



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

선박의 음향수신장치를 위한 상관 기반의 주파수 검출 및
위상 차이를 이용한 방향 탐지 알고리즘 설계 및 성능 분석

Design and Performance Analysis of Direction Detection
Algorithm Using Correlation-Based Frequency Detection and
Phase Difference for Sound Reception System of Ships



지도교수 김 정 창

2019 년 2 월

한국해양대학교 대학원

전 자 통 신 공 학 과
염 명 길

본 논문을 엄명길의 공학석사 학위논문으로 인준함.

위원장 손 경 락 (인)

위 원 김 정 창 (인)

위 원 임 재 홍 (인)



2018년 12월 26일

한국해양대학교 대학원

목 차

List of Tables	iv
List of Figures	v
Abstract	vi

1. 서 론

1.1 선박의 음향수신장치 소개	1
1.2 기존 음향수신장치의 연구동향	1
1.3 연구 목적 및 논문 구성	4

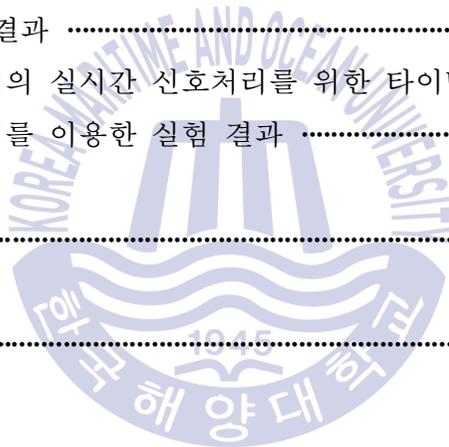
2. 제안하는 음향수신장치의 시스템 구성

2.1 전체 시스템 구성도	7
2.2 마이크론의 배치 조건	8
2.3 제안하는 디지털 신호처리부	9

3. 상관 기반 주파수 검출 및 위상 차이 추정 알고리즘

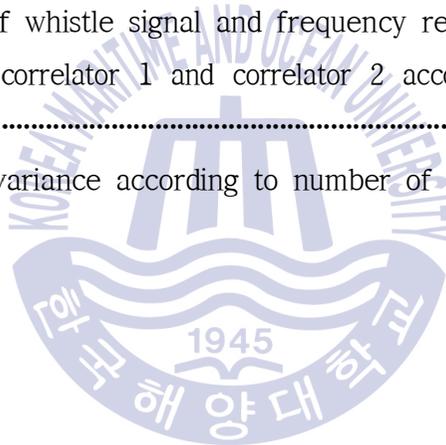
3.1 수신신호 모델링	13
3.2 상관 기반 주파수 검출 알고리즘	15
3.3 상관 기반 위상 차이 추정 알고리즘	20

4. 두 마이크로폰 사이의 위상 차이와 수신 각의 관계에 대한 수학적 분석	
4.1 인접한 두 마이크로폰의 위상 차 분석	22
4.2 마주 보는 두 마이크로폰에 대한 위상 차 분석	23
5. 두 마이크로폰의 위상 차이를 이용한 제안하는 방향 탐지 알고리즘	
5.1 섹터 판별 알고리즘	27
5.2 방향 탐지 알고리즘	30
6. 시뮬레이션 및 실험 결과	
6.1 시뮬레이션 결과	36
6.2 음향수신장치의 실시간 신호처리를 위한 타이밍 계산	48
6.3 음향수신장치를 이용한 실험 결과	50
7. 결론	54
참고문헌	55



List of Tables

Table 1 Combination of signs of phase difference values according to the sector	29
Table 2 Direction detection of the ship whistle using the detected sector and estimated ϕ	33
Table 3 Difference of whistle signal and frequency resolution	38
Table 4 Analysis of correlator 1 and correlator 2 according to variance and mean	38
Table 5 Analysis of variance according to number of accumulation	41



List of Figures

Fig. 1 Points of microphone in ship for analog sound reception system ..	2
Fig. 2 Point of microphone unit in ship for digital sound reception system ...	3
Fig. 3 Functional block diagram of the SRS	7
Fig. 4 Deployment of microphones in the microphone unit of the SRS ...	8
Fig. 5 Proposed functional block diagram of DSP in the SRS	9
Fig. 6 Procedure of direction detection algorithm using correlation-based frequency detection and phase difference for sound reception system ..	12
Fig. 7 Block diagram of the proposed correlator	16
Fig. 8 Block diagram of the proposed magnitude calculator and frequency detector	19
Fig. 9 Input and output of the proposed phase difference estimator	21
Fig. 10 One situation of received whistle signal on microphones	24
Fig. 11 Block diagram of the proposed direction detector	26
Fig. 12 Eight sectors for the sector discriminator	27
Fig. 13 Eight sectors discrimination according to signs of phase difference of two microphones	28
Fig. 14 Error curves of the approximated arrival angle in the angle estimator	31
Fig. 15 Setup of the test environment for hardware experiments	34
Fig. 16 Spectrum of noise at center of microphone unit	35
Fig. 17 Histogram of magnitude based on correlation each frequency	37
Fig. 18 Histogram of magnitude according to number of accumulation on correlator 1	40

Fig. 19 Mean square error according to number of accumulation on phase difference estimator at 70Hz	42
Fig. 20 Mean square error according to number of accumulation on phase difference estimator at 560Hz	43
Fig. 21 Mean square error according to number of accumulation on phase difference estimator at 820Hz	44
Fig. 22 Performance of sector discriminator according to a incidence angle	45
Fig. 23 Estimated incidence angle about a 0 degree incidence angle	47
Fig. 24 Timing of digital signal processor	49
Fig. 25 Histogram of the accumulated correlation for the frequency detector according to the number of accumulations, SNR=-22dB	50
Fig. 26 Detection, miss, false alarm probabilities of the frequency detector under WGN environment	51
Fig. 27 Histogram of the observed phase difference value, SNR=-21dB	52
Fig. 28 Mean square error of the observed phase difference value according to the number of accumulations, SNR=-21dB	52
Fig. 29 Mean square error of the observed phase difference value according to SNR	53

Design and Performance Analysis of Direction Detection Algorithm Using Correlation-Based Frequency Detection and Phase Difference for Sound Reception System of Ships

Yeom, Myeong Gil

Department of Electronics and Communication Engineering,
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University

Abstract

In this thesis, a new direction detection scheme of the ship whistle for the digital sound reception system (SRS) of ships is proposed, which is based on the frequency detection and the phase difference estimation using correlation values between the received signals of two neighboring microphones under a noise environment. In order to suppress the noise, the proposed correlation-based frequency detector and phase difference estimator accumulate the correlation values for all possible combinations of two neighboring microphones. By utilizing the estimates of the phase differences for all combinations of two neighboring microphones, the proposed direction detection algorithm distinguishes the sector corresponding to the direction of the whistle signal and estimates the arrival angle. In addition, using the practically implemented SRS hardware and software, the laboratory test for the proposed schemes is performed and test results are presented

KEY WORDS: Digital Signal Processor, Direction Detection, Frequency Detection, Phase Difference, Sound Reception System, Ship Whistle

선박의 음향수신장치를 위한 상관 기반의 주파수 검출 및 위상 차이를 이용한 방향 탐지 알고리즘 설계 및 성능 분석

염 명 길

한국해양대학교 전자통신공학과

요약

본 논문은 선박의 디지털 음향수신장치 (sound reception system)를 위한 하나의 마이크로폰에 대한 인접한 FFT (fast Fourier transform) 윈도우 사이의 상관 (correlation)과 두 마이크로폰의 수신 신호 사이의 상관을 이용하여 주파수 검출 및 위상 차이 추정에 기반한 선박 기적소리 (whistle signal)의 새로운 방향 탐지 (direction detection) 알고리즘을 제안한다. 수신된 신호를 수학적으로 모델링하여 제안된 상관 기반 주파수 검출 및 위상 차이 추정의 알고리즘을 설명하고, 두 마이크로폰의 위상 차이와 기적소리의 수신 각에 대한 관계를 분석한다. 두 마이크로폰의 위상 차이를 분석해 수신방향을 섹터로 구분하는 알고리즘을 설계한다. 추정된 섹터와 두 마이크로폰의 위상 차이 값으로부터 실제 수신되는 기적소리의 방향 탐지 알고리즘을 제안한다. 시뮬레이션을 통해 방향 탐지에 적용한 상관 기반의 주파수 검출기와 위상 차이 추정기의 성능을 분석한다. 실제 구현된 음향수신 장치의 DSP에서 실시간 신호처리가 가능하도록 설계해 제안된 주파수 검출 및 위상 차이 추정 알고리즘의 성능을 분석한다.

