성을 가지고 있다는 것을 확인할 수 있었다.

5.2.2 오디오 제너레이터 실험결과

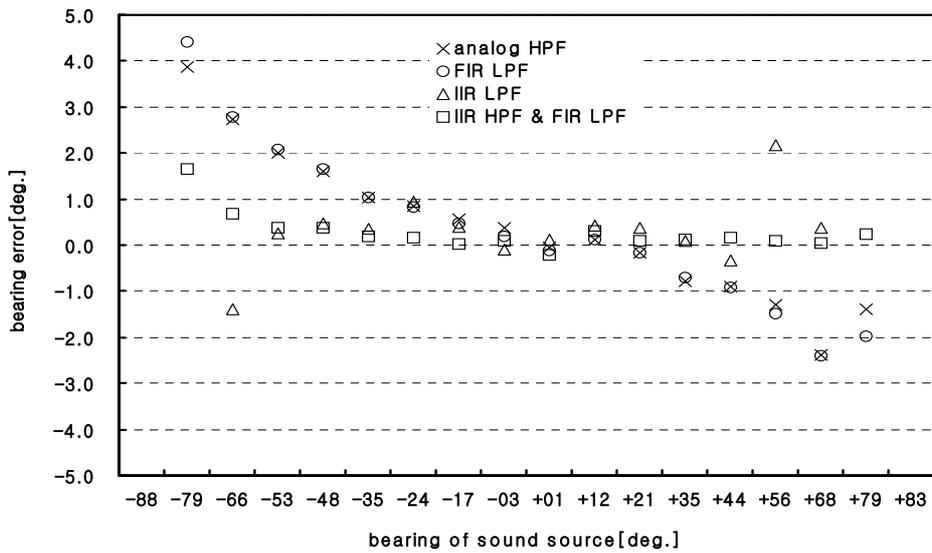
5.2.2.1 방위측정

Fig.5.8은 마이크로폰 어레이를 통하여 수신된 동일한 신호음 데이터에 대하여 각각의 필터링 방법으로 신호처리한 후 측정된 방위결과를 각 측정 거리별로 나타낸 것이다. 그림에서 가로축은 측정시 신호음원의 진방위를 세로축은 방위 오차량이고, 측정 결과로서 신호처리 기법별로 측정된 방위의 평균 오차량 분포를 도시하였다.

실험결과 오디오 제너레이터의 경우도 Fig.3.9 (b)의 시뮬레이션 경우와 마찬가지로 신호음원의 방위가 마이크로폰 어레이의 연장선에 근접할 수록 신호처리기법에 관계없이 측정방위의 평균오차가 증가하는 것을 알 수 있었다.

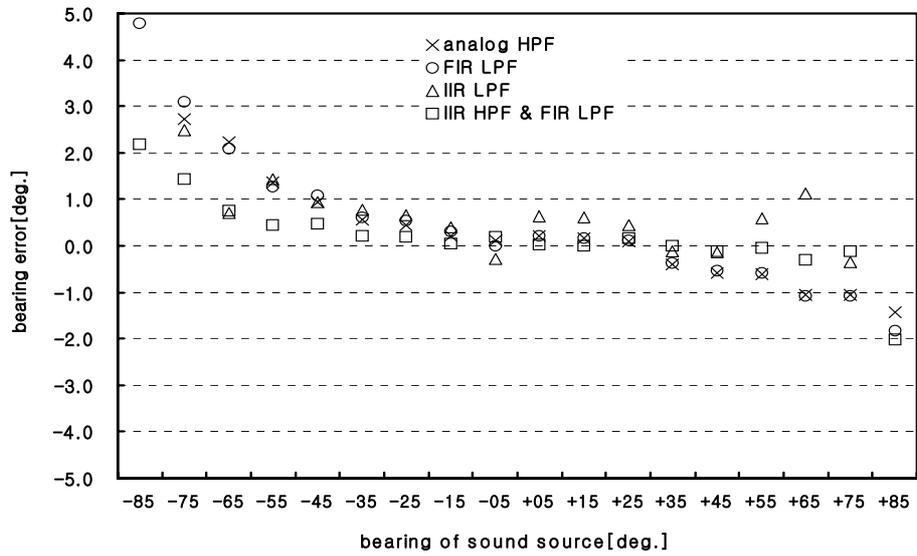


(a) In Case of Sound Source's Distance 9.53m

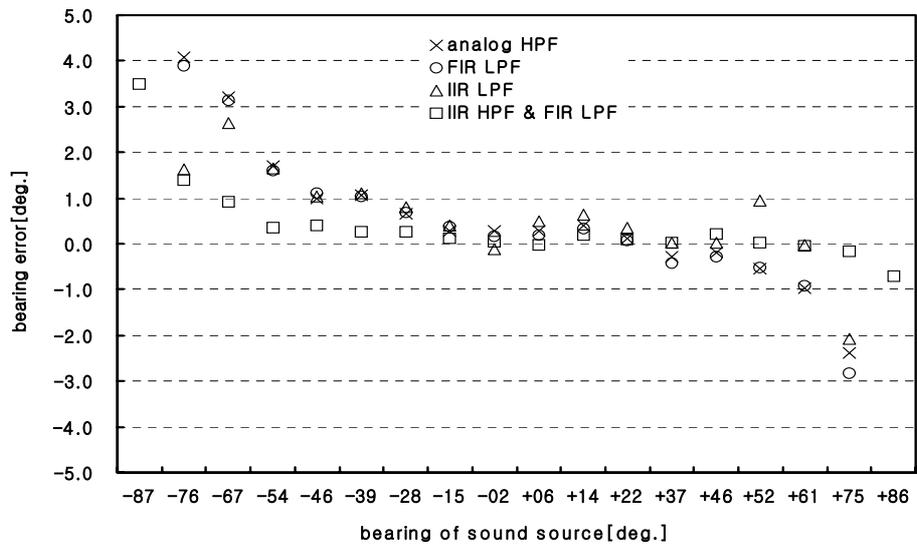


(b) In Case of Sound Source's Distance 11.75m

Fig.5.8 Distribution of Measured Bearing's Mean Error According to Each Filtering Signal Processing

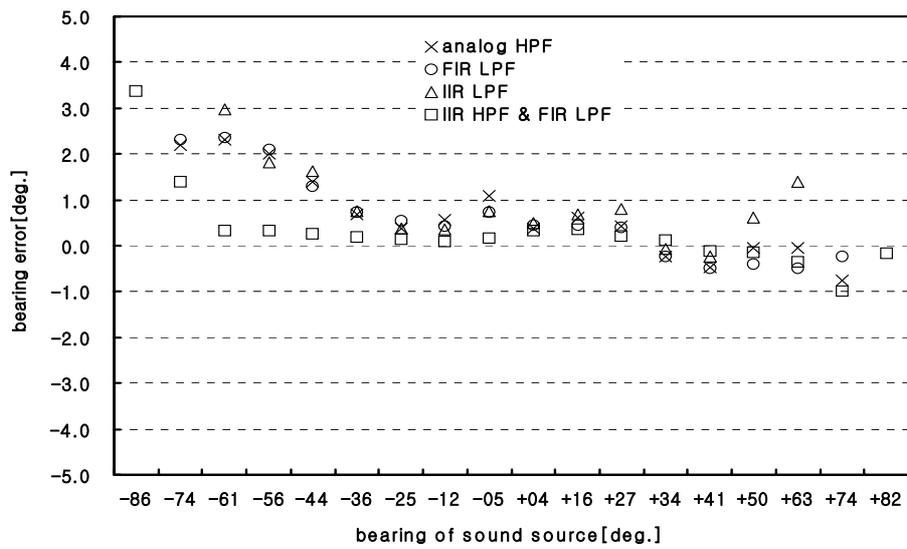


(c) In Case of Sound Source's Distance 14.95m



(d) In Case of Sound Source's Distance 17.0m

Fig.5.8 Distribution of Measured Bearing's Mean Error According to Each Filtering Signal Processing



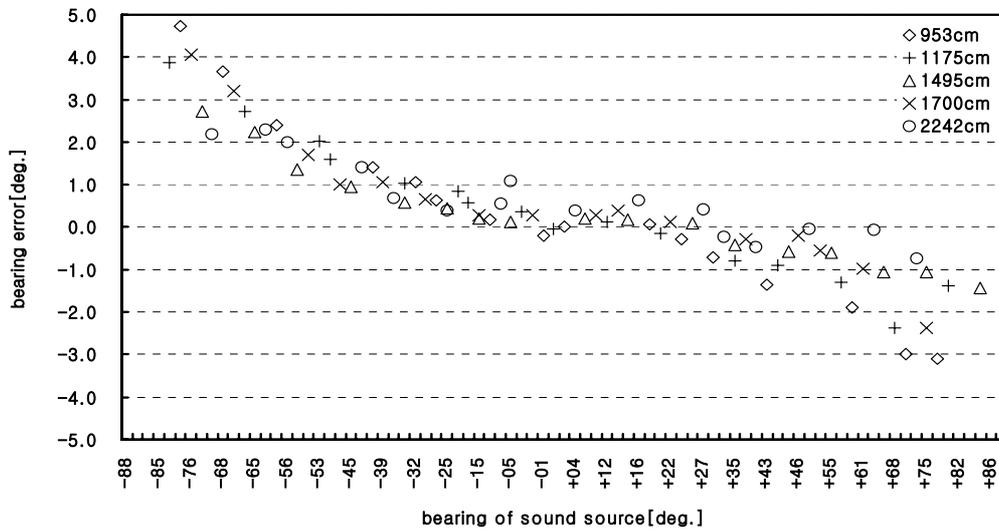
(e) In Case of Sound Source's Distance 22.42m

Fig.5.8 Distribution of Measured Bearing's Mean Error According to Each Filtering Signal Processing

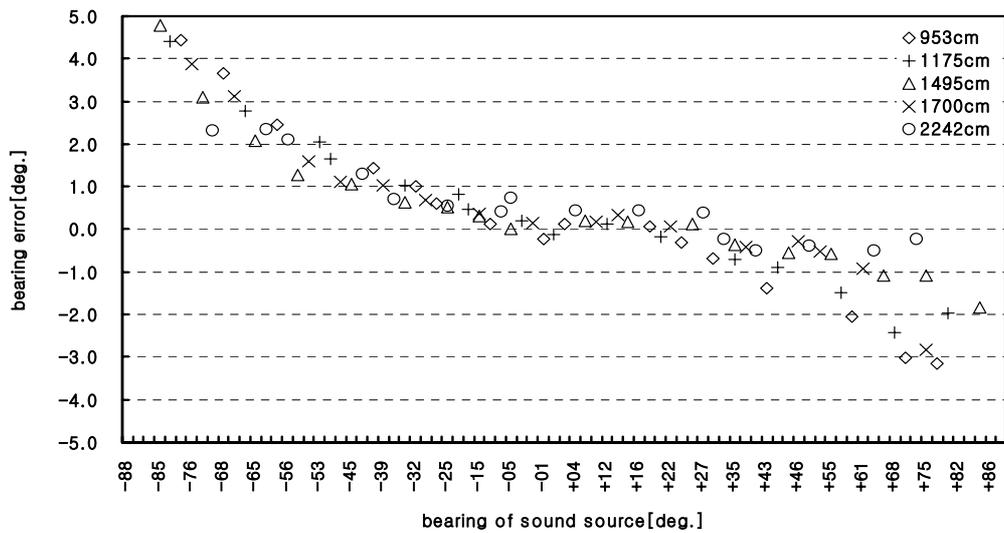
각 그림에서 아날로그 고역통과필터로 신호처리 한 경우는 FIR LPF의 경우와 유사한 평균오차 분포를 보이고 있다. 그리고, IIR LPF의 경우에는 다른 신호처리 경우에 비해 평균오차 분포가 다소 산만하지만, 음원의 거리가 22.42m인 (e)의 경우를 제외하고는 FIR LPF와 아날로그 고역통과필터의 경우에 비해 평균오차량은 적은 것을 알 수 있다. 한편, IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 신호처리한 경우는 신호음원까지의 거리에 관계없이 다른 신호처리 경우에 비해 측정된 방위의 평균값이 적었다. 그러나, 이 경우에서도 음원이 마이크로폰 어레이의 연장선에 근접할수록 평균 오차량이 증가하여, 음원이 $-90^{\circ} \sim -80^{\circ}$ 과 $+80^{\circ} \sim +90^{\circ}$ 의 영역에서는 평균오차가 5.0° 이상이 되는 것을 알 수 있었다.

Fig.5.9는 각 필터별로 모든 측정거리에서 측정된 평균 오차량의 분포를 나타낸 것으로서, 가로축은 음원의 진방위를 세로축은 방위 오차량을 도시하였다. 그림에서 아날로그 고역통과필터, FIR LPF 및 IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 신호처리 한 경우는 마이크로폰으로부터 신호음원까지의 측정 거리에 관계없이 평균오차의 분포가 비슷한 경향으로 나타나고 있음을 알 수 있다. IIR LPF의 경우는 다른 신호처리에 비해 음원이 마이크로폰 어레이의 연장선에 근접할 때에만 다소 산만한 분포를 보이고 있고, 전체적으로는 유사한 분포 형태를 띄고 있다. 따라서, 측정방위 오차와 신호음원까지의 거리 및 음파의 파장 사이에 어떤 특별한 상관관계가 없음을 알 수 있었다.

Fig.5.10은 각 신호처리 기법별로 어떤 일정한 방위 오차량 범위 이내로 측정된 회수를 전체 측정 회수에 대한 백분율로 나타낸 것으로서, 각 신호음원까지의 거리별로 나누어 도시하였다. 세로축은 측정된 회수의 비율이고, 가로축은 방위오차의 크기로서 크게 5.0° 미만과 5.0° 이상 그리고 측정불능의 경우로 나누어 표시하였다.

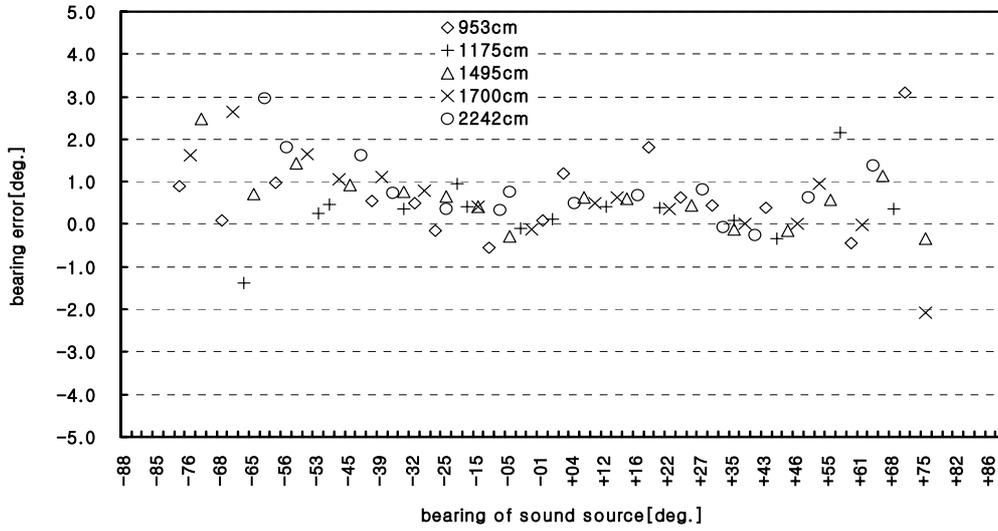


(a) In Case of Analog HPF

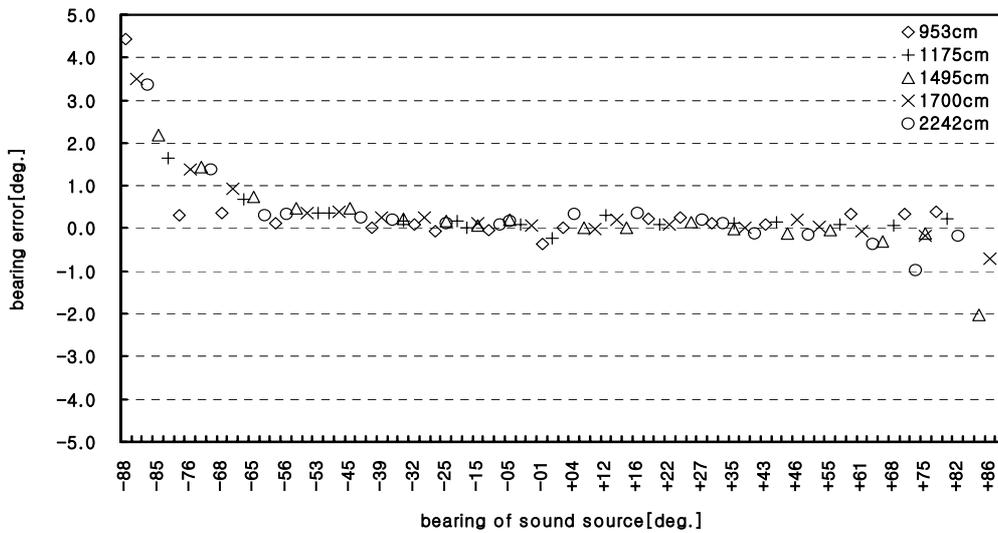


(b) In Case of FIR LPF

Fig.5.9 Distribution of Measured Bearing's Mean Error According to Each Sound Source's Distance