KEY WORDS: 디지털 신호 처리, 방향 검출, 주파수 검출, 위상 차이, 음향수신장치, 선박의 기적소리

제 1 장 서 론

1.1 선박의 음향수신장치 소개

2000년 제 73차 해사안전위원회 (maritime safety committee: MSC)에서 SOLAS (safety-of-life-at-sea) 협약 제 5장의 개정안이 채택되고 [1], 2002년 7월 1일 국제적으로 발표되면서 음향수신장치 (sound reception system: SRS)가 선박에 필수 장비로 도입되었다. 음향수신장치는 완전히 밀폐된 선교 (bridge) 내부에서 항해사가 타 선박의 기적소리 (whistle signal)를 듣기 어려우므로 항해사가 타 선박의 존재 유무 및 그 방향을 파악할 수 있도록 타 선박의 기적소리의 방향을 탐지하여 표시하고 선교 내부에서 기적소리를 들을 수 있도록 해주는 장비이다. 음향수신장치의 탑재 대상은 선박의 크기에 관계없이 선교가 완전히 밀폐된 선박의 경우 주관청이 달리 결정하지 않는 한 음향수신장치를 설치해야한다 [1].

항해 장비로서 음향수신장치가 갖추어야 할 기본적인 요건은 IMO (International Maritime Organization) resolution MSC.86(70) Annex1 에 명시되어 있으며 [2], 2012년 ISO (International Organization for Standardization) 국제 표준으로 제정되었다 [3]. 또한, 기적소리로는 70Hz~820Hz 범위의 주파수가 사용되며 선박의 크기에 따라 사용되는 주파수가 다를 수 있다 [3]. 선박용 음향수신장치는 2015년 8월부터 MED (Marine Equipment Directive) 규정 사항으로 정해져 MED 인증이 있어야만 선박 설치가 가능하다 [4]. 뿐만 아니라 국제적으로 인정받고 있는 DNV GL (Det Norske Veritas Germanischer Lloyd) 선급에서는 음향수신장치의 국제 규격을 만족하는 성능 실험 방법에 대한 기준을 개별적으로 마련하고 있다 [5].

1.2 기존 음향수신장치의 연구동향

초기의 음향수신장치는 선박의 선수 (bow)와 선미 (stern), 좌현 (port), 우현 (starport)에 각각 마이크로폰 (microphone)을 설치하고 마이크로폰으로 수신된

신호를 아날로그 신호처리를 통하여 수신 음향신호의 음압레벨 (sound pressure level) 차이와 지연시간 (delay time) 차이를 측정하여 방향을 판단하였다 [6]. Fig. 1은 MRC (marine radio company)사의 아날로그 음향수신장치인 MSR-9200 과 선박 내에 마이크론의 설치 위치를 나타낸다 [7]. 선박 내에 서로 다른 위치에 4개의 마이크론이 설치된다.

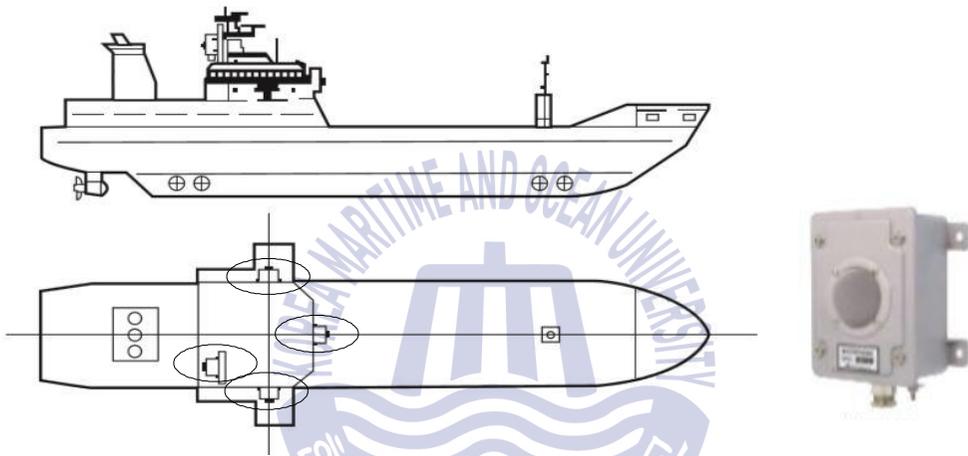


Fig. 1. Points of microphone in ship for analog sound reception system (photograph source: product description of MRC, [7])

하지만 아날로그 방식은 잡음 환경에서 방향 탐지 성능 열화가 심해 최근에는 디지털 신호처리를 이용한 음향수신장치의 연구 및 개발이 진행되고 있다 [8]-[12]. 디지털 음향수신장치에서는 마이크론을 선수, 선미, 좌현, 우현에 따로 설치하지 않고 하나의 마이크론 유닛 (microphone unit)에 여러 방향을 향하고 있는 다수의 마이크론을 내장하여 사용한다. Fig. 2는 Zenitel사의 디지털 음향수신장치인 VSS-V2의 마이크론 유닛을 나타낸다. Fig. 2에서 볼 수 있듯이 다수의 마이크론이 하나의 마이크론 유닛에 배치되어 있다 [13].

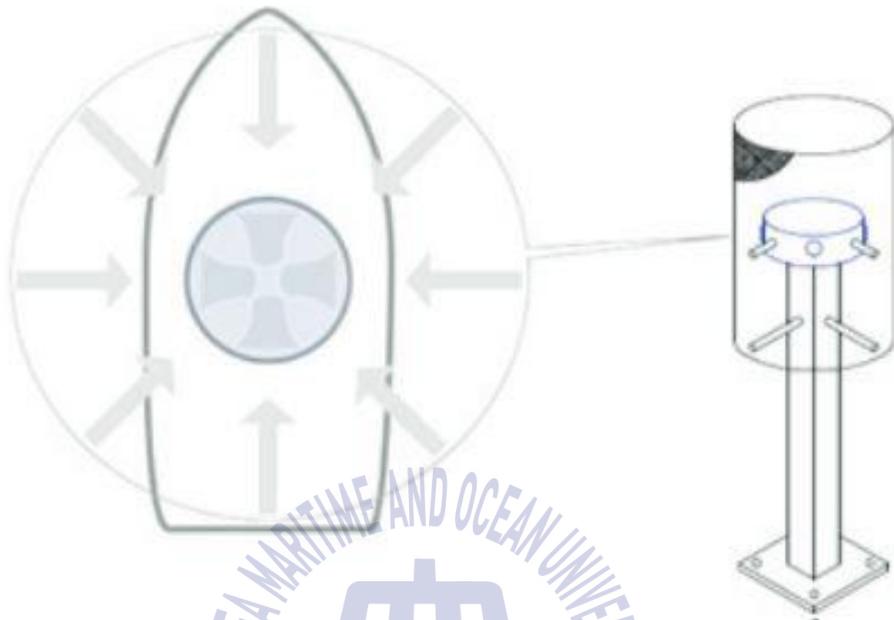


Fig. 2. Point of microphone unit in ship for digital sound reception system
(photograph source: VSS-V2's product documents of Zenitel, [13])

논문 [8]에서는 디지털 신호처리에 기반한 음향수신장치 개발을 위하여 원하지 않는 주파수 대역의 신호를 제거하는 필터를 설계하고 수신 신호 전력에 기반한 방향 탐지 방법을 사용하였다. 그러나, 수신 신호 전력에 기반한 방식은 선박에서 겪을 수 있는 다양한 간섭으로 인하여 방향 탐지에 큰 오차가 발생할 수 있다는 단점이 있다. 논문 [9]에서는 이러한 단점을 극복하고자 신호의 크기가 아니라 인접 마이크로폰 간 수신된 기적소리의 위상 차이 (phase difference)를 이용한 방향 탐지 방법이 고려되었다. 더욱이 논문 [10], [12]에서는 수신 신호의 스펙트럼 분석을 통하여 기적소리로 사용된 주파수를 검출하고 위상 차이와 기적소리 방향의 관계를 이론적으로 분석하였다. 각 마이크로폰의 수신신호에 대한 개별 고속 푸리에 변환 (fast Fourier transform: FFT) 결과의 크기 응답 (magnitude response)으로부터 기적소리의 주파수를 검출한 후, 위상

응답 (phase response)으로부터 해당 주파수의 위상 값을 추출하여 가장 앞서는 2개의 위상 값의 차이를 계산하였다. 그러나, 논문 [10]에서는 잡음이 없는 환경에서 실험한 결과만 제시하고 있으며, 주파수 검출 성능도 제시되지 않았다. 또한, 잡음이 심한 환경에서는 FFT 결과의 위상 응답으로부터 얻은 위상 값에 대한 신뢰도가 매우 낮다는 단점이 있다. 논문 [11]에서는 기적소리로 사용된 주파수를 추정하기 위하여 상태공간 (state space) 표현을 이용한 방법도 제안되었으나 잡음이 심하지 않은 환경에서의 동작 결과만 제시되었으며 잡음이 심한 환경에서는 제대로 동작하지 않는다는 단점이 있다. 이처럼 여러 연구가 진행되었으나 여전히 잡음 환경에서 주파수 검출 및 위상 차이 추정 값의 정확도 향상을 통하여 방향 탐지 성능 개선의 여지가 많이 남아 있다고 할 수 있다.

1.3 연구 목적 및 논문 구성

본 논문에서는 잡음 환경에서 음향수신장치가 기적소리를 이용해 타 선박의 방향을 탐지하기 위해 필요한 방향 탐지 알고리즘을 설계하고 성능을 분석한다. 현재까지 조사한 바에 따르면, 기존 논문에서 ISO-14859 및 DNV GL의 규정에서 정의된 실험 환경과 같은 극심한 잡음이 존재하는 환경을 고려한 실험 결과는 제시되지 않았다. 따라서 잡음 환경에서의 기적신호의 주파수 검출 및 방향 탐지에 필요한 알고리즘을 수학적으로 모델링해 제시하고 시뮬레이션과 하드웨어 실험을 통해 제시한 알고리즘의 성능을 확인한다.

잡음 환경의 규정사항은 ISO-14859 및 DNV GL에 제시되어 있으며, 기적소리가 포함되지 않은 순수 잡음의 크기는 각각 70dB(A)와 57dB(A)이다. ISO-14859 및 DNV GL의 실험 규정 사항의 기적소리는 정현파 신호를 사용해 성능을 평가 하도록 명시되어있다 [4],[5]. DNV GL과 ISO-14859에서 제시하는 성능 조건은 기적소리 신호의 출력과위를 동일하게 사용한다. DNV GL의 규정에 따른 실험은 ISO-14859의 잡음 환경에서보다 낮은 신호대 잡음비 (signal to noise ratio: SNR)에서 음향수신장치의 동작을 요구한다. 본 논문에서는 DNV GL에서 제시하는 잡음 환경에서 기적소리의 주파수와 방향 검출이 가능하도록 음향수신장치의 알고리즘을 설계한다. 알고리즘 검증을 위한 시뮬레이터는 DNV GL에서 제시하는 실험 환경과 동일하도록 각 마이크로폰에 신호와 잡음의 지연 샘플

플 수를 동일하게 맞춰주고, 잡음의 크기를 고려해 설계했다. 또한, 아날로그-디지털 변환기(analog-to-digital converter: ADC)의 샘플율 (sample rate) 등 실제 실험에 사용되는 하드웨어의 시스템 파라미터와 일치하도록 시뮬레이터 파라미터를 설정했다. 하드웨어 실험은 논문 [10]과 동일한 DSP (digital signal processor)를 기반으로 진행된다. 마지막으로 모의실험 환경과 하드웨어 실험을 통해 설계한 알고리즘의 성능을 분석한다.

본 논문에서는 동일한 마이크로폰에 대한 인접한 FFT 윈도우와 조합 가능한 두 마이크로폰의 수신 신호 사이의 상관 (correlation)을 이용하여 주파수 검출 및 위상 차이 추정에 기반한 선박의 디지털 음향수신장치를 위한 선박 기적소리의 새로운 방향 검출 (direction detection) 알고리즘을 제안한다. 새로운 방향 검출 알고리즘은 상관기 (correlator), 누적기 (accumulator), 상관 기반 주파수 검출기 (frequency detector), 크기 계산기 (magnitude calculator), 위상 차이 추정기 (phase difference estimator) 및 방향 검출기 (direction detector)로 구성된다. 70Hz~820Hz 사이의 단일 주파수 정현파 기적소리에 대하여 잡음의 영향을 줄이기 위하여 조합 가능한 두 마이크로폰의 FFT 결과 사이의 상관 값과 각 마이크로폰에서 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값들을 누적한다. 또한, 조합 가능한 두 마이크로폰의 위상 차이를 이용해 섹터 (sector)를 구분하고 수신 각 (arrival angle)을 추정하는 방향 검출 알고리즘을 제안한다. 뿐만 아니라, 시뮬레이션 및 실제 구현된 음향수신장치 하드웨어를 이용하여 제안된 방법들에 대한 실험실 테스트를 수행하고 결과를 제시한다. 실제 하드웨어 실험에서는 기적소리 주파수의 검출 확률 (detection probability), 미 검출 확률 (miss probability), 오 검출 확률 (false alarm probability)을 관찰함으로써 주파수 검출기의 성능을 분석하고, 수신 각 추정을 위한 위상 차이 값의 평균 제곱 오차 (mean square error: MSE)를 관찰함으로써 위상 차이 추정기의 성능을 분석한다. 실험 결과는 제안하는 주파수 검출기가 8kHz 대역에 대한 SNR=-21dB 이상에서 기적소리의 주파수가 성공적으로 검출됨을 보여주며 상관 값의 누적을 통하여 방향 탐지에 사용되는 위상 차이 값의 평균 제곱 오차가 낮아짐을 보여준다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 본 논문에서 고려하는 음향수신 장치의 시스템 구성을 살펴보며 3장에서 마이크로폰으로 수신되는 신호를 수학적으로 모델링하고 상관 기반 주파수 검출 및 위상 차이 추정 방법을 제시한다. 4장에서는 조합 가능한 두 마이크로폰의 위상 차이 추정 값과 기적소리 신호의 수신 각의 관계에 대한 수학적 관계를 분석한다. 5장에서는 조합 가능한 두 마이크로폰의 위상 차이를 이용한 기적소리 신호의 방향 탐지 방법을 제안한다. 6장에서는 실험 환경과 동일한 시뮬레이션을 사용해 제시한 알고리즘의 성능을 분석하고, 실제 구현된 SRS 하드웨어를 이용하여 실시간 신호처리가 가능하도록 제안된 알고리즘을 구현한 결과를 제시하며, 동작 검증 및 성능 분석 결과를 제시한다. 마지막으로 7장에서 결론을 맺는다.



제 2 장 제안하는 음향수신장치의 시스템 구성

본 장에서는 본 논문에서 고려하는 음향수신장치의 전체 시스템 구성을 제시하고 신호처리 과정을 서술한다. 기적소리로 사용되는 주파수 70Hz ~ 820Hz에서 제안하는 알고리즘의 성능을 만족하기 위한 마이크로폰 유닛의 배치를 제시한다. DNV TAP 845.50 규정사항에서 제시하는 잡음 환경에서 음향수신장치의 성능을 만족도록 구현한 핵심 알고리즘을 블록 다이어그램으로 제시하고 각 블록의 기능을 설명한다.

2.1 전체 시스템 구성도

Fig. 3은 본 논문에서 고려하는 음향수신장치의 기능 블록 다이어그램을 나타내며, 전체 구성은 크게 3가지 블록으로 구분할 수 있다. 음향수신장치를 위한 디지털 신호처리 하드웨어 플랫폼은 기존 시스템을 사용하였으며 [10], FFT 연산까지는 기존 시스템과 동일하게 동작한다. 4개의 마이크로폰으로 입력된 신호는 아날로그-디지털 변환기를 거쳐 디지털 신호처리부로 입력된다.

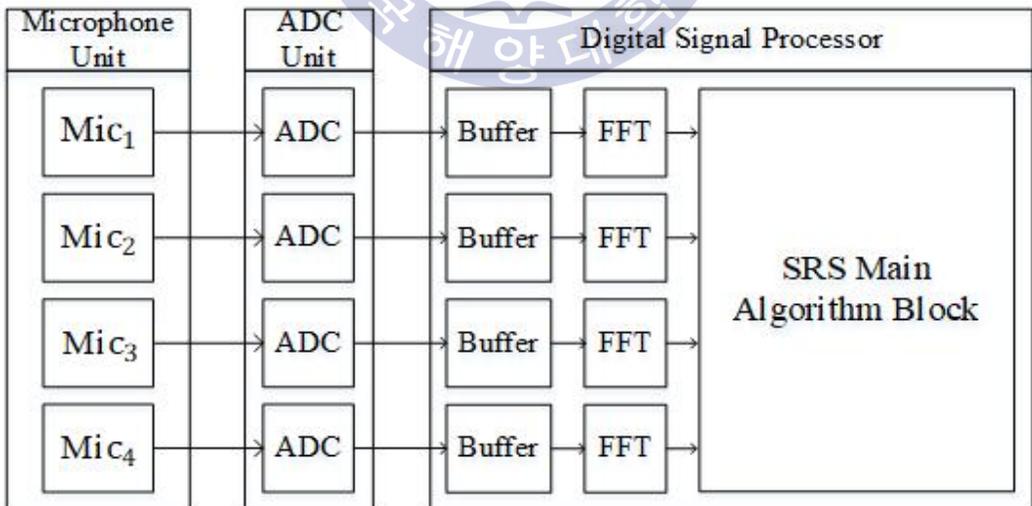


Fig. 3. Functional block diagram of the SRS

2.2 마이크론의 배치 조건

본 논문에서 고려하는 음향수신장치의 마이크론 유닛에 내장된 4개의 마이크론의 배치는 Fig. 4와 같다. 4개의 마이크론은 동일 평면상에서 반경 r 인 원 위에 $\pi/2$ rad 각도의 균등한 간격을 가지며, Mic_1 을 기준으로 반시계 방향으로 Mic_2 , Mic_3 , Mic_4 의 순서로 배치된다.