(c) In Case of IIR LPF

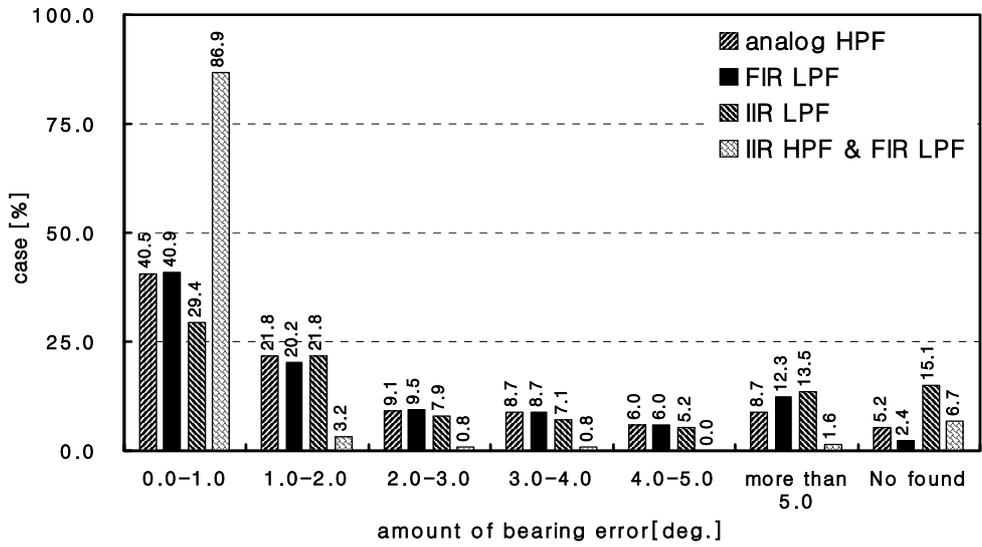


(d) In Case of IIR HPF & FIR LPF

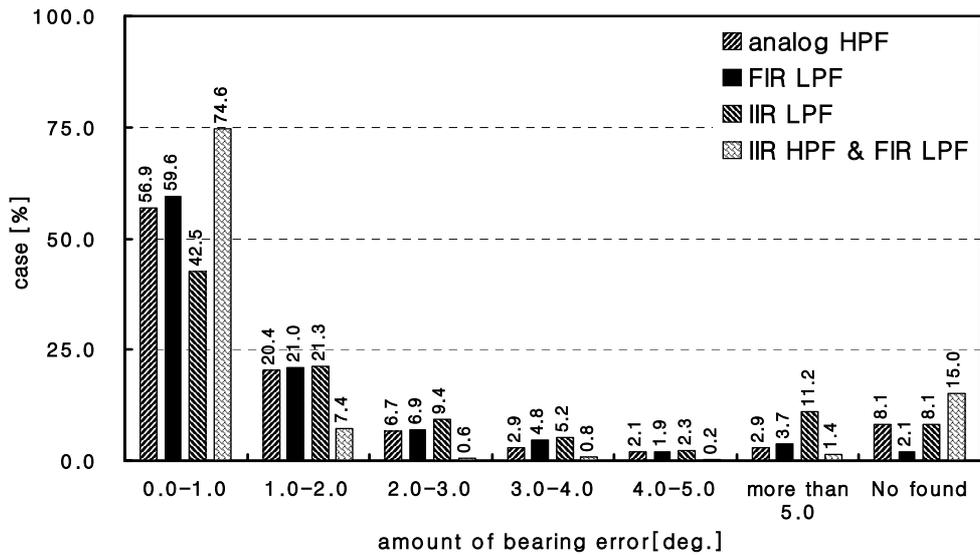
Fig.5.9 Distribution of Measured Bearing's Mean Error According to Each Sound Source's Distance

분석 결과, 아날로그 고역통과필터와 FIR LPF로 신호처리한 경우는 서로 비슷한 측정율을 보이고 있지만 FIR LPF의 경우가 약간 양호하였고, 이 두 가지 신호처리에서는 1.0° 이하의 오차로 측정된 회수가 평균적으로 약 50%를 차지하였다. IIR LPF의 경우는 1.0° 이하의 오차로 측정된 회수가 평균 약 37.7%로 네 가지 신호처리 기법 중에서 가장 낮은 측정율을 나타내어 측정 정도가 좋지 않았다. 특히, 신호음원까지의 거리가 9.53m인 경우에는 오차 1.0° 이하가 약 30%에도 미치지 않을 뿐만 아니라 오차 5.0° 이상과 방위측정이 되지 않는 측정회수의 비율이 약 27.4% 정도 차지하였다. 그리고, IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 신호처리 한 경우는 방위오차 1.0° 이하로 측정된 회수가 약 83.6%에 달하고 있고, 그 중 0.5° 이내의 경우는 약 72.8%를 차지하고 있어서, 본 실험에서 이용한 신호처리 기법 중에서 측정 정도가 가장 우수하였다.

한편, 신호음원이 마이크로폰 어레이의 연장선에 근접함으로써 측정방위 오차량이 커지는 영역인 $-90^\circ \sim -50^\circ$ 와 $+50^\circ \sim +90^\circ$ 를 제외한 영역에서는 신호처리 방법과 관계없이 거의 모든 데이터의 오차가 4.0° 이하로 되었다. 아날로그 고역통과필터와 FIR LPF의 경우 이 영역에서는 약 95%가 2.0° 미만의 오차를 가지고 측정되었고, IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 신호처리 한 경우는 모든 데이터가 1.0° 미만의 오차 범위내로 측정되는 고정도의 방위검출이 가능하였다. 또한, IIR LPF의 경우도 오차 2.0° 이하인 측정 회수가 약 80%의 측정율을 보이고 있어서, 이 관측 영역에 한정지어 볼 때, IIR LPF의 신호처리 기법도 측정 정도가 좋을 수 있었다. 오디오 제너레이터를 신호음원으로 한 상대방위 측정 실험 결과, 음원까지의 거리와 방위측정의 정도(精度) 사이에 특별한 상관관계는 없을 뿐만 아니라 측정율이 거리에 관계없이 비슷하기 때문에, IIR HPF와 같은 신호처리의 경우에는 음원까지의 거리가 매우 크더라도 고정도의 상대방위 측정이 가능함을 확인할 수 있었다.

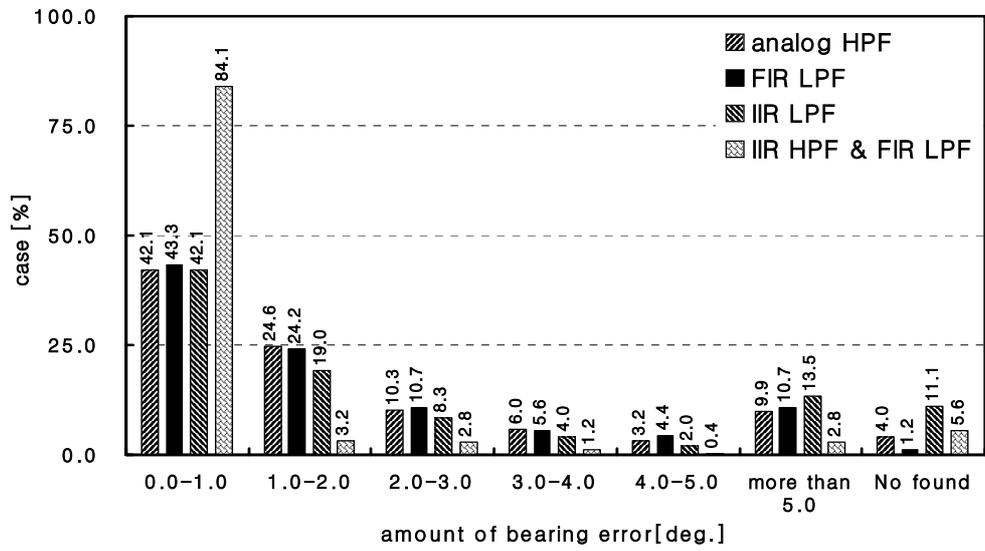


(a) In Case of Sound Source's Distance 9.53m

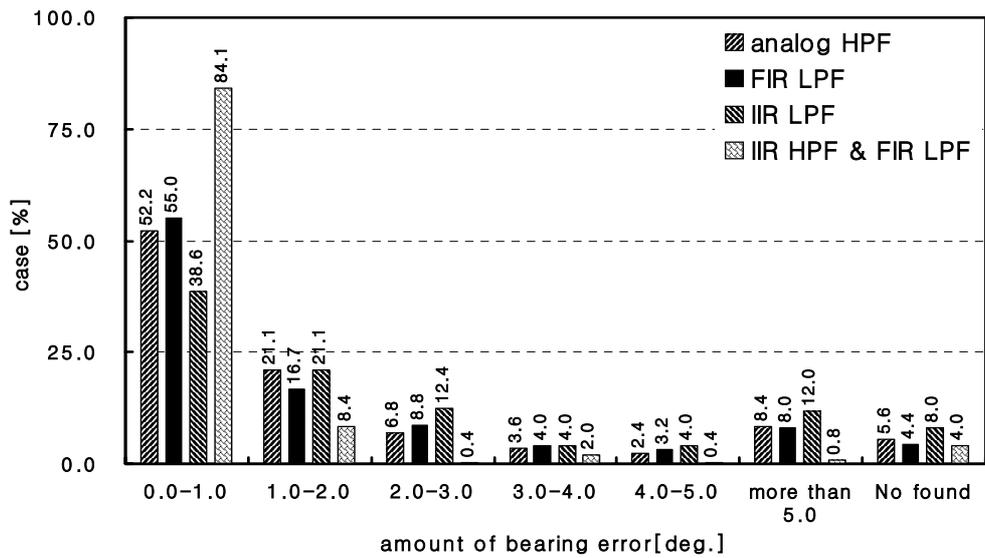


(b) In Case of Sound Source's Distance 11.75m

Fig.5.10 Measured Ratio within Amount of Bearing Error According to Each Filtering Signal Processing

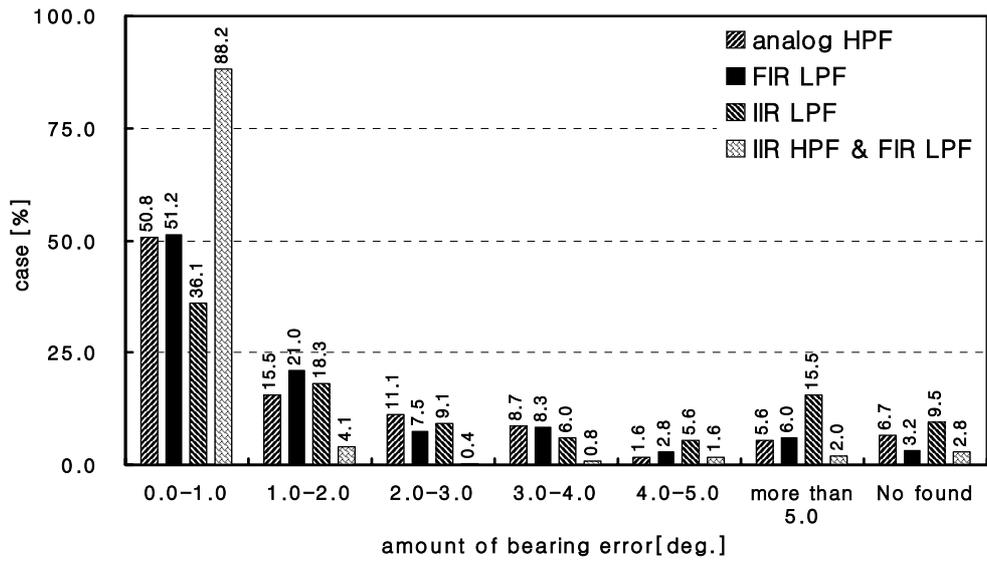


(c) In Case of Sound Source's Distance 14.95m



(d) In Case of Sound Source's Distance 17.0m

Fig.5.10 Measured Ratio within Amount of Bearing Error According to Each Filtering Signal Processing



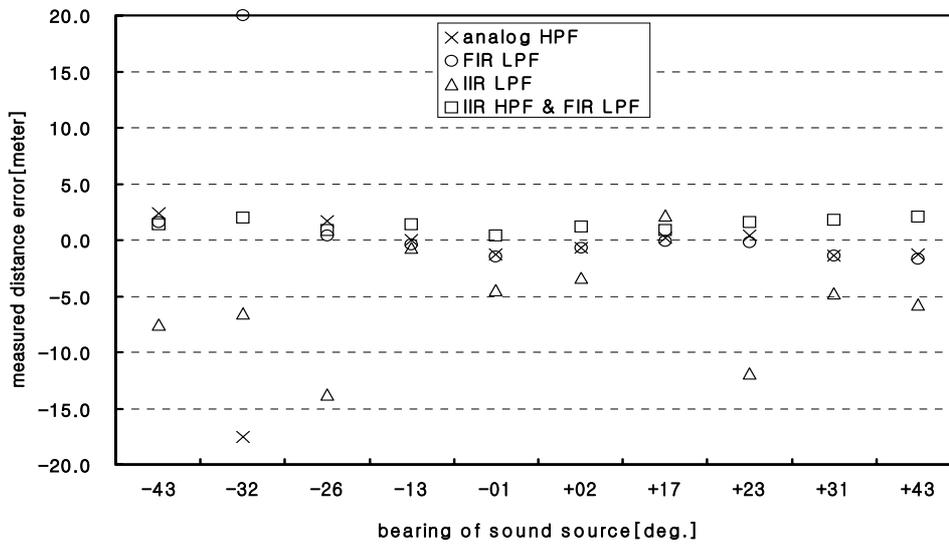
(e) In Case of Sound Source's Distance 22.42m

Fig.5.10 Measured Ratio within Amount of Bearing Error According to Each Filtering Signal Processing

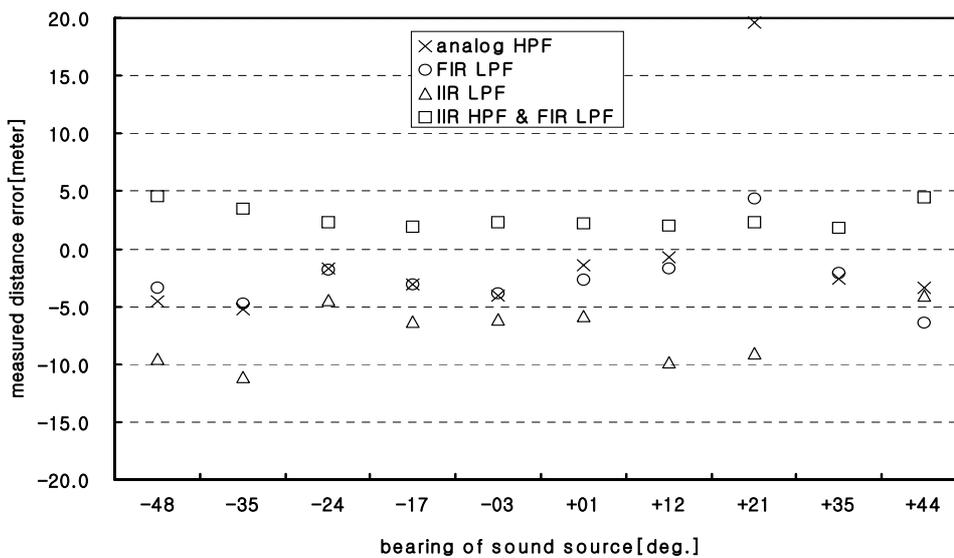
5.2.2.2 거리측정

Fig.5.11은 동일한 신호음 데이터에 대하여 각 신호처리 기법으로 필터링한 후 측정된 거리검출 결과를 각 거리별로 나타낸 것이다. 그림에서 가로축은 측정시 신호음원의 진방위이고 세로축은 거리 오차량이며, 측정 결과로서 신호처리 기법별로 측정된 거리의 평균 오차량 분포를 도시하였다. 본 거리측정 실험에서는 약 $-50^{\circ} \sim +50^{\circ}$ 의 관측 영역에서 측정된 데이터만을 이용하였다. 그것은 이 영역 이외에서 검출한 마이크로폰 사이의 도달시간차에 약간의 오차만 발생하더라도, 측정된 거리오차는 상당히 크거나 거리측정 자체가 되지 않는 경우가 많기 때문이다. 이러한 양상은 Fig.3.9의 (b) 시뮬레이션 경우와 일치하고 있는 것이다. 측정된 거리 오차의 평균값 분포를 볼 때, 방위 측정 결과보다 그 정확도가 떨어지는 것을 알 수 있었다. IIR LPF의 신호처리 경우는 음원까지의 거리에 관계없이 다른 필터링 기법에 비하여 평균 오차의 분포가 산만하고, 아날로그 고역통과필터와 FIR LPF의 경우는 서로 비슷한 측정 경향을 보이고 있다. 그리고, IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 필터링한 경우는 음원거리 9.53m와 11.75m에서는 모든 평균오차가 5.0m이내로 되었지만, 음원까지의 거리가 멀어질 수록 측정 평균 오차가 증가하여 음원거리 22.42m에서는 다른 필터링 기법과 마찬가지로 오차의 분포가 매우 산만해지는 것을 알 수 있다.

Fig.5.12는 각 필터별로 모든 음원거리에서 측정된 평균 거리오차의 분포를 도시한 것으로서, 가로축은 음원의 진방위를 세로축은 거리 오차량을 나타낸 것이다. 그림에서 IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 신호처리 한 경우만이 평균 오차의 분포가 비슷한 경향을 나타내고, 그 외의 경우에는 모두 랜덤한 분포를 보이고 있어서, 방위측정에서와 같이 거리측정 오차와 음원거리 및 음파의 파장과 같은 제요소 사이에 특별한 관계가 없음을 알 수 있었다.

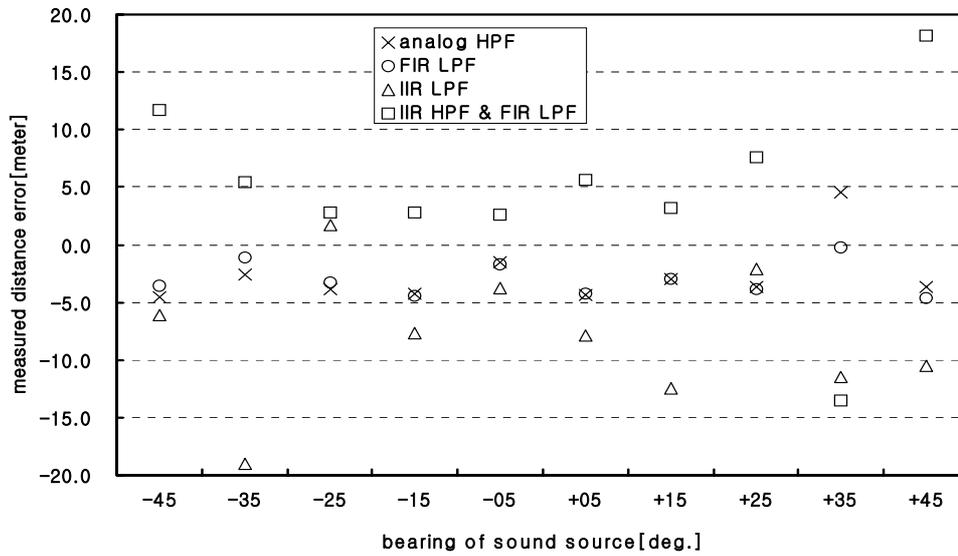


(a) In Case of Sound Source's Distance 9.53m

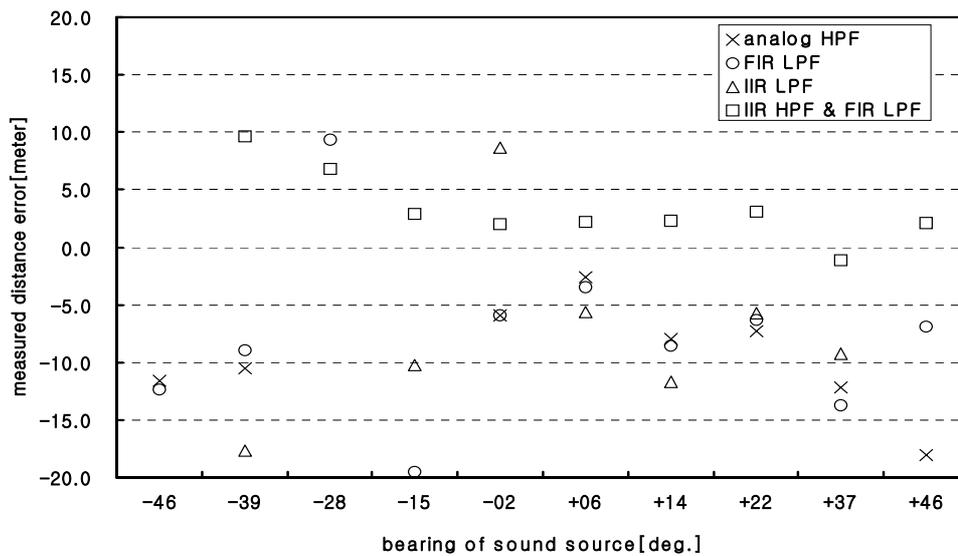


(b) In Case of Sound Source's Distance 11.75m

Fig.5.11 Distribution of Measured Distance's Mean Error According to Each Filtering Signal Processing

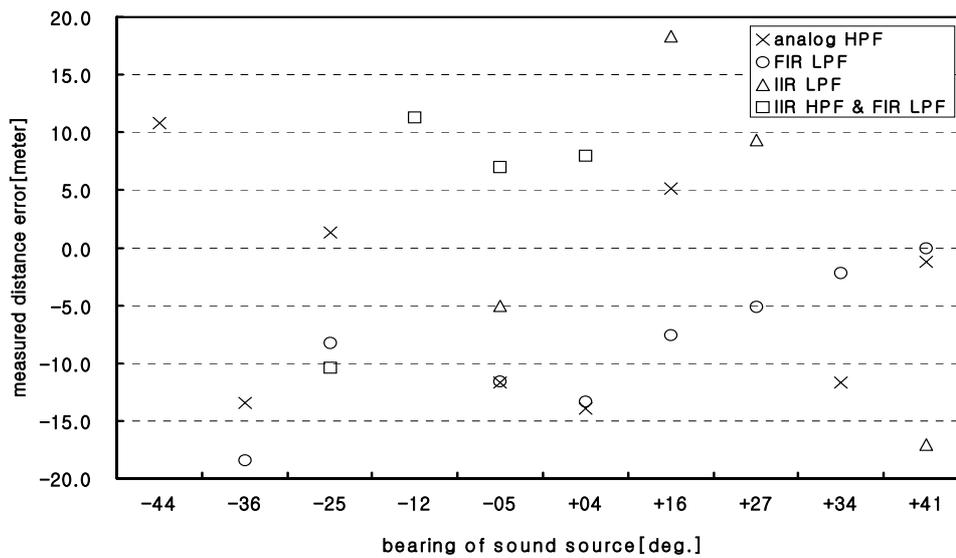


(c) In Case of Sound Source's Distance 14.95m



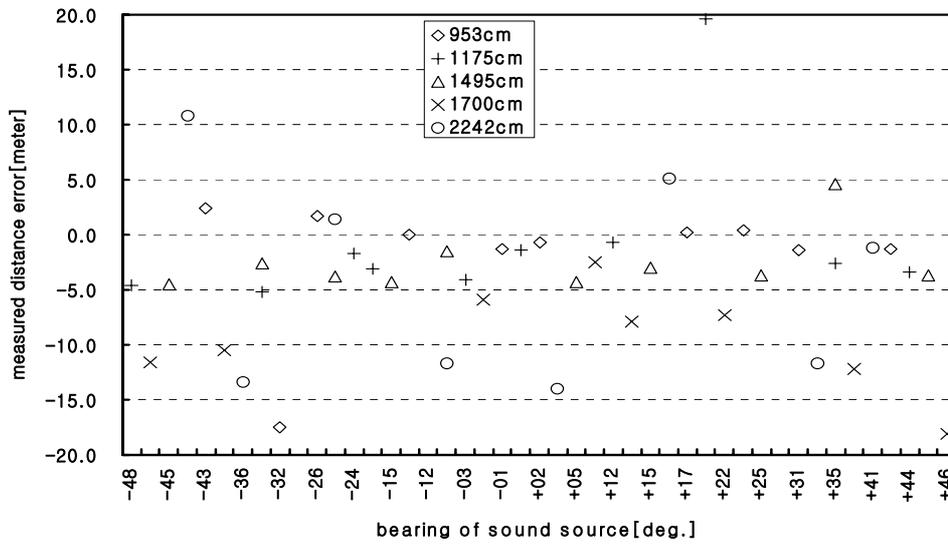
(d) In Case of Sound Source's Distance 17.0m

Fig.5.11 Distribution of Measured Distance's Mean Error According to Each Filtering Signal Processing

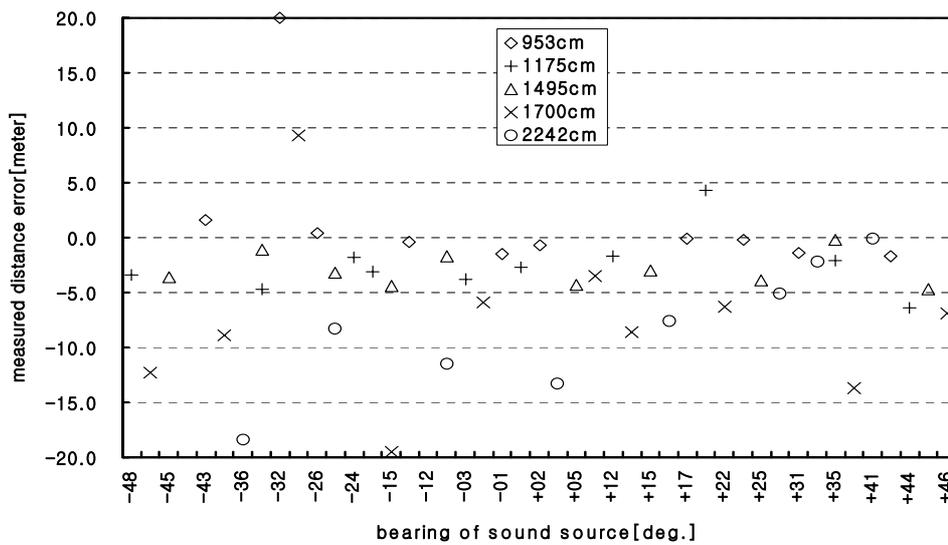


(e) In Case of Sound Source's Distance 22.42m

Fig.5.11 Distribution of Measured Distance's Mean Error According to Each Filtering Signal Processing

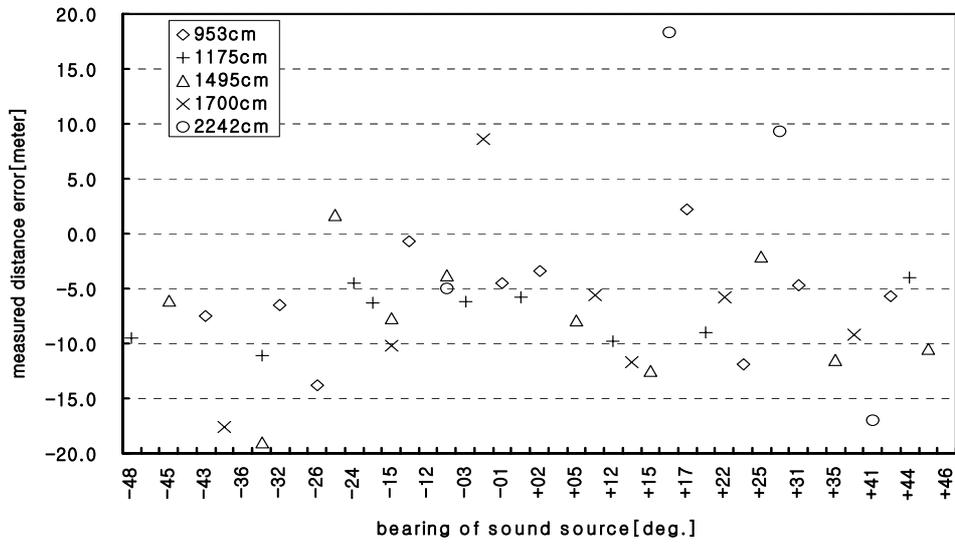


(a) In Case of Analog HPF

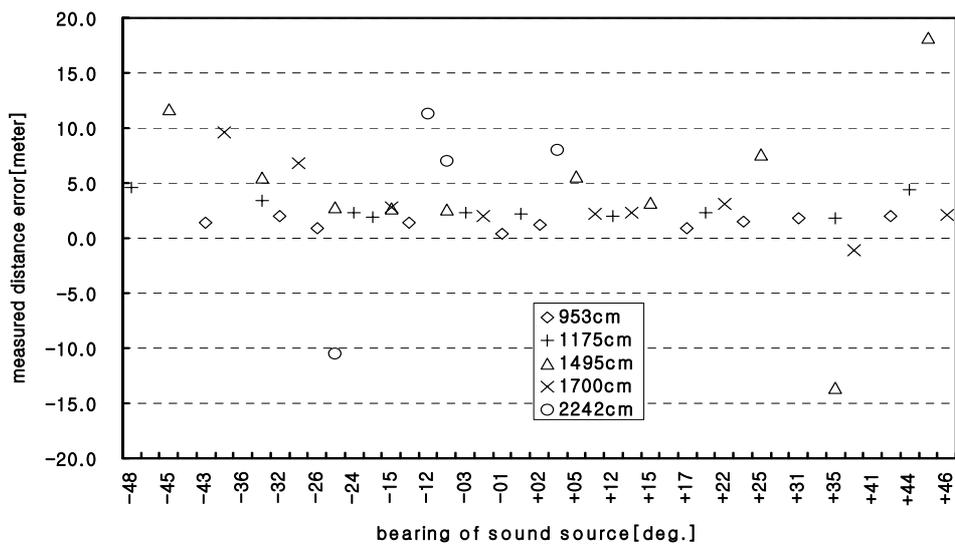


(b) In Case of FIR LPF

Fig.5.12 Distribution of Measured Distance's Mean Error According to Each Sound Source's Distance



(c) In Case of IIR LPF



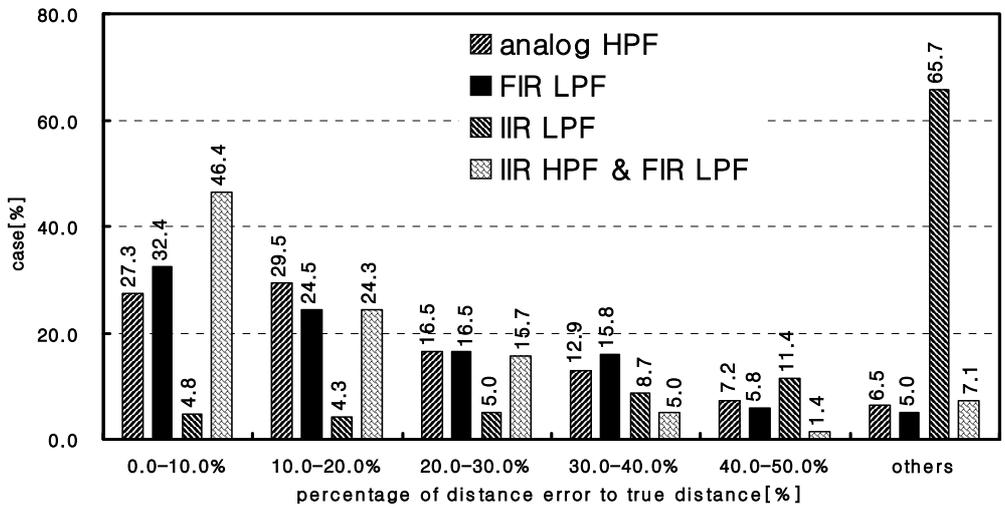
(d) In Case of IIR HPF & FIR LPF

Fig.5.12 Distribution of Measured Distance's Mean Error According to Each Sound Source's Distance

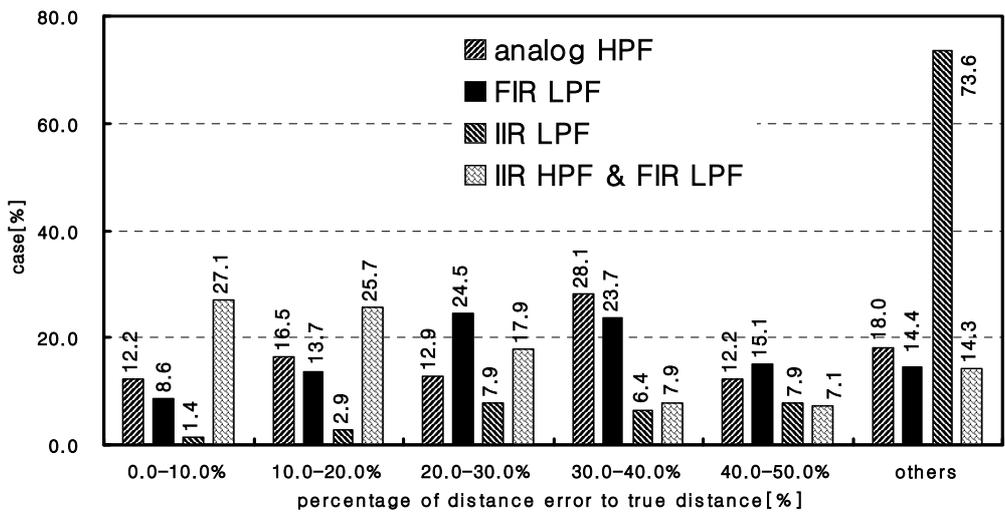
한편, Fig.5.13은 각 필터링 기법별로 음원까지 실제 거리의 일정 비율에 해당하는 거리오차 이내로 측정된 회수를 전체 측정회수에 대한 비율로 나타낸 것이다. 가로축은 거리 오차량의 비율이고, 세로축은 그 오차량의 범위 이내로 측정된 회수의 백분율이다. 실험결과 IIR LPF로 신호처리한 경우는 음원거리의 50%이상인 거리오차를 가지고 측정된 회수가 약 60%이상을 차지하고 있고, 음원거리 22.42m인 (e)의 경우는 약 90%의 데이터가 큰 거리오차를 발생시키고 있어서, 본 실험에서 가장 좋지 않은 거리측정 정도를 나타냈다. 그리고, IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 신호처리 한 경우는 방위측정결과와 마찬가지로 거리측정의 정도가 가장 높았다. 특히, 음원거리 9.53m인 (a)에서는 음원거리의 30%이내의 오차범위로 측정된 것이 전체의 약 86%를 차지하고 있어서, 양호한 거리측정이 가능하였다. 그러나, 음원까지의 거리가 멀어지면 측정 정도가 떨어지는 경향을 볼 수 있다. FIR LPF로 신호처리한 경우는 IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 필터링하는 기법 다음으로 측정 정도가 좋으나, 신호음원까지의 거리가 멀어지면 측정 정도가 급격히 떨어졌다. 특히, 음원거리 22.42m에서는 IIR LPF의 경우와 비슷한 측정율을 보이고 있다. 따라서, IIR HPF와 FIR LPF로 필터링하는 신호처리보다 정확한 도달시간차를 계측할 수 있는 기법의 보완을 통하여 마우스피스를 신호음원으로 한 거리측정 실험과 같은 고정도의 거리측정이 가능함을 확인하였다.