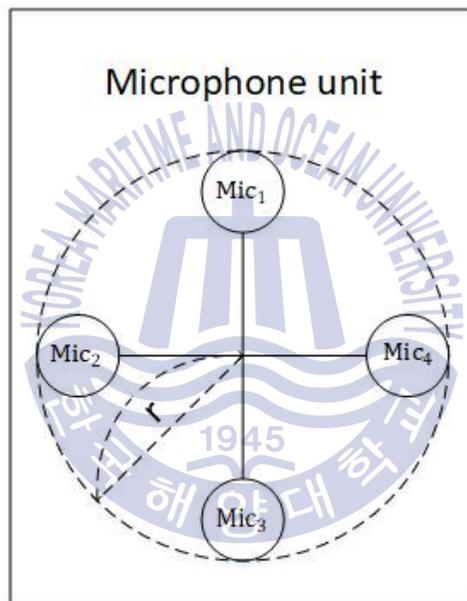


Fig. 4. Deployment of microphones in the microphone unit of the SRS

본 논문에서는 각 마이크론까지 도달하는 기적소리의 지연시간에 따른 마이크론 간의 위상 차이를 이용하여 기적소리의 방향을 추정하는 음향수신장치를 대상 시스템으로 가정한다. 이러한 위상 차이 값은 배치된 마이크론 사이의 간격에 영향을 받으며 최대 π rad 이내의 위상 차이가 발생하도록 마이크론 사이의 간격이 결정되어야 한다. 동일한 마이크론 간격에 대해서는 사용되는 주파수가 높을수록 위상 차이가 증가하므로 사용 가능한 기적소리 주파수

중에서 최대 주파수인 820Hz를 기준으로 마이크론 사이의 간격을 결정할 수 있다. 공기 중에서 음파의 속도는 344m/s이므로 820Hz 주파수의 기적신호에 대한 정현파 신호의 파장 길이는 41.95cm이다. Fig. 4의 마이크론 배치에 따르면 서로 다른 두 마이크론 사이의 최대 거리는 $2r$ 이 되므로 최대 거리가 신호의 반 파장 길이보다 작은 $r < 10.4875\text{cm}$ 를 만족해야 하며 본 논문에서 사용한 음향수신장치 하드웨어는 $r = 6.5\text{cm}$ 로서 이를 만족한다.

2.3 제안하는 디지털 신호처리부

Fig. 5는 제안하는 음향수신장치의 제안하는 디지털 신호처리부의 기능 블록 다이어그램을 나타낸 것이다.

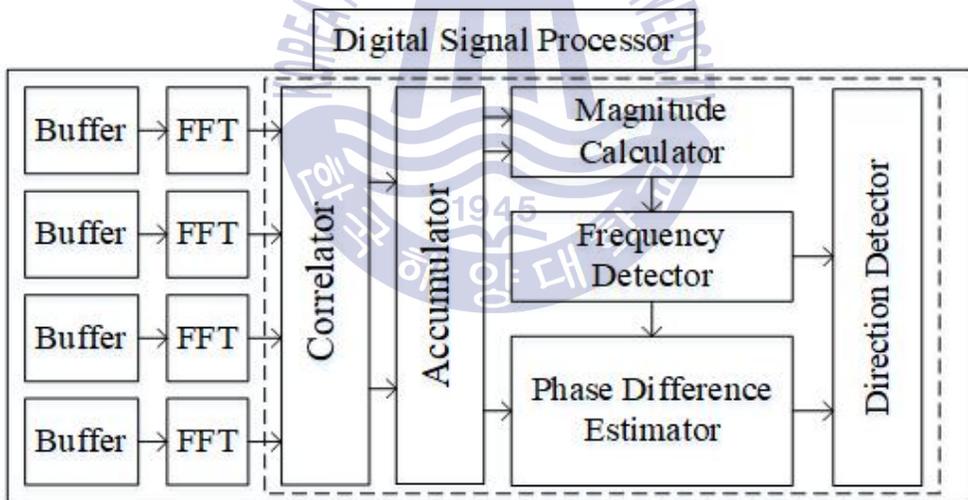
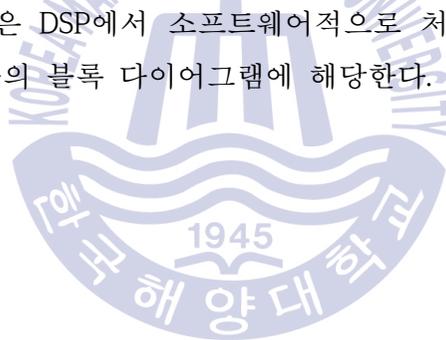


Fig. 5. Proposed functional block diagram of DSP in the SRS

DSP로 입력된 샘플들은 FFT 연산을 위하여 버퍼 (buffer)에 저장되고 FFT 길이인 N_{FFT} 샘플이 모여 FFT 연산이 수행된다. FFT 연산된 결과로 상관기로 입력되어 조합 가능한 두 마이크론에 대한 FFT 결과들 사이의 상관 계산

과 동일한 마이크로폰에 대한 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 계산이 수행된다. 계산된 상관 값 결과는 누적기로 입력되어 미리 설정된 횟수만큼 누적된다. 누적된 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값과 조합 가능한 두 마이크로폰의 상관 값은 주파수 검출을 위하여 크기 계산기로 입력되고, 주파수 검출기에서는 상관 값의 크기를 미리 설정된 임계값 (threshold)과 비교하여 기적신호로 사용된 주파수를 검출한다. 기적소리의 방향 탐지를 위하여 조합 가능한 두 마이크로폰의 누적된 상관 값은 위상 차이 추정기로 입력된다. 여기서, 위상 차이 추정기로 입력된 조합 가능한 두 마이크로폰의 누적된 상관 값의 위상은 두 마이크로폰 사이의 위상 차이를 나타내게 된다. 또한, 주파수 검출기에서 검출된 주파수에 대해서만 위상 차이를 얻으면 된다. 추정된 위상 차이 값은 방향 검출기로 출력한다. 마지막으로, 방향 검출기는 입력된 다양한 위상 차이 값들을 이용하여 기적소리의 방향을 검출하게 된다. 이러한 주파수 검출, 위상 차이 추정, 방향 탐지 방법들은 DSP에서 소프트웨어적으로 처리되며 Fig. 5에서 FFT 이후의 점선 네모 상자의 블록 다이어그램에 해당한다.



제 3 장 상관 기반 주파수 검출 및 위상 차이 추정 알고리즘

본 장에서는 동일한 마이크로폰에 대한 인접한 FFT 윈도우의 상관 값과 조합 가능한 두 마이크로폰의 상관 값을 이용한 기적신호의 주파수 검출 방법을 제안한다. 기적소리의 주파수 검출 후 기적신호의 방향을 탐지하기 위한 조합 가능한 두 마이크로폰의 위상 차이 추정 방법을 설명한다. 추가로 주파수 검출 및 위상 차이 추정기의 성능 향상을 위한 누적 방법을 제안한다. Fig. 6은 제안하는 조합 가능한 두 마이크로폰의 상관 값과 인접한 FFT 윈도우의 상관 값의 누적을 통한 주파수 검출, 위상 차이 추정의 진행 과정을 나타낸 순서도이다. 각 마이크로폰으로 수신된 신호는 FFT 연산되고 상관 연산을 통해 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값과 조합 가능한 두 마이크로폰 사이의 상관 값으로 출력된다. 출력된 상관 값들은 정해진 누적 횟수 N_{acc} 만큼 누적된 후 크기 연산과정을 거쳐 주파수 검출 과정에 사용된다. 주파수 검출이 이루어지면 위상 차이 추정을 하고 주파수 검출이 되지 않으면 초기화 후 다시 상관 값을 누적하고 주파수 검출을 실행한다. 위상 차이 추정시에는 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값은 사용되지 않고 조합 가능한 두 마이크로폰 사이의 상관 값에 대한 위상 차이 값만이 방향 검출에 사용된다.