5.2.2.3 근사적 방위결정

신호음의 수신부인 마이크로폰으로부터 신호음원까지의 거리가 마이크로폰 사이의 간격에 비해 상대적으로 멀다면, 음원의 상대방위는 두 개의 마이크로폰이 초점이고 거리차가 일정한 쌍곡선의 점근선 기울기로 결정할 수 있다고 하였다. 따라서, 본 실험에서는 M_1 과 M_3 마이크로폰 사이의 도달시간차와 쌍곡선의 점근선 방정식을 이용하여 신호음원의 상대방위를 결정하였고, 이것

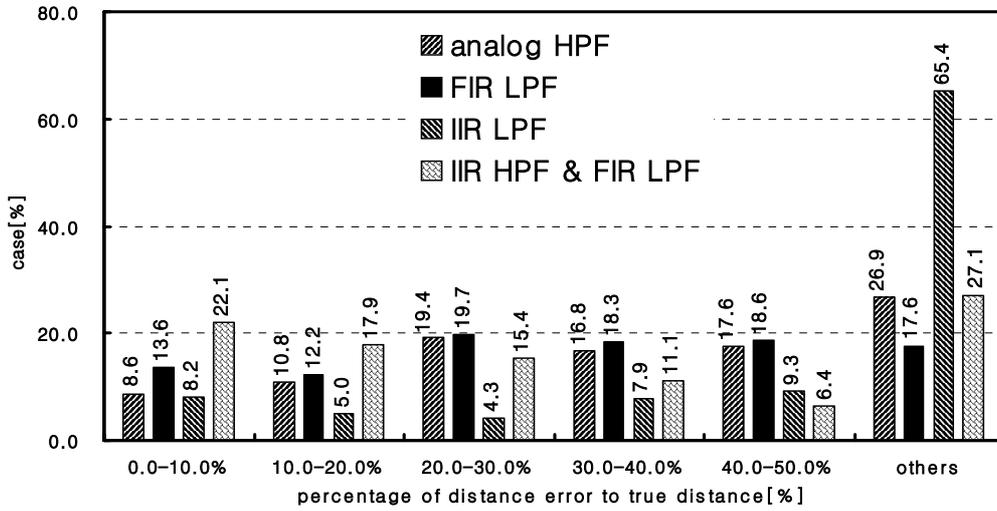


(a) In Case of Sound Source's Distance 9.53m

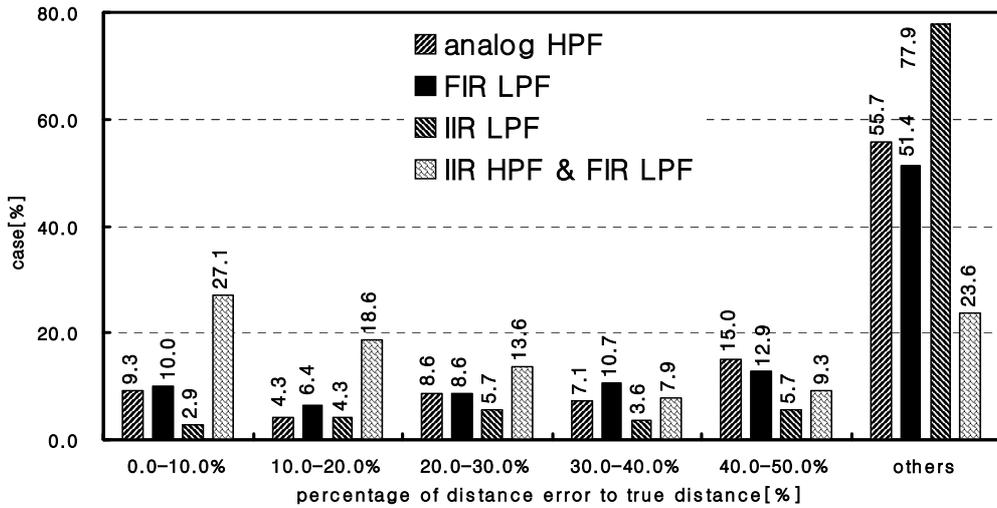


(b) In Case of Sound Source's Distance 11.75m

Fig.5.13 Measured Ratio within Distance Error's Rate According to Each Filtering Signal Processing

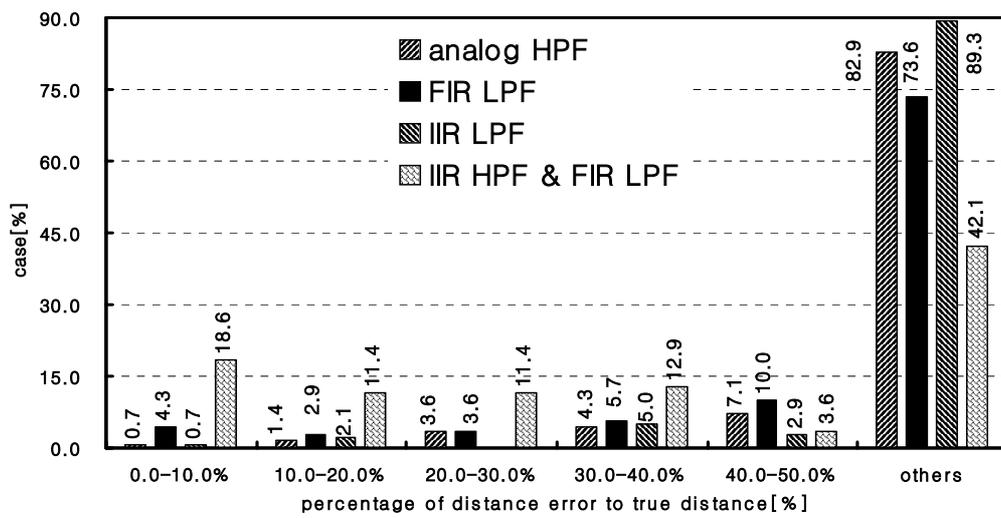


(c) In Case of Sound Source's Distance 14.95m



(d) In Case of Sound Source's Distance 17.0m

Fig.5.13 Measured Ratio within Distance Error's Rate According to Each Filtering Signal Processing



(e) In Case of Sound Source's Distance 22.42m

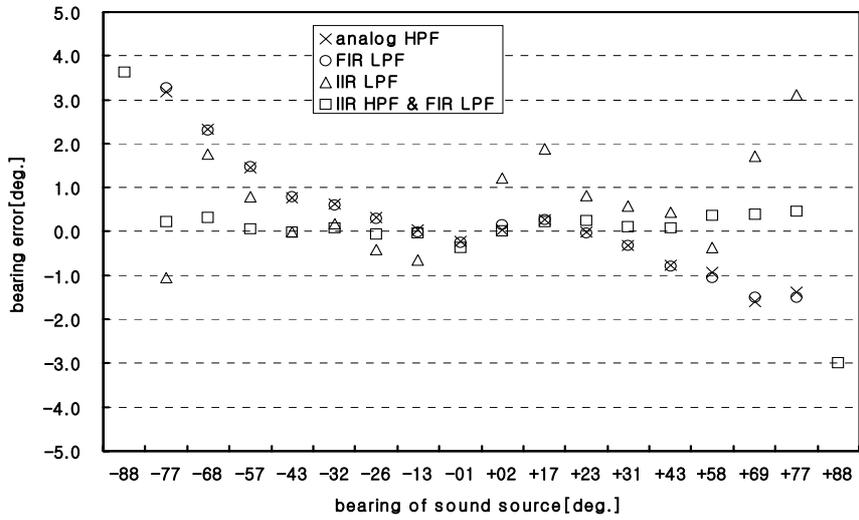
Fig.5.13 Measured Ratio within Distance Error's Rate According to Each Filtering Signal Processing

을 Trimicrophone System의 방위검출 결과와 비교 분석하였다.

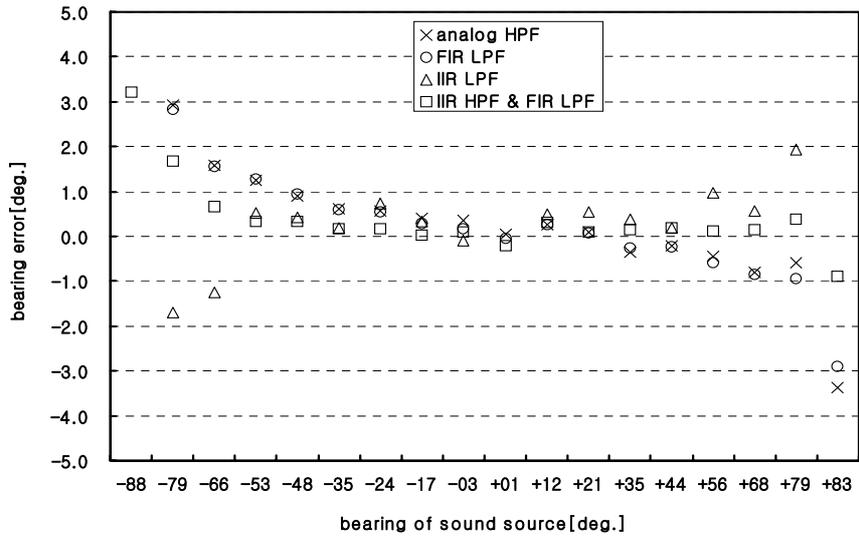
Fig.5.14는 각 음원거리에서 접근선을 이용한 근사적 방위결정법으로 측정된 상대방위의 평균오차 분포를 신호처리 기법별로 도시한 것이다. 가로축은 측정시 음원의 진방위를 세로축은 방위 오차량이다.

전체적인 평균오차의 분포는 신호처리 기법에 관계없이 삼각함수법 방위측정 결과인 Fig.5.8과 비슷한 양상을 보이고 있다. 그러나, 신호음원이 마이크로폰 어레이에서 멀어지는 대략 $-50^{\circ} \sim +50^{\circ}$ 의 영역에서는 삼각함수 측정법과 거의 유사하였지만, 신호음원의 진방위가 마이크로폰 어레이에 가까운 영역에서는 평균 오차량이 작아져서 측정 정도가 높음을 알 수 있다. 즉, 삼각함수 측정법에서는 음원이 $-90^{\circ} \sim -70^{\circ}$ 와 $+70^{\circ} \sim +90^{\circ}$ 의 영역에 존재할 때 평균 오차량이 $\pm 5.0^{\circ}$ 이상이 되어 그림에 도시되지 않는 경우가 근사적 결정법보다 많았다. 특히, 아날로그 고역통과필터와 FIR LPF로 신호처리한 경우에 있어서는 Fig.5.8과 비교하여 음원이 마이크로폰 어레이에 근접할수록 평균 오차량은 더욱 감소하는 것을 알 수 있다. 한편, IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 신호처리한 경우에 있어서는 삼각함수법보다 평균 오차가 약간 크지만, 거의 유사한 경향을 보이고 있다.

Fig.5.15는 모든 음원거리에서 근사적 방위결정법으로 측정된 방위의 평균 오차량 분포를 각 신호처리 기법별로 나타낸 것이다. 가로축은 측정시 음원의 진방위이고, 세로축은 방위 오차량이다. 이 근사적 결정법에서도 삼각함수 측정법과 마찬가지로 음원의 거리와 측정 방위 오차 사이에 어떤 특별한 상관관계가 없고, Fig.5.9의 삼각함수법과 유사한 분포를 보이고 있다. 그리고, 아날로그 고역통과필터와 FIR LPF로 신호처리 한 (a)와 (b)에 있어서는 평균 오차량이 감소하지만 분포도는 조금 산만해지는 경향을 보이고 있다. 특히, (d)의 경우는 Fig.5.9의 (d)와 비교하여 음원이 존재하는 영역에 따라 분

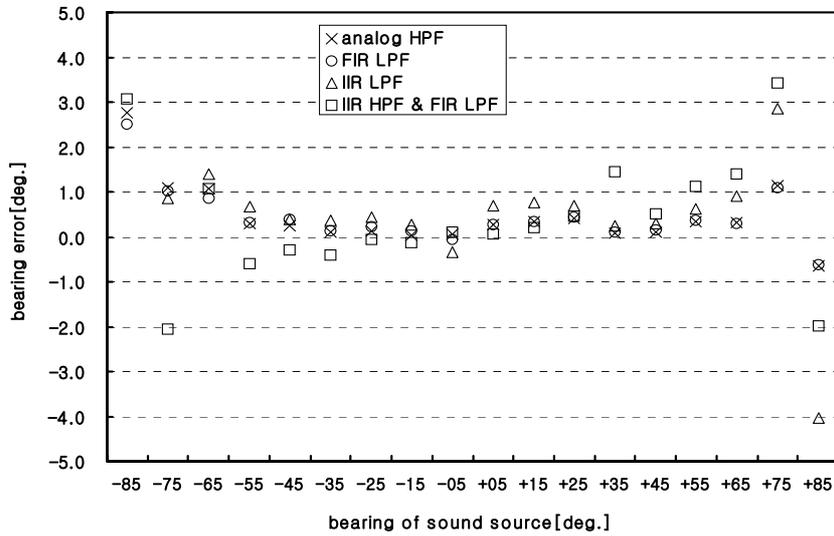


(a) In Case of Sound Source's Distance 9.53m

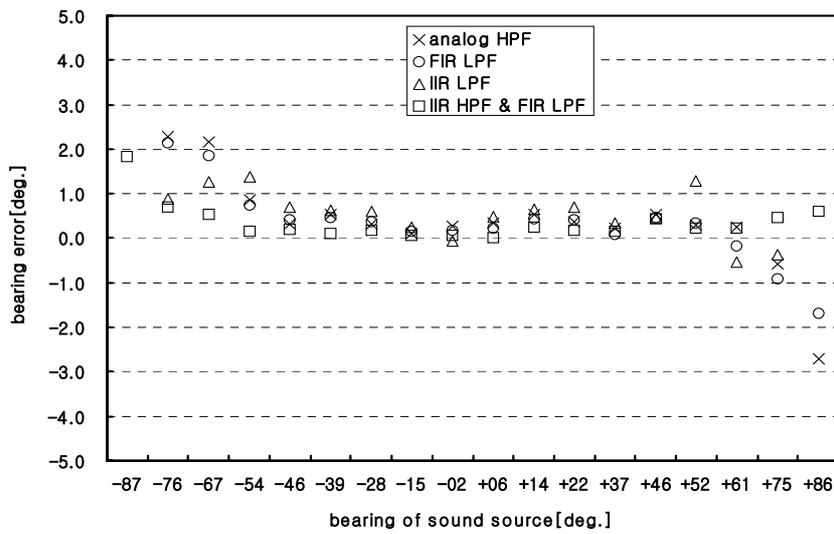


(b) In Case of Sound Source's Distance 11.75m

Fig.5.14 Distribution of Measured Bearing's Mean Error Using Hyperbolic Asymptote According to Each Filtering Method

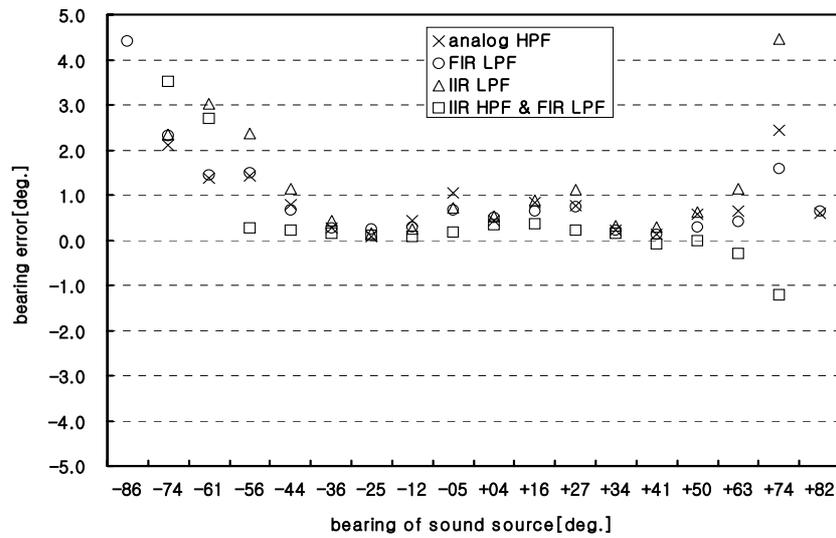


(c) In Case of Sound Source's Distance 14.95m



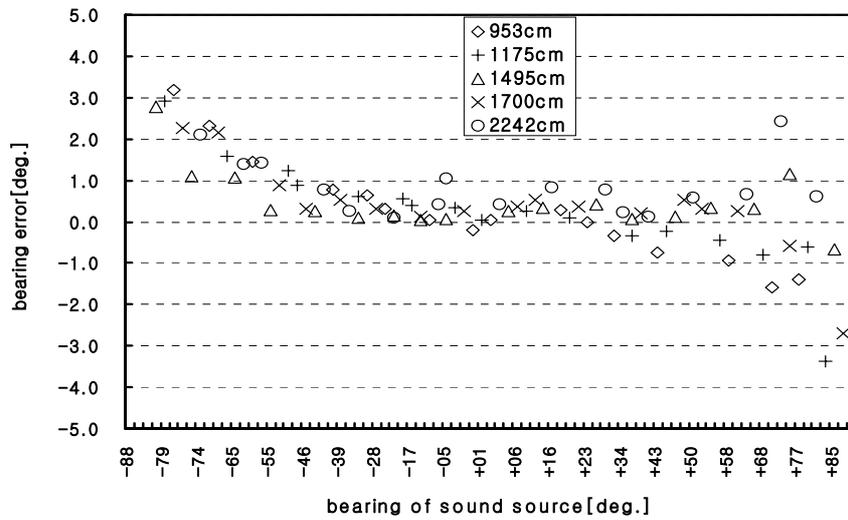
(d) In Case of Sound Source's Distance 17.0m

Fig.5.14 Distribution of Measured Bearing's Mean Error Using Hyperbolic Asymptote According to Each Filtering Method