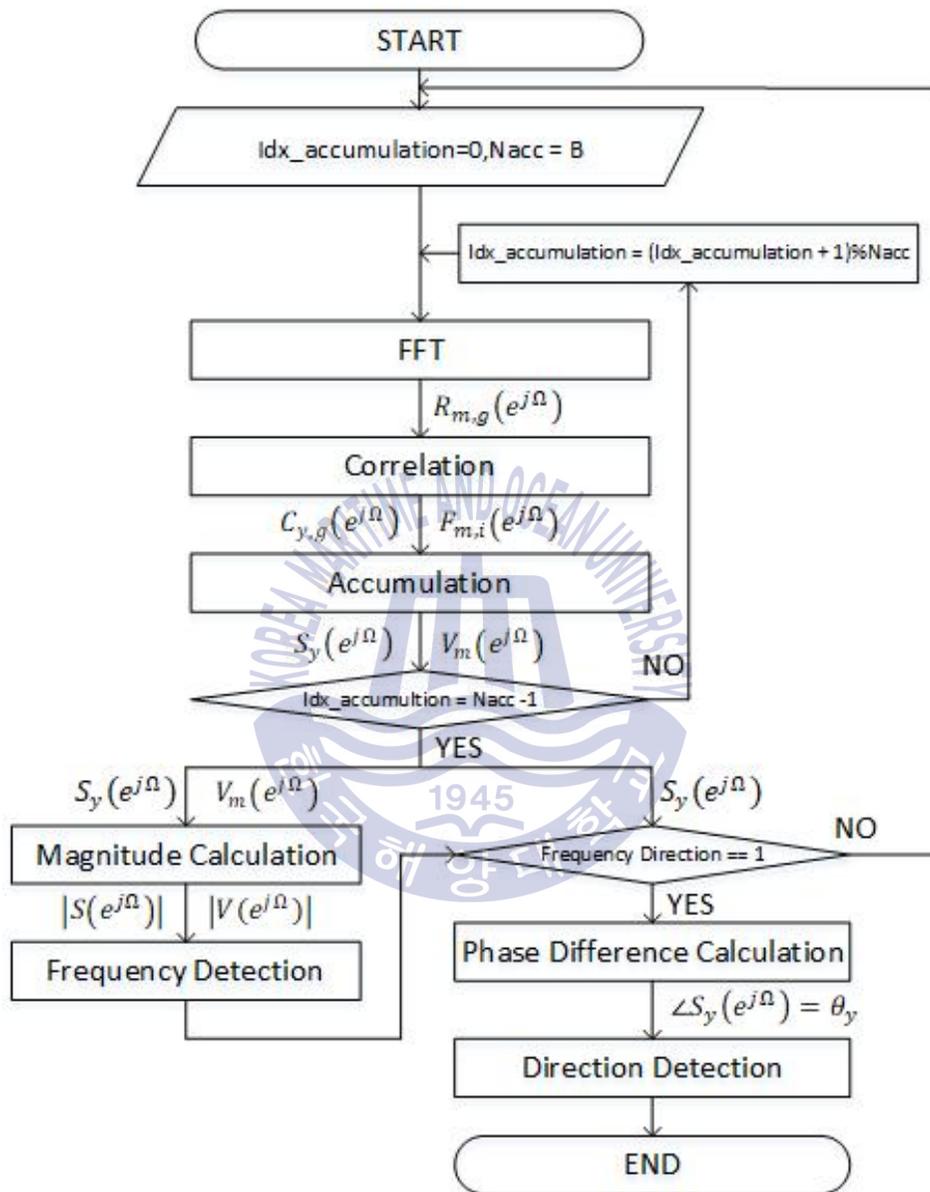


Fig. 6. Procedure of direction detection algorithm using correlation-based frequency detection and phase difference for sound reception system

3.1 수신신호 모델링

본 절에서는 음향수신장치의 수신 신호를 수학적으로 모델링하고 Fig. 6의 순서도에 상관 연산을 위한 FFT 연산결과를 수학적으로 표현한다.

ISO-14859 규정에 따르면 음향수신장치의 성능 실험 환경은 선박의 이동을 가정하지 않고 있으며 본 논문에서도 ISO-14859 규정에 따라 기적소리를 수신하는 선박의 이동에 따른 도플러 천이 (Doppler shift)와 기적소리 신호의 음원 지인 타 선박의 움직임은 고려하지 않는다. 기적소리 신호는 단일 주파수가 사용되므로 기적소리 신호 $x(t)$ 를 수식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = P\cos(2\pi ft + \alpha) \quad (1)$$

여기서, P 는 기적소리의 신호 크기, f 는 기적소리 신호의 주파수, α 는 기적소리 신호의 초기 위상을 나타낸다.

음향수신장치의 m 번째 마이크로폰으로 수신된 신호 $r_m(t)$ 는 수식 (2)와 같이 나타낼 수 있다. 여기서, $m=1,2,3,4$ 이다.

$$\begin{aligned} r_m(t) &= \beta_m x(t - \tau_m) + w_m(t) \\ &= \beta_m P \cos(2\pi f(t - \tau_m) + \alpha) + w_m(t) \\ &= \beta_m P \cos(2\pi ft - 2\pi f\tau_m + \alpha) + w_m(t) \\ &= \beta_m P \cos(2\pi ft + \alpha_m) + w_m(t) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, β_m 과 τ_m 은 각각 m 번째 마이크로폰에 도달하기까지 겪는 신호의 감쇠 (attenuation)와 지연시간을 나타내고, $w_m(t)$ 는 m 번째 마이크로폰에 수신되는 잡음 신호를 나타낸다. 또한, α_m 은 m 번째 마이크로폰의 수신 신호의 위상을

나타내며 $\alpha_m = \alpha - 2\pi f\tau_m$ 이다.

각 마이크로폰으로 수신된 신호는 ADC를 거친 후 수식 (3)과 같이 이산시간 (discrete-time) 신호 $r_m[n]$ 으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} r_m[n] &= r_m(nT_s) \\ &= \beta_m P \cos(2\pi f n T_s + \alpha_m) + w_m(nT_s) \\ &= \beta_m P \cos(2\omega_s n + \alpha_m) + w_m[n] \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 T_s 는 ADC의 샘플링 간격을 나타내고, $\omega_s = 2\pi f T_s$ 이다. 또한, $w_m[n]$ 은 m 번째 마이크로폰에 수신되는 잡음 성분의 샘플링된 값을 나타낸다.

수신 샘플 $r_m[n]$ 은 버퍼에 저장된다. N_{FFT} 길이만큼 모인 샘플 벡터 $r_{m,g}$ 는 수식 (4)와 같이 표현할 수 있다. 여기서, g 는 샘플 벡터의 인덱스를 나타낸다.

$$r_{m,g} = r_m[N_{\text{FFT}} \times (g-1) + 1], r_m[N_{\text{FFT}} \times (g-1) + 2], \dots, r_m[N_{\text{FFT}} \times g] \quad (4)$$

$r_{m,g}$ 는 FFT 연산이 수행되고 FFT 출력 $R_{m,g}(e^{j\Omega})$ 는 수식 (5)와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{m,g}(e^{j\Omega}) &= \text{FFT}\{r_{m,g}\} \\ &= \beta_{m,g} A(e^{j\Omega}) e^{j\alpha_{mg}} + W_{m,g}(e^{j\Omega}) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, $R_{m,g}(e^{j\Omega})$ 는 m 번째 마이크로폰의 g 번째 FFT 윈도우의 FFT 결과를 의미하고, $\text{FFT}\{\cdot\}$ 는 FFT 연산을 나타낸다. $A(e^{j\Omega})$ 는 기적소리 성분

$x[n] = x(nT_s)$ 에 대한 FFT 연산 결과를 나타내며, $W_{m,g}(e^{j\Omega})$ 는 잡음 성분에 대한 FFT 연산 결과를 나타낸다.

3.2 상관 기반 주파수 검출 알고리즘

Fig. 7은 본 논문에서 고려하는 2가지의 상관 연산을 나타낸 블록 다이어그램이다. 상관기로 입력된 각 마이크로폰에 대한 FFT 결과는 두 상관 연산을 위해 상관기 1 (correlator 1)과 상관기 2 (correlator 2)로 보내진다. 상관기 1은 동일한 마이크로폰에 대한 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 연산을 수행하고, 상관기 2는 조합 가능한 서로 다른 두 마이크로폰 사이의 상관 연산을 수행한다. 상관기 1의 경우, 동일한 마이크로폰에 대한 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 연산을 위해 마이크로폰에 대한 FFT 결과가 지연기 (delay)를 거쳐 추가로 상관기 1에 입력된다.



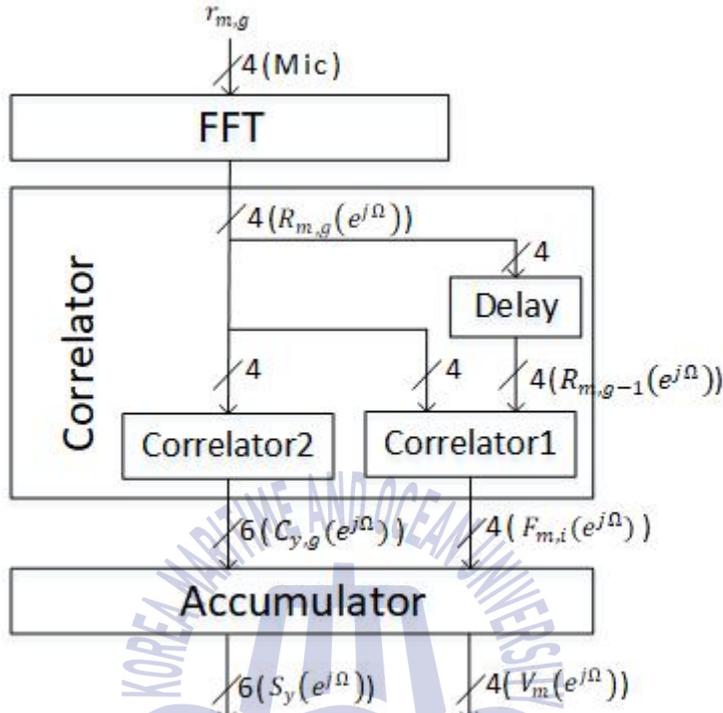


Fig. 7. Block diagram of the proposed correlator

첫 번째로 각 마이크로폰에 대한 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 연산을 수행하는 상관기 1에서는 상관 연산된 결과 값 $F_{m,i}(e^{j\Omega})$ 를 수식 (6)과 같이 정의한다.

$$F_{m,i}(e^{j\Omega}) = R_{m,g}(e^{j\Omega})R_{m,g-1}^*(e^{j\Omega}), \quad i = g-1, \quad i \geq 1 \quad (6)$$

여기서, $F_{m,i}(e^{j\Omega})$ 는 m 번째 마이크로폰의 g 번째와 $g-1$ 번째 FFT 윈도우 사이의 상관 연산을 의미한다. 또한, A^* 는 A 의 켈레복소수를 의미한다. 수식 (6)을

전개하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F_{m,i}(e^{j\Omega}) = \beta_{m,g}\beta_{m,g-1}|A(e^{j\Omega})|^2 e^{j(\alpha_{m,g}-\alpha_{m,g-1})} + \beta_{m,g}A(e^{j\Omega})e^{j\alpha_{m,g}}W_{m,g-1}^*(e^{j\Omega}) \\ + \beta_{m,g-1}A^*(e^{j\Omega})e^{-j\alpha_{m,g-1}}W_{m,g}(e^{j\Omega}) + W_{m,g}(e^{j\Omega})W_{m,g-1}^*(e^{j\Omega}) \quad (7)$$

여기서, 수식 (7)의 첫 번째 항은 m 번째 마이크론의 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값을 나타내고 FFT 윈도우 사이의 위상 차이인 $\alpha_{m,g}-\alpha_{m,g-1}$ 의 위상 정보를 포함하고 있다. 나머지 항들은 잡음 성분에 의한 영향을 나타낸다.

인접한 FFT 윈도우 사이의 위상 차이인 $\alpha_{m,g}-\alpha_{m,g-1}$ 값은 FFT 윈도우 크기에 의해 발생하며 윈도우 크기가 변하지 않으면 항상 동일한 위상 값을 가진다. 따라서 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값 $F_{m,i}(e^{j\Omega})$ 를 누적시킬 수 있다. 누적시 $F_{m,i}(e^{j\Omega})$ 의 첫째항의 위상 정보를 가진 항의 크기는 상쇄되지 않고 보강이 이루어진다. FFT 윈도우 사이의 상관 값 $F_{m,i}(e^{j\Omega})$ 를 설정된 N_{acc} 의 누적 횟수만큼 누적시 수식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_m(e^{j\Omega}) = \sum_{i=1}^{N_{acc}} F_{m,i}(e^{j\Omega}) \quad (8)$$

두 번째로 상관기 2에서는 조합 가능한 두 마이크론에 대한 FFT 연산 결과들을 입력받아 조합 가능한 두 마이크론 사이의 상관 값 $C_{y,g}(e^{j\Omega})$ 를 출력한다. 조합 가능한 두 마이크론 사이의 값 $C_{y,g}(e^{j\Omega})$ 은 수식 (9)와 같이 정의한다.

$$C_{y,g}(e^{j\Omega}) = R_{m,g}(e^{j\Omega})R_{k,g}^*(e^{j\Omega}), \quad (9)$$

$$\{y,m,k\} = \{(1,1,2)(2,2,3)(3,3,4)(4,4,1)(5,1,3)(6,2,4)\}$$

여기서, 조합 가능한 두 마이크로폰은 총 6가지이며, (y,m,k) 에서 y 는 마이크로폰의 조합에 의한 상관 값의 인덱스와 (m,k) 는 상관 연산되는 두 마이크로폰의 인덱스를 나타낸다. 그러면, 수식 (9)는 수식 (10)과 같이 전개하여 표현할 수 있다.

$$C_{y,g}(e^{j\Omega}) = \beta_{m,g}\beta_{k,g} |A(e^{j\Omega})|^2 e^{j(\alpha_{m,g} - \alpha_{k,g})} + \beta_{m,g}A(e^{j\Omega})e^{j\alpha_{m,g}}W_{k,g}^*(e^{j\Omega})$$

$$+ \beta_{k,g}A^*(e^{j\Omega})e^{-j\alpha_{k,g}}W_{m,g}(e^{j\Omega}) + W_{m,g}(e^{j\Omega})W_{k,g}^*(e^{j\Omega}) \quad (10)$$

여기서, 수식 (10)의 첫 번째 항은 기적소리 신호의 성분에 의한 상관 값을 나타내고 조합 가능한 두 마이크로폰의 위상 차이 값인 $\alpha_{m,g} - \alpha_{k,g}$ 의 위상 정보를 가진다. 나머지 항들은 잡음 성분에 의한 영향을 나타낸다.

두 마이크로폰 사이의 위상 차이는 기적소리가 마이크로폰에 도달하는 지연 시간의 차이에 의해서 발생하며, 선박의 이동과 움직임을 고려하지 않는다면 FFT 윈도우마다 이러한 위상 차이는 고정된 값을 가진다. 따라서 두 마이크로폰 사이의 상관 값 $C_{y,g}(e^{j\Omega})$ 를 누적할 수 있다. 누적시 조합 가능한 두 마이크로폰의 상관 값 $C_{y,g}(e^{j\Omega})$ 의 첫 번째 항의 위상 값은 일정하므로 상쇄되지 않고 보강이 이루어진다. 조합 가능한 두 마이크로폰의 상관 값 $C_{y,g}(e^{j\Omega})$ 의 N_{acc} 만큼 누적된 값 $S_y(e^{j\Omega})$ 는 수식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_y(e^{j\Omega}) = \sum_{g=1}^{N_{acc}} C_{y,g}(e^{j\Omega}) \quad (11)$$

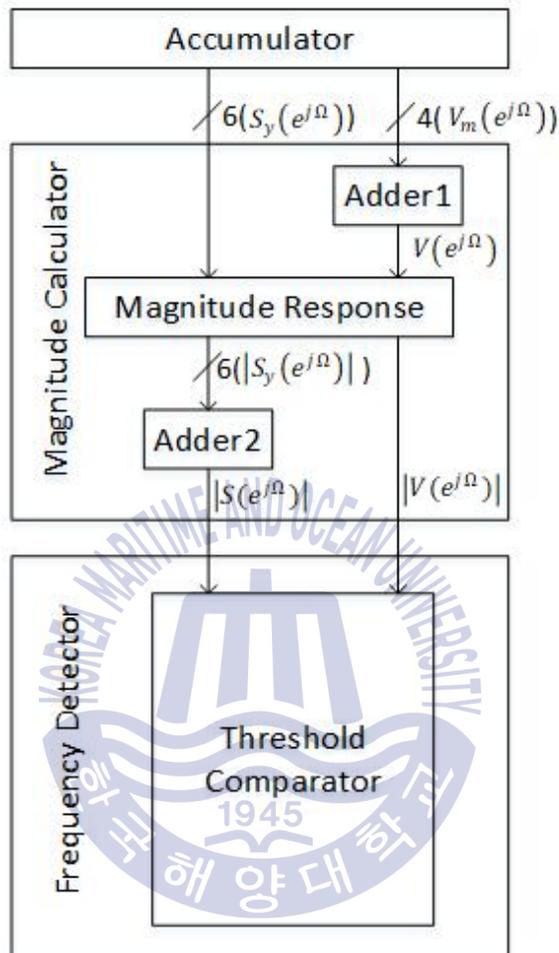


Fig. 8. Block diagram of the proposed magnitude calculator and frequency detector