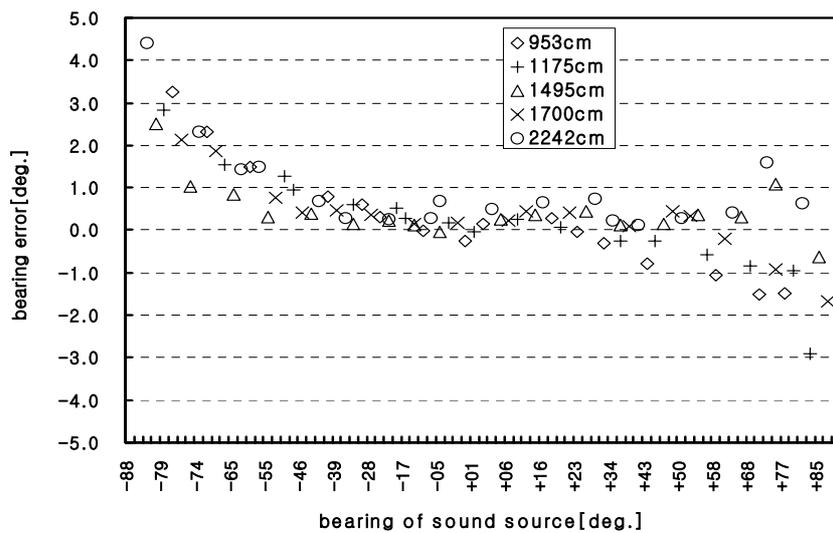


(e) In Case of Sound Source's Distance 22.42m

Fig.5.14 Distribution of Measured Bearing's Mean Error Using Hyperbolic Asymptote According to Each Filtering Method

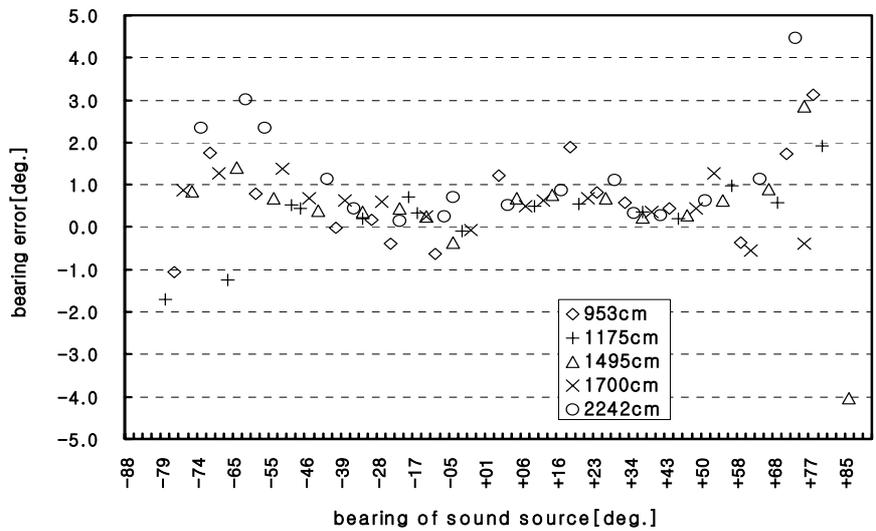


(a) In Case of Analog HPF

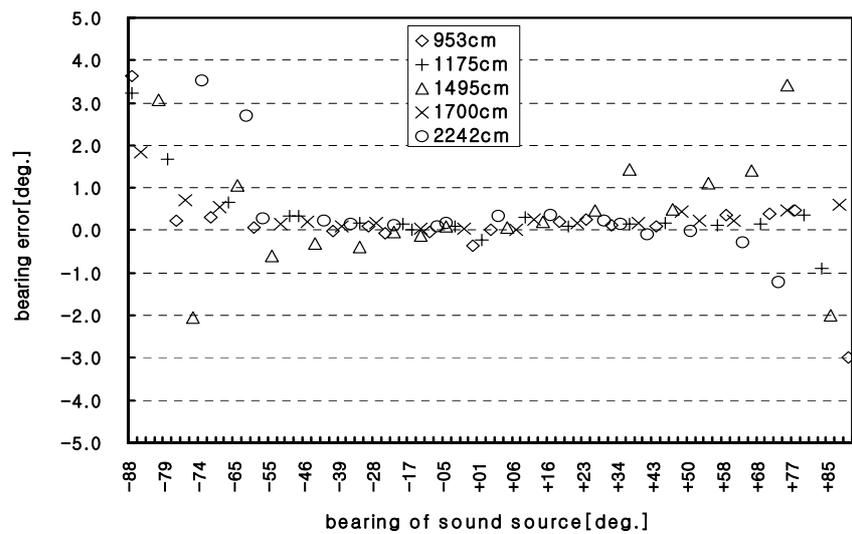


(b) In Case of FIR LPF

Fig.5.15 Distribution of Measured Bearing's Mean Error Using Hyperbolic Asymptote According to Each Sound Source's Distance



(c) In Case of IIR LPF



(d) In Case of IIR HPF & FIR LPF

Fig.5.15 Distribution of Measured Bearing's Mean Error Using Hyperbolic Asymptote According to Each Sound Source's Distance

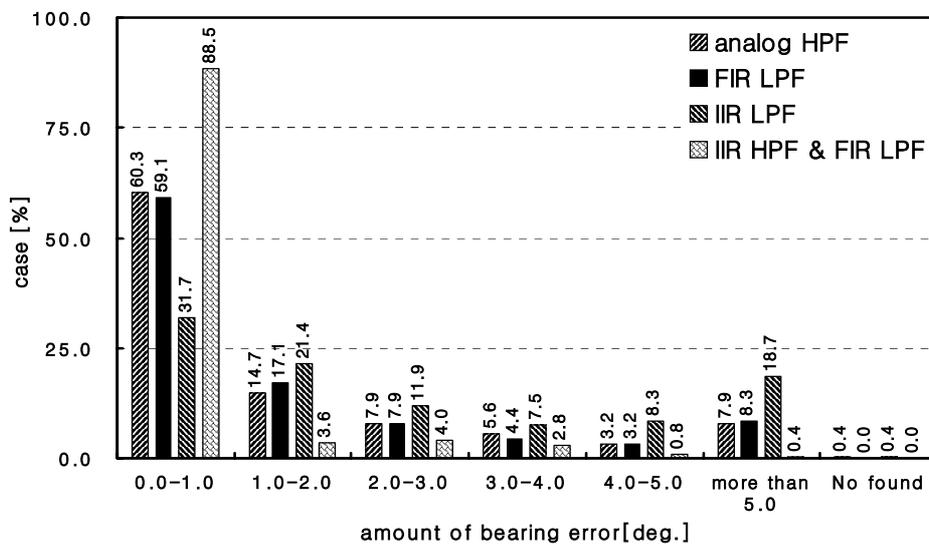
포도의 차이가 크게 달라지는 것을 알 수 있다.

Fig.5.16은 각 음원거리에서 근사적 방위 결정법을 이용하여 측정한 방위검출 결과이다. 가로축은 측정 방위의 오차량을 세로축은 이 오차량의 범위 이내로 측정된 회수를 전체 측정회수에 대한 비율로 나타낸 것으로서, 각 신호처리 기법별로 분석하였다.

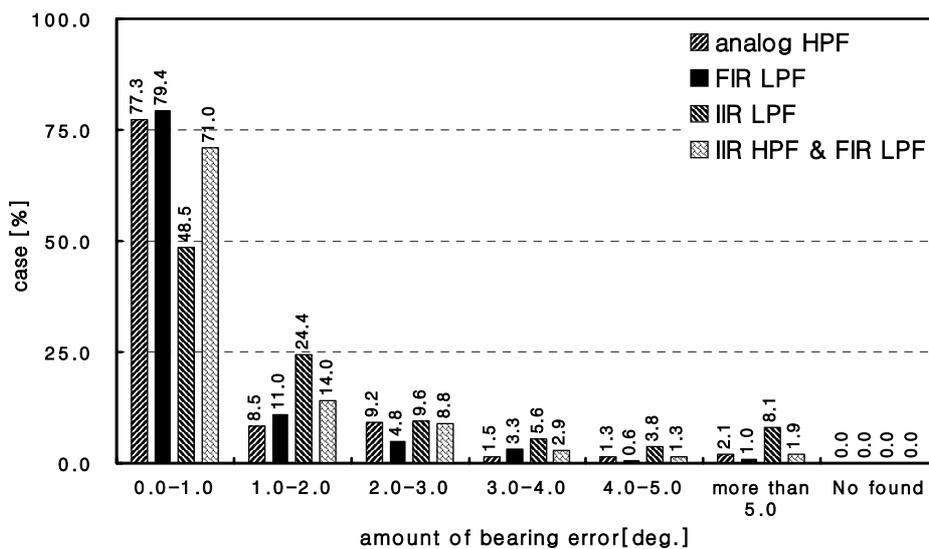
실험결과 전체적으로 근사적 방위 결정법이 측정 정도가 높음을 알 수 있었다. 그러나, 측정된 방위 오차가 $\pm 1.0^\circ$ 이내인 측정회수의 비율은 신호음원까지의 거리가 증가할수록 감소하는 경향을 보이고 있어서, 음원의 거리가 22.42m인 경우는 삼각함수 측정법과 비슷한 측정율을 보이고 있다. 아날로그 고역통과필터와 FIR LPF로 신호처리 한 경우에서 근사적 방위 결정법이 방위오차 $\pm 1.0^\circ$ 이내로 측정된 회수가 삼각함수 측정법보다 약 18%정도 높았고, IIR LPF의 경우에는 약 5%정도 측정율이 높았다. 그러나, IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 신호처리 하는 경우는 삼각함수 측정법과 비슷한 측정율을 보였다.

한편, 삼각함수법에서는 모든 측정경우에 대하여 음원의 상대방위를 측정하지 못하는 경우가 평균 약 6.4%에 달하고 있지만, 근사적 방위 결정법에서는 신호처리 기법에 관계없이 모든 음원거리에서 측정 불능의 경우가 거의 없었고, 방위오차가 $\pm 5.0^\circ$ 이상인 측정회수도 많이 감소하였다. 이것은 음원이 마이크로폰 어레이에 근접하더라도 삼각함수법과 비교하여 상당히 정확하게 음원의 상대방위를 측정할 수 있다는 것을 의미하는 것이다.

따라서, 신호음원의 상대방위만을 측정할 경우에는 근사적 방위 결정법이 삼각함수 측정법보다 양호하게 방위를 검출할 수 있을 뿐만 아니라 음원이 마이크로폰 어레이에 근접함으로써 발생하는 측정 정도의 저하를 개선할 수 있음을 확인하였다. 또한, 본 근사법 방위 결정법은 두 개의 마이크로폰만으로

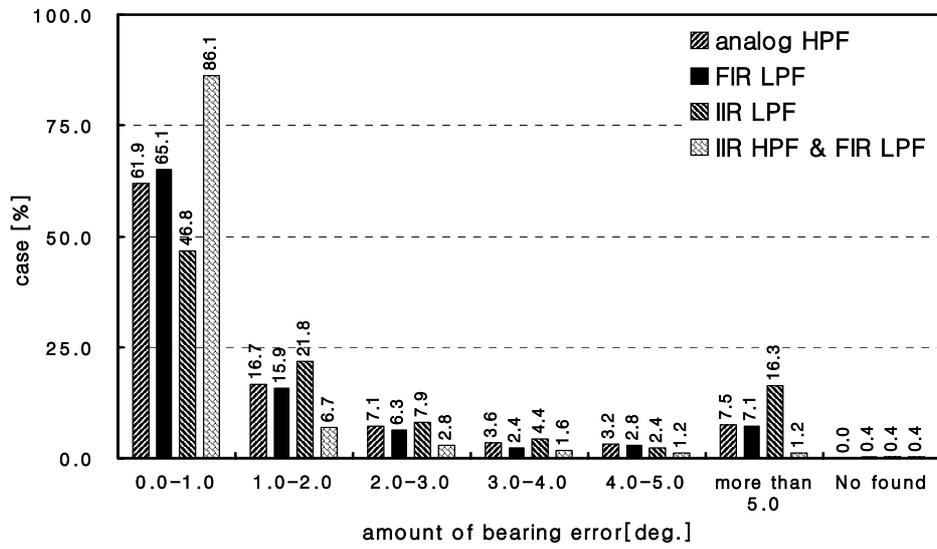


(a) In Case of Sound Source's Distance 9.53m

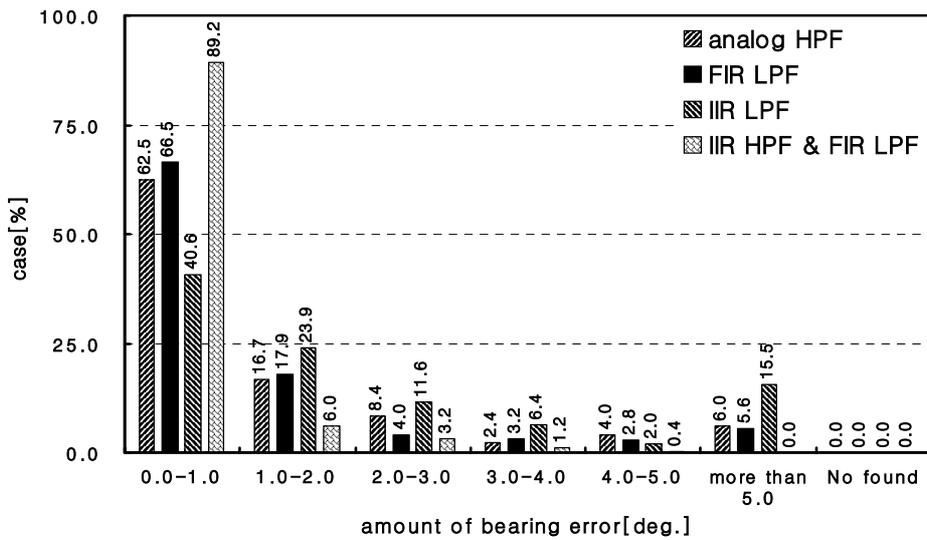


(b) In Case of Sound Source's Distance 11.75m

Fig.5.16 Measured Ratio within Amount of Bearing Error Using Hyperbolic Asymptote According to Each Filtering Method

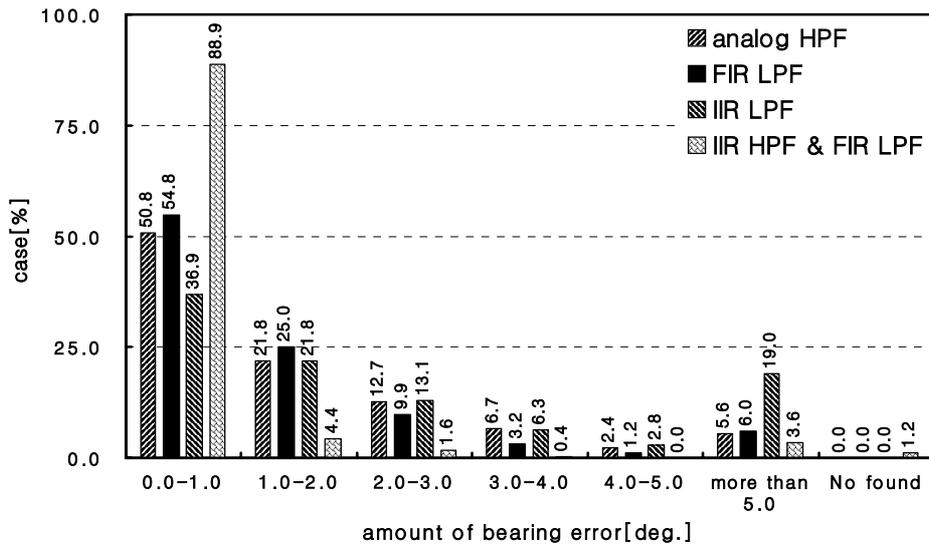


(c) In Case of Sound Source's Distance 14.95m



(d) In Case of Sound Source's Distance 17.0m

Fig.5.16 Measured Ratio within Amount of Bearing Error Using Hyperbolic Asymptote According to Each Filtering Method



(e) In Case of Sound Source's Distance 22.42m

Fig.5.16 Measured Ratio within Amount of Bearing Error Using Hyperbolic Asymptote According to Each Filtering Method

도 음원의 상대방위를 검출할 수 있는 것으로서, 시스템의 구조를 최소화하고 연산량을 감소시킬 수 있다는 장점이 있기 때문에, 음원의 상대방위 측정에서는 삼각함수 측정법보다 더욱 효율적이라는 것을 검증하였다.

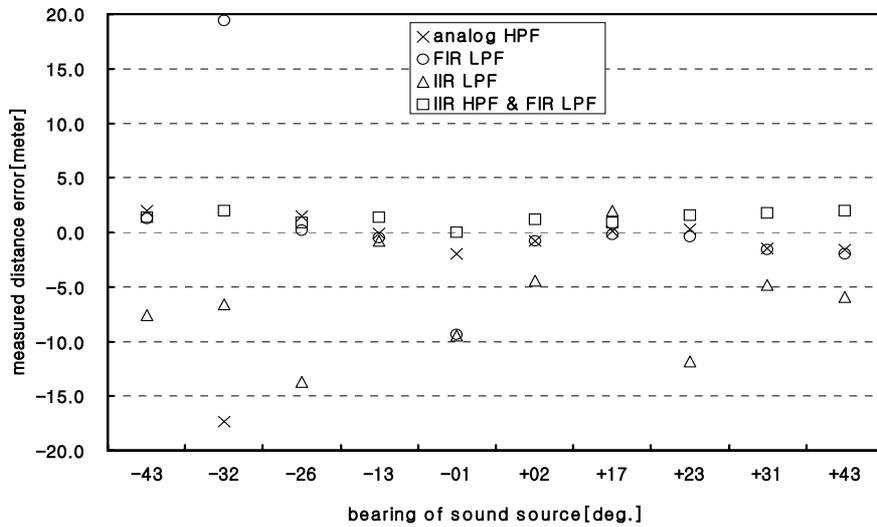
5.2.2.4 근사적 거리결정

제 3장에서 신호음원까지의 거리가 마이크로폰의 간격에 비해 상당히 멀다고 하면, 신호음원까지의 거리를 근사적으로 식(3.28)과 같이 구할 수 있다고 하였다. 따라서, 본 실험에서는 근사적 거리 결정법으로 신호음원까지의 거리를 측정하여 삼각함수 측정법을 통하여 검출한 결과와 비교 분석하였다. 본 실험에서도 삼각함수 측정법과 비교를 위하여 삼각함수 관측 영역인 약 $-50^{\circ} \sim +50^{\circ}$ 의 범위의 데이터만을 분석하였다.

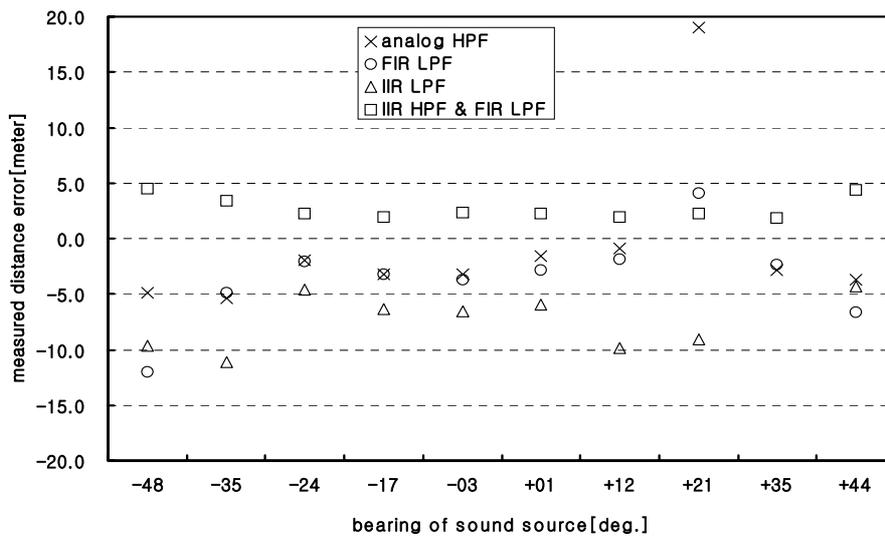
Fig.5.17은 각 음원거리에서 근사적으로 측정한 음원거리의 평균 오차량 분포를 신호처리 기법별로 도시한 것으로서, 가로축은 음원의 진방위를 세로축은 거리 오차량을 나타낸 것이다. 이 결정법의 평균 오차량 분포는 삼각함수법의 분포인 Fig.5.11과 거의 같았고, 또한 음원의 거리가 멀어질수록 분포가 산만해지는 경향을 볼 수 있다.

Fig.5.18은 각 필터별로 모든 음원거리에서 근사적으로 측정한 평균 오차량의 분포를 나타낸 것으로서, 가로축은 음원의 진방위를 세로축은 방위 오차량을 나타낸 것이다. 이 근사적 거리결정법에서도 삼각함수 측정법과 마찬가지로 음원거리와 측정 거리오차 사이에 특별한 상관관계가 없고, Fig.5.12의 삼각함수 측정결과와 유사한 분포를 보이고 있다.

한편, Fig.5.19는 신호음원의 각 거리에서 근사적 거리 결정법을 이용하여 실험한 결과이다. 가로축은 거리 오차량으로서 신호음원까지의 거리에 대한 비율이고, 세로축은 그 거리 오차율의 범위 이내로 측정된 회수를 전체 측정

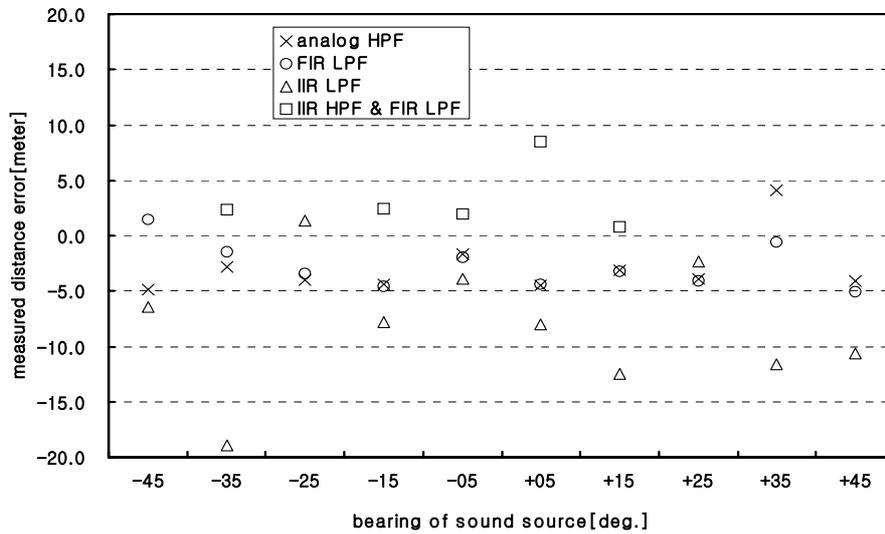


(a) In Case of Sound Source's Distance 9.53m

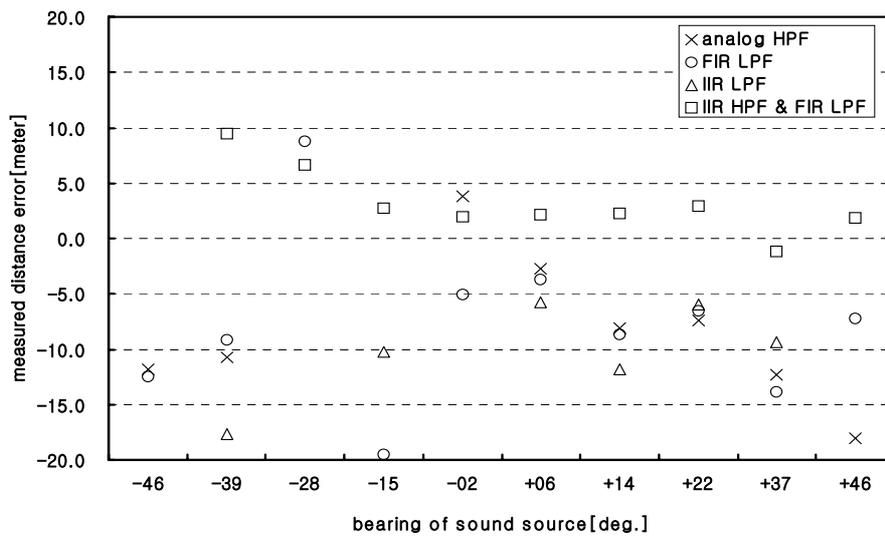


(b) In Case of Sound Source's Distance 11.75m

Fig.5.17 Distribution of Measured Distance's Mean Error Using Approximation Method According to Each Filtering Signal Processing

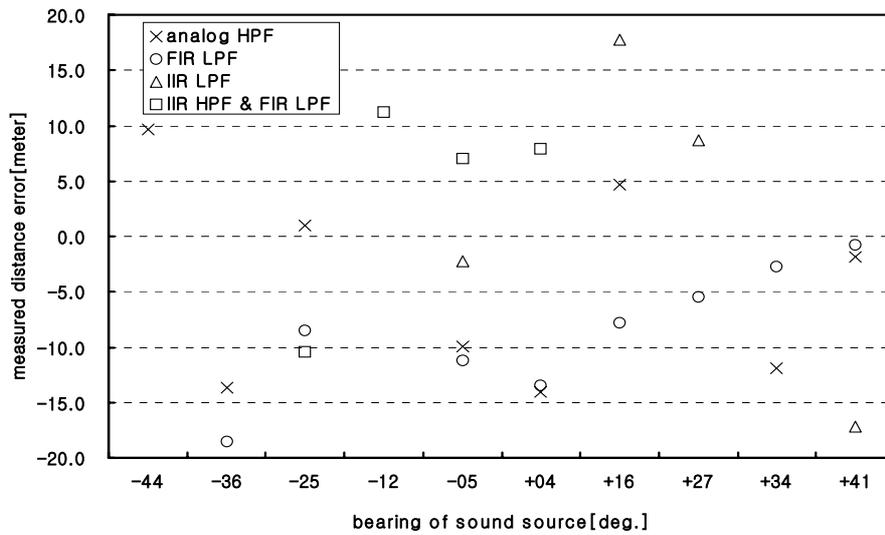


(c) In Case of Sound Source's Distance 14.95m



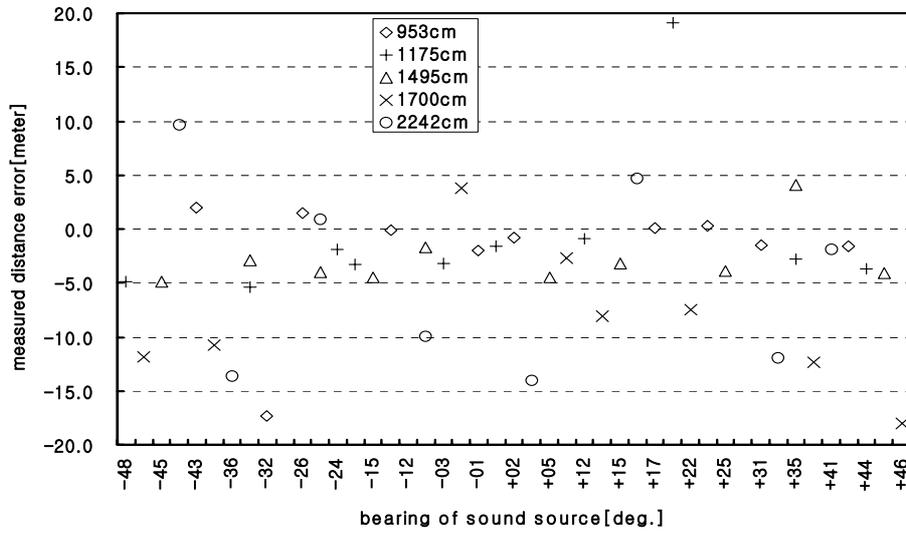
(d) In Case of Sound Source's Distance 17.0m

Fig.5.17 Distribution of Measured Distance's Mean Error Using Approximation Method According to Each Filtering Signal Processing

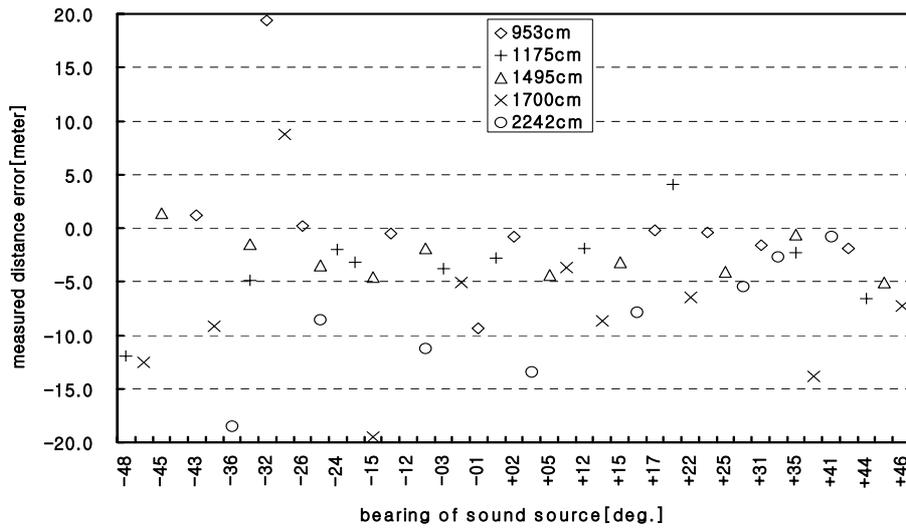


(e) In Case of Sound Source's Distance 22.42m

Fig.5.17 Distribution of Measured Distance's Mean Error Using Approximation Method According to Each Filtering Signal Processing

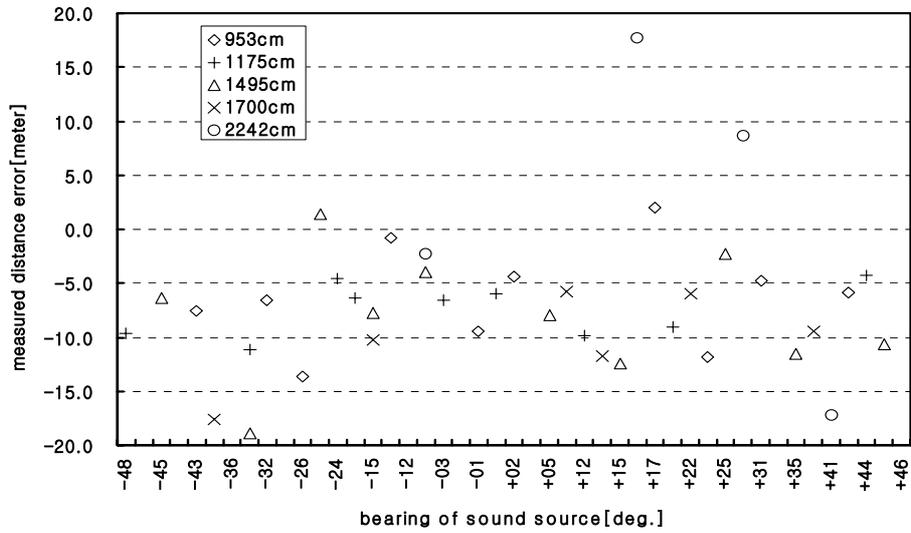


(a) In Case of Analog HPF

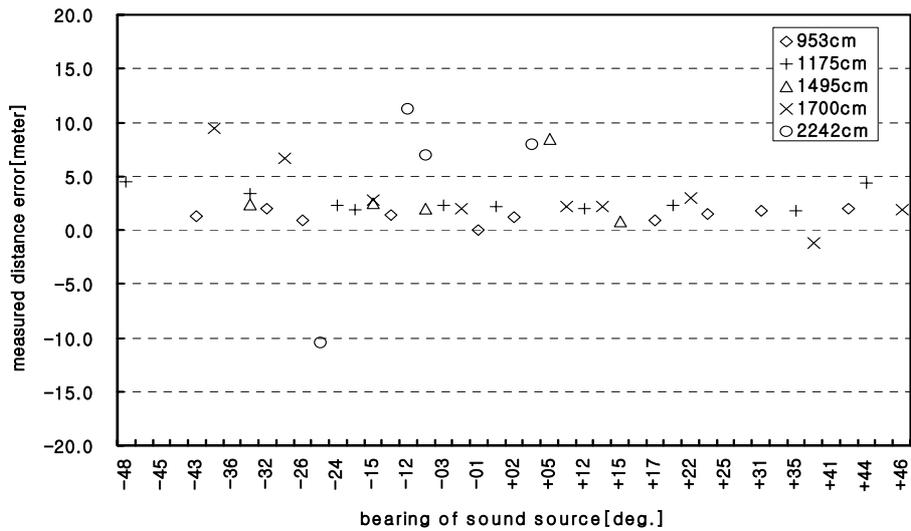


(b) In Case of FIR LPF

Fig.5.18 Distribution of Measured Distance's Mean Error Using Approximation Method According to Each Sound Source's Distance

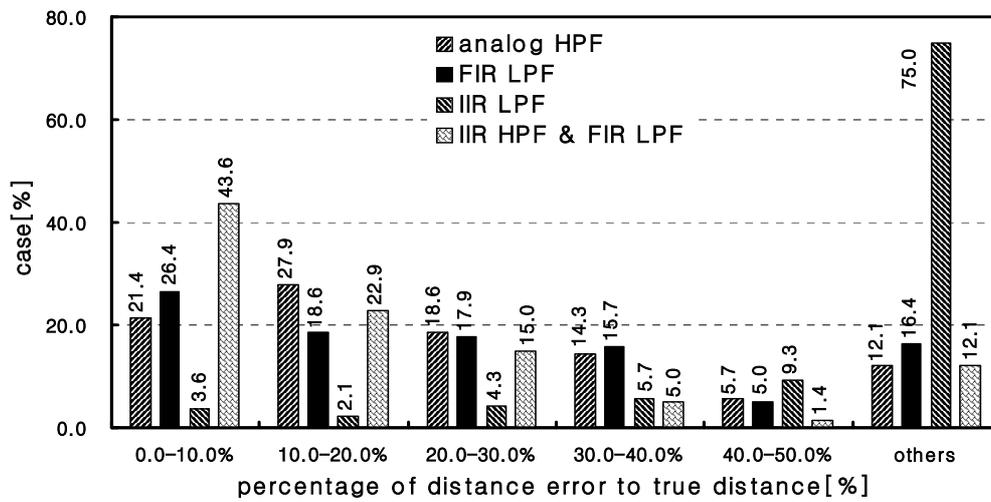


(c) In Case of IIR LPF

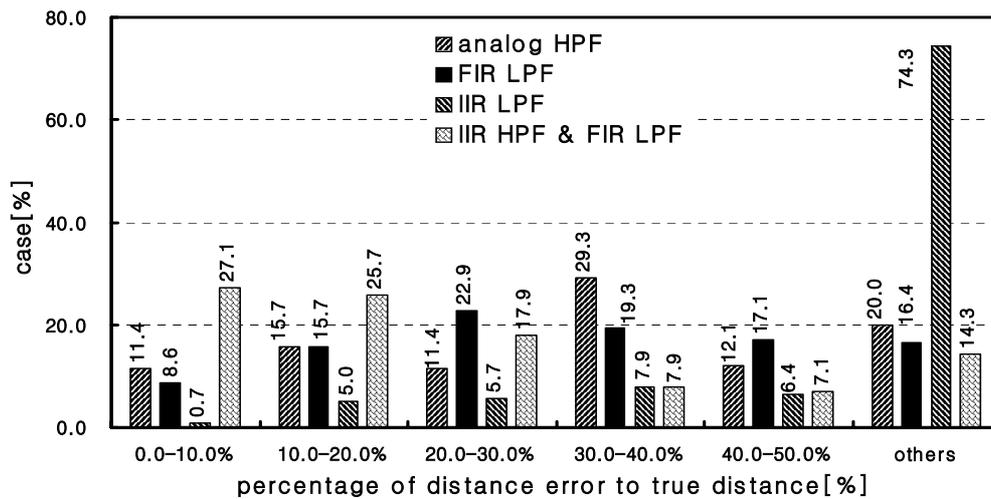


(d) In Case of IIR HPF & FIR LPF

Fig.5.18 Distribution of Measured Distance's Mean Error Using Approximation Method According to Each Sound Source's Distance