Fig. 8은 Fig. 5에서 크기 계산기와 주파수 검출기의 세부 블록을 나타낸다. 또한, Fig. 8은 Fig. 6의 누적기 이후부터 주파수 검출 과정까지의 알고리즘 처리 과정을 상세히 나타낸다. 누적기에서 출력된 상관 값 $S_y(e^{j\Omega})$, $V_m(e^{j\Omega})$ 은 크기 계산기로 입력된다. 크기 계산기로 2가지 상관 값이 입력되어 주파수 검출을 위한 크기 연산이 수행된다. 누적된 상관 값 $V_m(e^{j\Omega})$ 의 위상 값은 마이크로

폰에 상관없이 모두 동일하다. 즉, 4개 마이크로폰에 대한 FFT 윈도우 사이의 누적된 상관 값 $V_m(e^{j\Omega})$ 의 위상은 모두 FFT 윈도우 길이에 의해 결정된다. 따라서 누적된 상관 값 $V_m(e^{j\Omega})$ 은 덧셈기 1로 입력되어 더해져 크기 응답의 연산을 수행하게 된다. 조합 가능한 두 마이크로폰에 대한 상관 값은 모두 6가지로 각각 N_{acc} 만큼 누적된 상관 값 $S_y(e^{j\Omega})$ 이 크기 연산기로 입력된다. $S_y(e^{j\Omega})$ 의 위상 값은 $C_{y,g}$ 의 누적된 값으로 두 마이크로폰의 위상 차이인 $\alpha_m - \alpha_k$ 의 값을 가진다. 기적소리로부터 두 마이크로폰까지 도달하는 거리 차에 의해 $C_{y,g}$ 의 위상 값이 결정되고, 기적소리에서부터 두 마이크로폰까지의 거리 차가 마이크로폰의 조합에 따라 모두 동일하지 않으므로 누적된 상관 값 $S_y(e^{j\Omega})$ 는 크기 응답 연산을 수행한 후 덧셈기 2로 입력된다. 따라서 누적기와 덧셈기 1, 2를 지난 인접한 FFT 윈도우 사이의 누적된 상관 값의 합의 크기와 조합 가능한 두 마이크로폰에 대한 상관 값 6개에 대한 크기의 합이 구해진다. 인접한 FFT 윈도우 사이의 누적된 상관 값 4가지와 조합 가능한 두 마이크로폰의 누적된 상관 값 6개의 크기는 덧셈기 1, 2를 통해 다이버시티 이득 (diversity gain)을 얻을 수 있다. 두 가지 상관 값 모두 주파수 검출을 위해 사용할 수 있지만 본 논문에서는 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값을 이용해 임계값 시험을 통하여 주파수를 검출한다. 주파수가 검출되지 않을 경우 누적기를 초기화하고 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값과 조합 가능한 두 마이크로폰의 상관 값의 누적 및 주파수 검출 과정을 다시 수행한다.

3.3 상관 기반 위상 차이 추정 알고리즘

위상 차이 추정을 위한 상관 값들은 Fig. 6에서와 같이 주파수 검출을 위한 누적기까지 동일하게 이루어진다. 하지만 위상 차이 추정을 위한 상관 값은 신호의 수신 방향에 따라 변하는 조합 가능한 두 마이크로폰끼리의 누적된 상관 값 $S_y(e^{j\Omega})$ 만을 사용한다. 신호의 수신 방향에 영향을 받지 않는 인접한 두 FFT 윈도우 사이의 위상 차이를 가지는 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값 $V_m(e^{j\Omega})$ 은 방향 탐지를 위한 위상 차이 추정에는 사용되지 않는다. 또한 Fig.

6에서와 같이 주파수 검출의 여부에 따라 위상 차이 추정기의 동작이 결정된다. 기적소리 신호의 주파수가 검출되지 않으면 위상 차이 추정기는 동작하지 않고 기적소리 신호의 주파수가 검출되면 검출된 해당 주파수에 대한 위상 차이 값을 위상 차이 추정기에서 추정한다.

Fig. 9는 Fig. 5의 위상 차이 추정 블록의 입출력을 나타낸다. 조합 가능한 두 마이크론의 누적된 상관 값인 $S_y(e^{j\Omega})$ 로부터 추정된 위상 값은 $\angle S_y(e^{j\Omega})$ 로 표현할 수 있고 해당 위상 값은 두 마이크론의 위상차는 $\alpha_m - \alpha_k$ 의 값을 가진다. 여기서 (y, m, k) 의 순서쌍은 수식 (9)에서 제시하는 순서쌍과 동일하다.

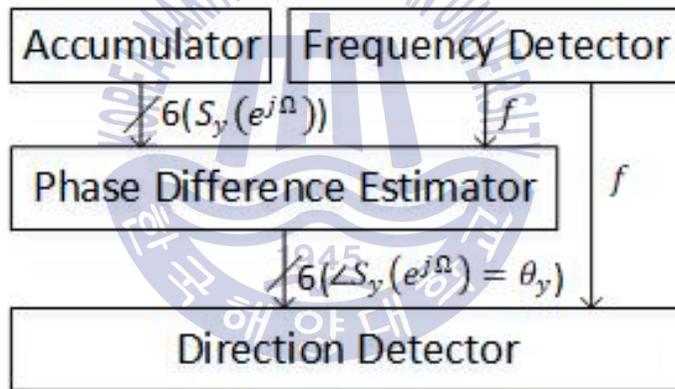


Fig. 9. Input and output of the proposed phase difference estimator

추정된 위상 값 $\angle S_y(e^{j\Omega}) = \theta_y$ 는 기적소리의 방향에 대한 정보를 가지고 있다. 또한, 추정된 위상 값 θ_y 는 두 마이크론의 위상 차이 값이며, 해당 두 마이크론을 지나가는 직선을 기준으로 수직 대칭되는 위치에서 입사되는 신호에 대해서는 같은 위상 값을 가진다.

제 4 장 두 마이크로폰의 위상 차이와 수신 각의 관계에 대한 수학적 분석

본 장에서는 조합 가능한 두 마이크로폰의 위상 차이를 인접한 두 마이크로폰의 위상 차이와 마주 보는 두 마이크로폰의 위상 차이로 나누어 설명하고 기적신호가 마이크로폰 유닛에 수신되는 각도와 두 마이크로폰 위상 차이의 수학적 관계에 대해 분석한다. 4.1절에서는 논문 [10]에서 다루는 위상이 빠른 두 마이크로폰의 위상 차이의 분석과 동일한 방법으로 인접한 두 마이크로폰의 위상 차이 추정을 나타내고 수신 각 추정에 필요한 내용을 보충한다. 4.2절에서는 논문 [10]에서 고려되지 않은 마주보고 있는 두 마이크로폰의 위상 차이를 분석해 수신 각도와 마주 보는 두 마이크로폰의 위상 차이의 관계를 알아본다.

4.1 인접한 두 마이크로폰의 위상 차 분석

Fig. 4와 같이 기적소리의 방향이 인접한 두 마이크로폰 Mic_m 과 Mic_k ($m-k=-1,3$) 사이 영역이 될 경우 조합 가능한 두 마이크로폰의 누적된 상관 값의 위상 차이 값인 $\angle S_y(e^{j\Omega}) = \theta_y$ 중 $y(=1,2,3,4)$ 번째의 마이크로폰 조합에 대해 기적소리가 두 마이크로폰에 도달하기까지의 지연시간에 의한 위상 차이 θ_y 는 수식 (12)와 같이 나타낼 수 있다 [10].

$$\theta_y = 2\pi f \frac{D_m - D_k}{v} \quad (12)$$

여기서, D_m 과 D_k 는 각각 기적소리가 발생한 다른 선박으로부터 두 마이크로폰 Mic_m 과 Mic_k 까지의 거리를 의미하고, v 는 공기 중에서 음파의 속도를 의미하

고, f 는 기적소리 신호의 주파수를 의미한다.

기적소리 신호로부터 인접한 두 마이크로폰까지의 거리인 D_m, D_k 를 기적소리가 발생한 다른 선박으로부터 마이크로폰 유닛의 중심까지의 거리와 수신되는 두 마이크로폰 사이의 기적소리 신호의 입사각으로 정리하면 위상 차이 θ_y 와 기적소리의 수신 각도 ϕ 사이의 관계는 수식 (13)과 같이 근사적으로 나타낼 수 있다 [10].

$$\theta_y \approx \frac{2\pi fr}{v}(\cos\phi - \sin\phi), \quad \phi = [0, \pi/2] \quad (13)$$

인접한 두 마이크로폰 Mic_m 과 Mic_k 사이의 위상 차이를 얻을 수 있으며 수식 (13)의 관계로부터 수신 각도 ϕ 를 추정할 수 있음을 알 수 있다. 여기서, 수식 (13)은 인접한 두 마이크로폰 Mic_m 과 Mic_k 사이의 영역에서 기적소리가 수신되는 경우에 대한 위상 차이를 나타내므로 위상 차이로부터 기적소리의 방향을 탐지하기 위해서는 기적소리가 인접한 두 마이크로폰 중 어느 영역에서 수신되는지를 알아야한다.