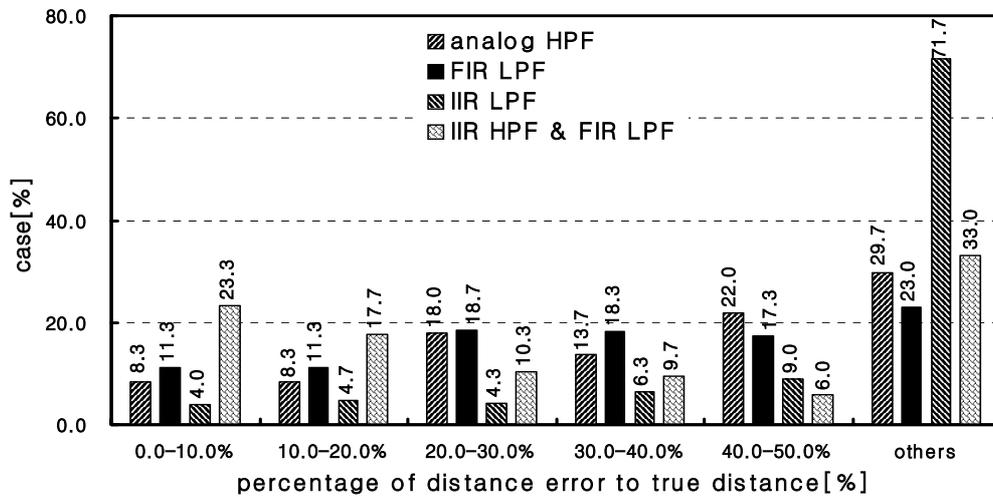


(a) In Case of Sound Source's Distance 9.53m

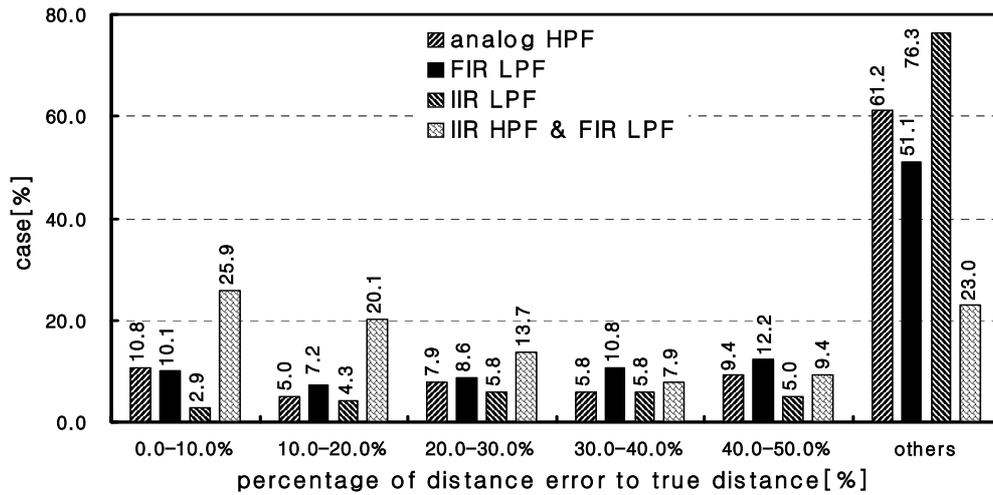


(b) In Case of Sound Source's Distance 11.75m

Fig.5.19 Measured Ratio within Distance Error's Rate Using Approximation Method According to Each Filtering Signal Processing

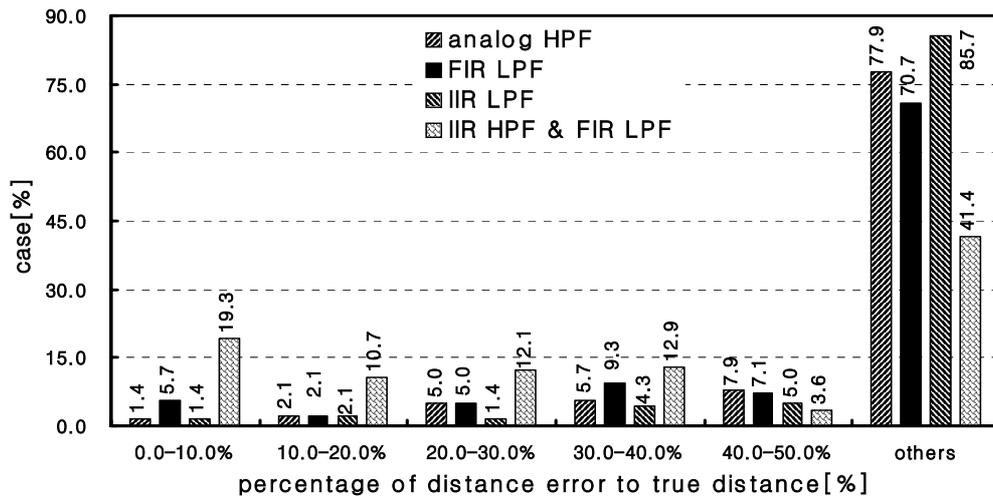


(c) In Case of Sound Source's Distance 14.95m



(d) In Case of Sound Source's Distance 17.0m

Fig.5.19 Measured Ratio within Distance Error's Rate Using Approximation Method According to Each Filtering Signal Processing



(e) In Case of Sound Source's Distance 22.42m

Fig.5.19 Measured Ratio within Distance Error's Rate Using Approximation Method According to Each Filtering Signal Processing

회수에 대한 백분율로 나타낸 것이다. 실험결과, IIR LPF로 신호처리한 경우에 대한 근사적 거리측정은 삼각함수법과 마찬가지로 거리 오차량이 음원거리의 50%이상이 되는 회수의 비율이 음원까지의 거리에 관계없이 약 70% 이상을 차지하고 있기 때문에 측정 효율이 매우 저조하였다. 따라서, 본 실험의 분석에서는 이 신호처리에 대한 것은 고려하지 않기로 하였다.

FIR LPF를 제외한 나머지 신호처리의 경우에는 거리 오차량이 음원거리의 10%이하와 50%이상인 측정회수의 비율이 17.0m이하에서는 삼각함수 측정법이 양호하였고, 22.42m에서는 근사적 거리 결정법의 측정율이 좋은 것을 알 수 있었다. 따라서, 마이크로폰 사이의 간격에 비해 음원까지의 거리가 충분히 멀다면, 근사적 거리결정법이 삼각함수 측정법보다 좀더 정확한 거리 측정이 가능함을 확인할 수 있었다.

지금까지의 실험 결과 음원의 거리 및 방위측정에서 음원의 위치(방위)가 마이크로폰 어레이에 근접할 수록 오차가 커지는 것을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 확인하였다. 그리고, 같은 도달시간차 오차라도 음원의 위치가 마이크로폰 어레이에 가까울수록 방위보다는 거리측정 결과에 미치는 영향이 더욱 커지는 것을 알 수 있었다. 이것은 삼각함수와 쌍곡선 측정원리 모두에서 발생하는 것으로서, 선박에 탑재된 쌍곡선 항법방식의 선위(船位) 측정 장비인 LORAN, DECCA, OMEGA에서 주국과 종국이 이루는 기선의 연장선상에 선박이 접근할 수록 선위 측정에 많은 오차가 포함되는 것과 같은 원리이다. 즉, 쌍곡선 항법방식에서 선박의 위치를 결정하기 위한 위치선들이 직각에 가깝게 교차되면 위치의 정확도는 좋아지지만, 교각이 작을수록 오차는 상당히 커지는 것이다.

오디오 제너레이터를 신호음원으로 한 실험 결과, IIR HPF와 FIR LPF로 동시에 신호처리 하는 기법이 다른 신호처리 경우보다도 측정 정도가 가장

좋았고, 그 다음으로는 FIR LPF로 필터링 하는 기법이 우수하였다. 특히, IIR LPF로 필터링하는 경우는 작은 차수의 필터계수로 설계가 가능하고, 연산량을 줄일 수 있다는 장점이 있지만 방위 측정 정도가 좋지 않을 뿐만 아니라, 거리 측정에 적용하기에는 측정 정도가 낮았다.

방위 측정에 있어서는 신호음원의 위치(방위)가 대략 $-50^{\circ} \sim +50^{\circ}$ 의 영역에 있을 때에 고정도로 상대방위를 측정할 수 있었다. 특히, 쌍곡선의 점근선을 이용한 근사적 방위 결정법은 삼각함수 측정법보다 좀더 정확하게 방위를 검출할 수 있기 때문에, 신호음원의 방위 측정에는 이 결정법이 적합한 것을 검증하였다. 한편, 거리 측정은 음원까지의 거리가 멀어질수록 측정오차가 커질 뿐만 아니라, 신호처리를 하여도 오차량이 크기 때문에 본 신호처리 기법을 통한 거리 측정에는 다소의 어려움이 있을 것으로 생각된다. 그러나, 마우스피스를 이용한 실험에서와 같이 정확하게 도달시간차를 계측할 수 있는 신호처리 기법의 보완과 음원거리가 멀 경우 측정 정도가 높은 근사적 거리 결정법의 적용을 통하여 방위 측정과 같은 고정도의 거리 측정이 가능하다는 것을 확인할 수 있었다.

제 6장 결론

본 논문에서는 선박에 탑재된 음향신호장치 중에서 기적장치로부터 발신된 신호음을 3개의 Microphone이 동일선상에 일정한 간격으로 배열된 마이크로폰 어레이로 수신하고, 일련의 신호처리과정을 통하여 신호음을 발신한 선박까지의 거리 및 상대 방위를 측정할 수 있는 알고리즘을 제안하였다. 또한, 신호음의 도달시간차를 검출하기 위한 기법으로 상호상관 분석법, 고속상호상관 분석법 및 차분법에 대하여 검토하였고, 음원의 위치(거리 및 상대방위)를 측정하기 위한 측정원리로서 쌍곡선법 및 삼각함수법과 신호음원이 마이크로폰 사이의 간격에 비해 상당히 멀리 있는 경우에 적용이 가능한 근사적 방위 결정법과 근사적 거리 결정법을 제시하였다.

한편, 본 시스템이 실제 선박에 탑재될 경우 발생할 수 있는 여러 가지 오차발생 요인에 대한 검토와 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 토대로 최적의 마이크로폰 배치법에 관하여 고찰해 보았다.

신호음원의 거리 및 상대방위를 측정하기 위하여 본 논문에서 제시한 여러 가지 원리 및 알고리즘의 효용성을 검증하기 위하여 실제측장치를 구성하여, 마이크로폰 어레이로부터 음원까지의 거리와 방위를 랜덤하게 바꾸면서 음원 위치추적 실험을 수행하였다.

먼저, 신호음원으로서 선박 음향신호장치 중 호종과 유사한 형태의 음파를 발신하는 마우스피스를 선정하여 실험하였다. 실험결과 마우스피스를 신호음원으로 한 경우는 발신음의 시작 부분이 명확하기 때문에, 정확한 도달시간차의 계측과 고정도(高精度)의 음원위치(거리 및 상대방위) 측정이 가능하였

다. 이것은 본 논문에서 제안한 알고리즘이 신호음원의 위치를 추적하는데 유용하게 적용될 수 있다는 것을 증명해 주는 것이라 할 수 있겠다. 특히, 신호음원의 위치(상대방위)를 -43° 에서 $+43^\circ$ 의 범위에 두고 거리를 측정하였을 때, 전체 측정회수의 약 42%가 음원거리의 약 1.53%에 해당하는 약10cm 이하로 측정되었다. 이것은 신호음의 도달시간차만을 이용하여도 고정도의 음원거리 측정이 가능함을 입증해 주는 것이라 할 수 있겠다.

두 번째로 선박 기적과 유사한 신호음을 발신하는 오디오 제너레이터를 신호음원으로 하여 실험을 하였다. 신호음에 포함되는 잡음을 제거할 뿐만 아니라 신호음 사이의 도달시간차를 정확하게 계측할 수 있는 최적의 신호처리 기법을 개발하기 위하여 아날로그 고역통과 필터와 재귀형 디지털 필터 및 비재귀형 디지털 필터로 신호처리한 후, 음원까지의 거리와 상대방위를 연산하여 그 정도를 비교 분석하였다. 아울러, 근사적 거리 결정법과 쌍곡선의 점근선을 이용한 근사적 방위 결정법으로 음원위치를 연산하고, 삼각함수법 측정결과와 비교·분석하여 그 측정 성능을 검증하였다.

삼각함수 측정법에서는 역체브체프형 IIR HPF와 카이저 창함수법을 이용한 FIR LPF의 혼합형이 신호음원의 방위를 검출하는 성능이 우수하고, 그 다음으로는 카이저 창함수법을 이용한 FIR LPF로만 신호처리 하는 경우가 양호함을 확인하였다. 특히, 혼합형 신호처리에 있어서 신호음원이 대략 -50° 에서 $+50^\circ$ 의 영역에 존재할 때, 거의 모든 데이터가 $\pm 1.0^\circ$ 이내의 오차범위에서 정확하게 측정되었다. 그리고, 쌍곡선의 점근선을 이용한 신호음원의 방위 결정법은 Trimicrophone System의 삼각함수법과 비교하여 $\pm 2.0^\circ$ 이하의 오차범위에서 측정된 회수의 비율이 약 10% 정도 더 높았을 뿐만 아니라, 이 근사적 방위 결정법에서는 음원이 마이크로폰 어레이에 근접함으로써 발생하는 방위측정 불능의 경우가 거의 없었기 때문에, 음원의 방위만을 측정

할 경우에는 이 근사적 방위 결정법의 측정 성능이 더 우수함을 알 수 있었다. 따라서, 신호음원의 방위측정은 본 연구에서 구축한 시스템만으로도 충분한 정확도를 가지고 측정할 수 있다는 것을 입증하였다.

그리고, 음원거리 측정 실험에서도 방위 측정과 마찬가지로 IIR HPF와 FIR LPF로 신호처리하는 혼합형 기법의 검출 성능이 우수하였고, 그 다음으로는 FIR LPF로만 필터링하는 기법이 양호함을 알 수 있었다. 그러나, 본 실험에서 거리가 먼 경우인 22.42m에서는 혼합형 신호처리법 이외의 다른 신호처리기법은 측정된 거리오차가 과도하게 되는 현상을 보이고 있기 때문에, 음원까지의 거리측정에는 적합하지 않음을 알 수 있었다. 그리고, 근사적 거리 결정법을 이용한 음원의 거리측정 실험에서는 음원의 거리가 가까우면 삼각함수법보다 측정 효율이 떨어지지만, 음원의 거리가 마이크로폰 사이의 간격에 비해 충분히 멀다면 측정 정도가 향상될 수 있는 가능성을 확인하였다. 따라서, 마우스피스 실험에서와 같이 신호음 사이의 도달시간차를 정확하게 계측할 수 있는 H/W 및 S/W의 보완 및 개발과 근사적 거리 결정법의 적용으로 신호음원까지의 거리도 고정도로 측정할 수 있을 것으로 사료된다.

본 시스템은 구조가 비교적 간단하고, 소형이면서 실시간 측정이 가능하고, 무중 항해시 타 선박이 발신하는 기적 음향신호를 추적할 수 있어서 선박충돌사고와 같은 해난사고를 미연에 방지할 수 있을 것으로 사료된다. 특히, 최근 IMO에서 새로이 채택한 음향수신장치는 타 선박이 기적음을 발신할 경우, 극히 개략적인 음파의 발신 방향만을 표시하도록 요구하고 있지만, 본 시스템은 그것에 비해 매우 정확하게 발신 방향을 측정할 수 있기 때문에 선박에 유용하게 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

앞으로의 연구과제로서, 마이크로폰 어레이의 연장선에 가까운 음원의 위

치를 정확하게 측정할 수 있는 마이크로폰의 공간배치법과 이에 따른 알고리즘의 개발, 음원의 거리측정에 필요한 고정도의 도달시간차 측정을 위한 H/W 및 S/W의 보완이 필요할 것으로 사료된다. 또한, 음원이 복수(複數)일 경우에 있어서의 신호처리기법 개발, 해상에서 전파되는 기적음과 선상에서 발생하는 소음의 주파수특성 분석과 SNR을 높이기 위한 최적 필터의 설계 및 이를 근거로 한 계측시스템의 보완과 해상에서의 실선실험을 통한 본 시스템의 정량적 평가 등의 문제가 남아 있다.

참고문헌

1. 海難審判事例集, 中央海洋安全審判院, 1995
2. 海難審判事例集, 中央海洋安全審判院, 2000
3. 이봉길, “'97년도 해양오염사고 현황분석 및 대책”, 한국해양환경공학회 1998년도 춘계학술대회 논문집, pp.127-133, 1998
4. Captain P.A. Heathcote, “Recent Ferry Tragedies : Implications for the Shipowners/Ferry Operations”, The Nautical Institute, pp.117, 1991
5. Kim.W.S., “Port Design and Simulation : Validity of Microcomputer Aided Port Design and Its application”, Doctoral Thesis of the University of Wales, Cardiff, June, pp. 194-216, 1990
6. 윤점동 외2인, “아산항 계획 항로에서의 선박 통항의 안전성 평가 검토”, 한국항해학회지, 제18권 제2호, 1994
7. 김환수, “선박의 안전을 위한 최적 항로배치 및 항로폭 결정에 관한 연구”, 해양안전학회지, 제1권 제1호, pp. 9-25, 1995
8. 박용섭, “해상교통법론”, 형설출판사, pp.695-735, 1992
9. 한국선급, “항해안전에 관한 SOLAS 협약 제5장의 개정내용”,
http://www.krs.co.kr/solas-chapter5_k.html
10. 한길용, 옥경석, 강성진, 김창제, “새로운 항해장비의 도입과 관련한 SOLAS 개정방향과 대책”, 한국항해학회지, 제22권, 제1호, pp. 31-49, 1998 ???
11. 차일환, “음향공학개론”, 진영사, pp. 1-2

12. 西山静男 外3人, “音響振動工學”, コロナ社, pp. 1-16, 1979
13. Frederick A.White, “Our Acoustic Environment”, A Wiley-Interscience publication, pp.56-61, 1975
14. “騒音防止工學”, 技研社, pp. 38-41, 1991
15. D.A.Bohn, “Environment Effects on the Speed of Sound”, J.Audio Eng. Soc., 36(4), pp.223-231, 1988
16. Pierce. Allen D, “Acoustics”, McGraw-Hill Book Company, pp.28-30, 1981
17. 이정환, “항로표지 업무편람”, 해양수산부, pp. 96-108
18. 小黑英男, “海上における信号音の伝搬について”, 日本造船學會誌, 第513号, pp. 141-147, 1972
19. 해양수산부고시 제2000-16호, “선박설비기준”
20. “International Regulation for Preventing Collision at Sea,1972”, Annex III
21. “騒音防止工學”, 技研社, pp. 17-18, 1991
22. アメリカ合衆國 労働省労働安全衛生局, “イラスト現場の騒音対策”, オーム社, pp. 9-10, 1992
23. 山田一成, “海上における霧中信号について”, 日本航海學會誌, 第92号, pp. 47-55, 1994
24. G.Clifford Carter and Phillip B. Abraham, “Estimation of source motion from time delay and time compression measurements”, J. Acoust. Soc. Am, 67(3), pp. 830-832, 1980

25. Charles H. Knapp and G.C. Carter, "Estimation of time delay in the presence of source or receiver motion", J. Acoust. Soc. Am, 61(6), pp. 1545-1546, 1977
26. G.Clifford Carter, "Passive ranging errors due to receiving hydrophone position uncertainty", J. Acoust. Soc. Am, 65(2), pp. 528-529, 1979
27. 木村降一,鈴木三郎,今枝彬郎,“汽笛音源の方向検出システムに関する研究”, 日本航海學會誌, 第83号, pp. 15-16, 1991
28. G.Clifford Carter and Charles H. Knapp, "The Generalized Correlation Method for Estimation of Time delay", J. Acoust. Soc. Am, 67(3), pp. 830-832, 1980
29. Emmanuel C. Ifeachor, Barrie W. Jervis, "Digital Signal Processing", ADDISON-WESLEY, pp. 207-213, 1993
30. 木村降一,鈴木三郎,今枝彬郎,“汽笛音源の方向検出に関する基礎的研究”, 日本航海學會誌, 第79号, pp. 83-90, 1988
31. 日野幹雄, “スペクトル解析”, 朝倉書店, pp. 25-55, 1987
32. 황병원, 이기수, “확률 및 통계”, Ohm사, pp. 62-64, 1990
33. Emmanuel C. Ifeachor, Barrie W. Jervis, "Digital Signal Processing", ADDISON-WESLEY, pp. 183-190, 1993
34. 박선호, “디지털 신호처리의 기초와 DSP 응용실무”, 국제테크노정보연구소, pp. 99-123, 1999

35. Asisul H. Quazi and Donald T. Lerro, “Passive localization using time delay estimates with sensor position errors”, J. Acoust. Soc,Am. 78(5) pp. 1664-1670, 1985
36. 内藤, 小林, “空間フィルタによる速度計測”, 計測と制御, Vol. 7, No. 11, pp. 761-772, 1968
37. G.Clifford Carter, “Passive ranging errors due to receiving hydrophone position uncertainty”, J. Acoust. Soc. Am, 65(2), pp. 530-531, 1979
38. 윤점동, “船舶操縱의 理論과 實務”, 세종출판사, pp. 176-197
39. 차일환, “음향공학개론”, 진영사, pp. 167-203
40. Emmanuel C. Ifeakor, Barrie W. Jervis, “Digital Signal Processing”, ADDISON-WESLEY, pp. 251-253, 1993
41. 이채욱, “기초와 응용 디지털 신호처리”, 청문각, pp. 147-149, 1994
42. Emmanuel C. Ifeakor, Barrie W. Jervis, “Digital Signal Processing”, ADDISON-WESLEY, pp. 270-295, 1993
43. Emmanuel C. Ifeakor, Barrie W. Jervis, “Digital Signal Processing”, ADDISON-WESLEY, pp. 375-397, 1993
44. 이채욱, “기초와 응용 디지털 신호처리”, 청문각, pp. 212-213, 1994
45. 이문호, “C언어 · MATLAB를 이용한 디지털필터 설계”, 대영사, pp. 339-341, 1997

부록 1

RESOLUTION MSC.86(70)

adopted on 8 December 1998

ADOPTION OF NEW AND AMENDED PERFORMANCE STANDARDS FOR NAVIGATIONAL EQUIPMENT

(SOLAS V)

ANNEX 1

Recommendation on performance standards for Sound Reception Systems(음향수신장치)

1. 개요

음향수신장치는 선교가 완전히 폐위된 선박에서 항해당직사관이 선교외부에서 발생하는 음향신호를 청취함으로써 ‘국제해상충돌예방규칙(COLREG : International Regulation for Preventing Collisions at Sea, 1974)’의 규정에 따른 경계를 수행할 수 있도록 하는 음향 전자 항해계기이다. 그리고, 음향수신장치는 결의서 A.694(17)의 일반요건에 추가하여 다음의 최소 요건을 만족하여야 한다.

2. 기능 요건

- ① 70Hz~820Hz의 가정주파수대에서 모든 방향으로부터 발신된 신호음을 수신할 수 있을 것.
- ② 선교내부에서 수신된 음향신호를 재생시킬 수 있을 것.
- ③ 최소한 선수, 선미, 좌현 및 우현의 어느 쪽 선박으로부터 음향신호가 발신되었는지를 결정할 수 있도록 개략적인 방향을 표시할 수 있을 것. 이

것은 최소한 4개의 마이크로폰과 독립된 수신채널로 구성될 것이다.

- ④ 음향신호만이 수신될 수 있도록 마이크로폰 주변의 잡음을 제거할 수 있을 것.

3. 표시법

- ① 수신된 음향신호는 최소한 1개의 확성기(Loudspeaker)로 선교에서 재생될 수 있을 것.
- ② 재생용 확성기의 볼륨(Volume)은 하나의 조정기로 조정되어야 한다. 그리고, 볼륨 조정기는 수신된 음향신호의 음압이 선교소음수준보다 최소한 10dB 이상으로 설정될 수 있어야 함.
- ③ 수신된 음향신호에 대하여 수신여부 및 개략적인 방향을 최소한 3초 동안 가시적(可視的) 표시를 할 수 있는 표시기(Display)가 있어야 함.

4. 설치

- ① 마이크로폰은 실질적이고 합리적인 방법으로 소음원으로부터 가능한 멀리 떨어지게 하고, 풍음 및 기계적 진동을 줄일 수 있는 위치에 설치되어야 한다.
- ② 표시기는 최소한 선박조선위치(Conning Position)에서 볼 수 있도록 설치되어야 함
- ③ 확성기는 수신된 음향신호가 선교의 모든 방향에서 가청될 수 있는 위치에 설치되어야 함.

부록 2

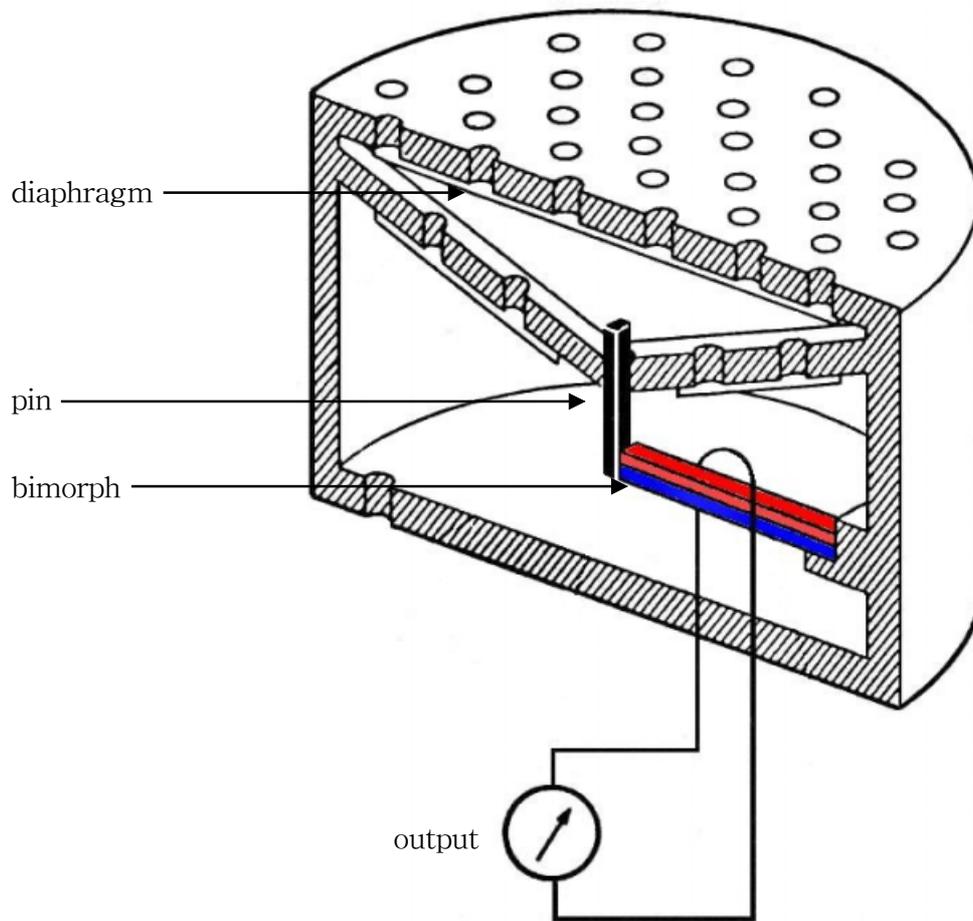


Fig.A.2.1 Piezoelectric Microphone's Cross-sectional View

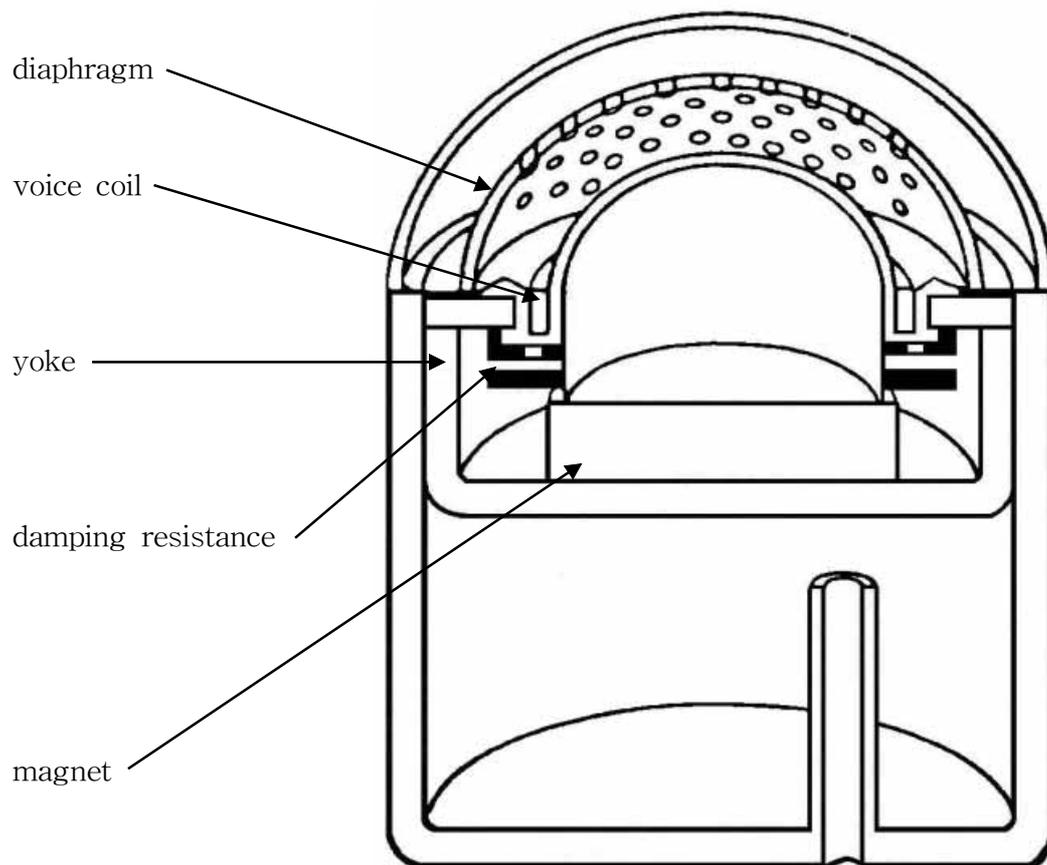


Fig.A.2.2 Moving Coil Type Microphone's Cross-sectional View

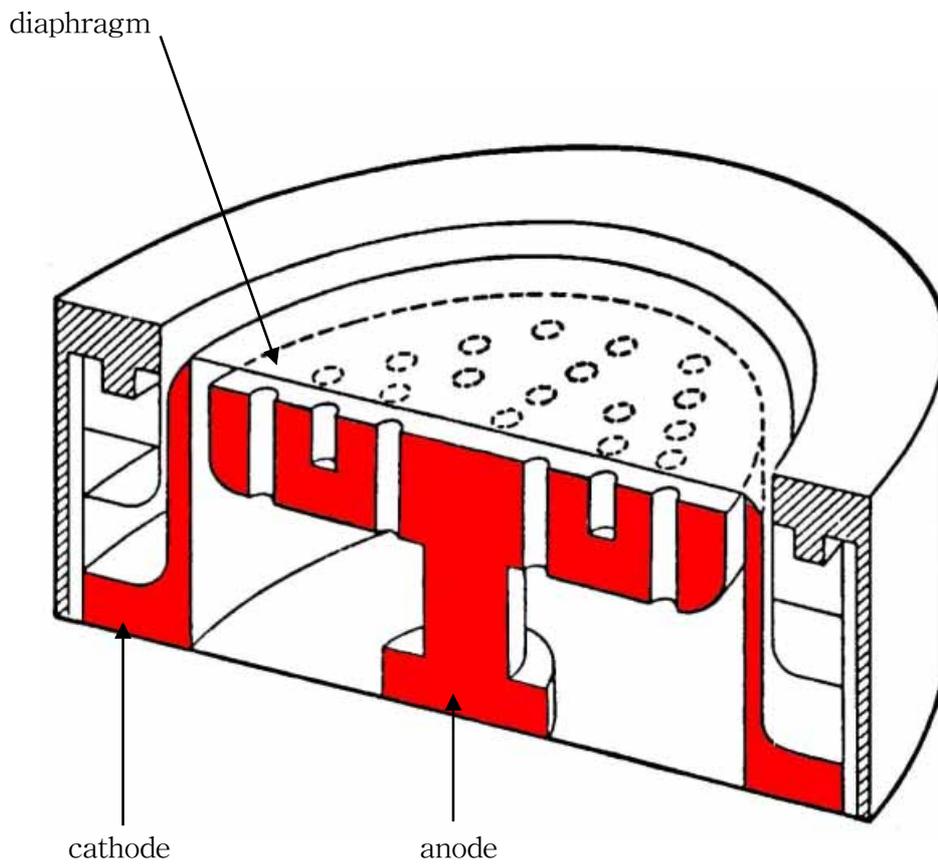


Fig.A.2.3 Condenser Microphone's Cross-sectional View

연구실적

1. 발표논문

- 1) 문성배, 전승환, “2차원적 음원추적에 관한 연구”, 한국향해학회 1996년도 한·중 국제학술 심포지움 및 추계학술 발표회 논문집, pp. 117-124
- 2) 전승환, 문성배, “기적음원의 위치검출에 관한 연구”, 한국환경공학회 1997년도 추계학술대회 논문집, pp. 317-324
- 3) 문성배, 전승환, “2차원적 음원추적에 관한 연구Ⅱ”, 한국향해학회 1998년도 춘계학술 발표회 논문집, pp.156-162
- 4) 문성배, 전승환, “기적음원의 위치검출에 관한 연구Ⅱ”, 한국환경공학회 1998년도 춘계학술대회 논문집, pp. 267-274
- 5) 문성배, 전승환, “2차원적 음원추적에 관한 연구Ⅲ”, 한국향해학회 2000년도 추계학술 발표회 논문집, pp.37-43

2. 게재논문

- 1) 문성배, 전승환, “2차원적 음원추적에 관한 연구”, 한국향해학회지, 제20권, 제4호, pp. 71-80, 1996
- 2) 문성배, 정은석, 전승환, “레이더를 이용한 선박제원의 추정”, 해양안전학회지, 제3권, 제1호, pp. 93-98, 1997
- 3) 문성배, 전승환, “2차원적 음원추적에 관한 연구Ⅱ”, 한국향해학회지, 제22권, 제4호, pp. 31-36, 1998
- 4) 문성배, 전승환, “2차원적 음원추적에 관한 연구Ⅲ”, 한국향해학회지, 제24권, 제5호, pp.443-450, 2000
- 5) 문성배, 전승환, “2차원적 음원추적에 관한 연구Ⅳ”, 한국향해학회지, 제25권, 제4호, pp.371-379, 2001