4.2 마주 보는 두 마이크로폰에 대한 위상 차 분석

Fig. 10은 두 마이크로폰 사이의 위상 차이를 구하기 위해 마주보고 있는 두 마이크로폰과 기적소리를 나타낸다. 기적소리로부터 마주보고 있는 두 마이크로폰 Mic_m 과 Mic_k ($m-k=-2$)까지의 거리는 D_m 과 D_k 로 나타낼 수 있다. 이때, 기적소리 신호의 발생지와 Mic_m 과 Mic_k 까지의 거리 차로 생기는 위상 차이는 마주 보는 두 마이크로폰에 대한 위상 차이이다. 누적된 상관 값의 위상 차이 값인 $\angle S_y(e^{j\Omega}) = \theta_y$ 중 $y(=5, 6)$ 의 마이크로폰 조합으로 총 2가지의 경우를 고려한다.

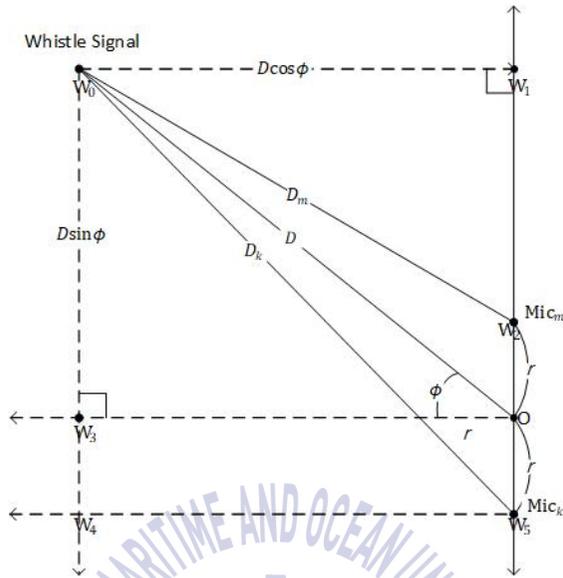


Fig. 10. One situation of received whistle signal on microphones

Fig. 10에서 선분 $\overline{W_0W_1}$, $\overline{W_1W_2}$ 은 각각 $D\cos\phi$, $D\sin\phi - r$ 가 되고 선분 $\overline{W_0W_4}$ 와 $\overline{W_4W_5}$ 은 각각 $D\sin\phi + r$, $D\cos\phi$ 이 된다. 기적소리와 두 마이크로폰에 대한 거리의 제곱값은 D_m^2 , D_k^2 가 되고 두 마이크로폰에 대한 거리의 제곱값은 각각 선분 $\overline{W_0W_1}$, $\overline{W_1W_2}$ 선분 $\overline{W_0W_4}$ 와 $\overline{W_4W_5}$ 를 이용해 수식 (14)와 같이 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 D_k^2 &= D\cos\phi^2 + (D\sin\phi + r)^2 \\
 D_m^2 &= D\cos\phi^2 + (D\sin\phi - r)^2
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

여기서, 두 마이크로폰 사이의 거리차인 $D_k - D_m$ 를 구하기 위해 수식 (14)의 두 식의 차를 이용해 수식 (15)와 같이 정리 할 수 있다. 길이가 긴 D_k 를 기준으로

정리 하도록 한다.

$$D_k - D_m = \frac{4Dr \sin \phi}{D_k + D_m} \quad (15)$$

여기서, 기적소리와 마이크로폰 유닛의 중심까지의 거리는 마이크로폰 유닛의 반지름에 비해 상대적으로 멀리 위치해 $D_m, D_k \gg r$ 이고 $D_m, D_k \approx D$ 이므로 수식 (15)는 수식 (16)과 같이 표현 할 수 있다.

$$D_k - D_m \approx 2r \sin \phi \quad (16)$$

정리된 수식 (16)은 기적소리와 두 마이크로폰 사이의 거리 차 값을 의미한다. 거리 차 값을 수식 (12)에 대입해 정리하면 마주 보는 두 마이크로폰의 위상 차이는 수식 (17)과 같다.

$$\theta_y = 2\pi f \frac{2r \sin \phi}{v}, \quad \phi = [0, \pi/2] \quad (17)$$

수식 (13)과 (17)에서 구해진 θ_y 는 모두 6가지이며 인접한 두 마이크로폰에 대한 위상 차이는 4가지, 마주 보는 두 마이크로폰에 대한 위상 차이는 2가지로 구성된다. 입사각에 따라 위상정보는 변하므로 기적신호의 수신 각을 추정할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 6가지 마이크로폰 조합에 대한 위상 차이 정보를 이용하여 기적소리의 수신 각을 추정을 편리하게 하도록 영역을 판별하는 방법을 5장에서 제안한다.

제 5 장 두 마이크로폰의 위상 차이를 이용한 제안하는 방향 탐지 알고리즘

Fig. 11은 Fig. 5의 방향 검출기의 내부 블록 다이어그램을 나타낸다. 5.1절에서는 섹터 영역과 섹터 판별기의 동작 원리를 설명한다. 5.2절에서는 검출된 섹터 영역과 섹터에 따른 θ_y 값을 이용한 각 추정기의 동작 원리에 대해 설명하고, 방향 검출기에서 각 추정기의 결과와 검출된 섹터 정보를 활용해 실제 기적소리의 입사 방향을 추정하는 방법에 대해 설명한다.

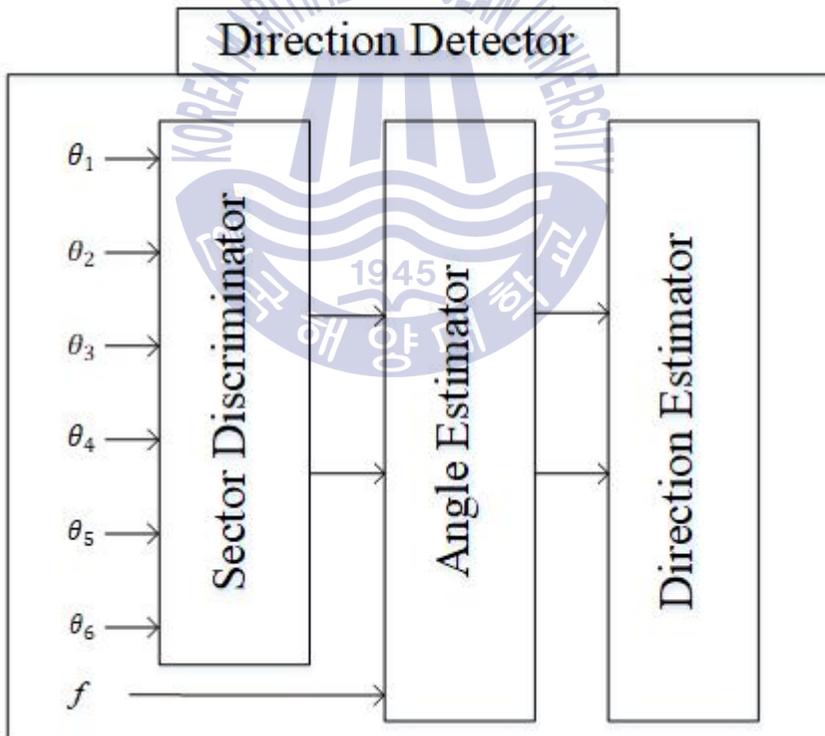


Fig. 11. Block diagram of the proposed direction detector

Fig. 11은 기적소리가 수신되는 영역을 판별하기 위한 섹터 판별기 (sector discriminator), 각 추정기 (angle estimator), 방향 추정기 (direction estimator)인 총 3가지 블록 다이어그램을 나타낸다. 먼저, 위상 차이 추정기에서 추정된 6개의 위상 값들이 섹터 판별기로 입력되고 이를 이용하여 기적소리가 수신되는 섹터를 검출한다. 검출된 섹터와 검출된 섹터 영역에 속한 인접한 두 마이크로폰의 위상 차이를 이용하여 각 추정기로 입력된다. 각 추정기는 수식 (13)의 두 마이크로폰의 위상 차이와 수신 각의 관계를 이용해 수신 각을 추정한다. 각 추정기의 출력은 해당 섹터 영역에서의 각도를 의미하므로 실제 기적소리의 수신 각을 추정하기 위해 추정된 각과 섹터의 정보가 방향 추정기로 입력된다. 방향 추정기에서 추정된 방향은 기적소리의 방향을 의미한다.

5.1 섹터 판별 알고리즘

본 논문에서 제안하는 섹터 판별기는 조합 가능한 두 마이크로폰의 위상 차이 값의 부호 및 위상 차이 값들의 차이의 부호를 이용하여 Fig. 12와 같이 45도 간격의 8개 섹터를 구분한다.

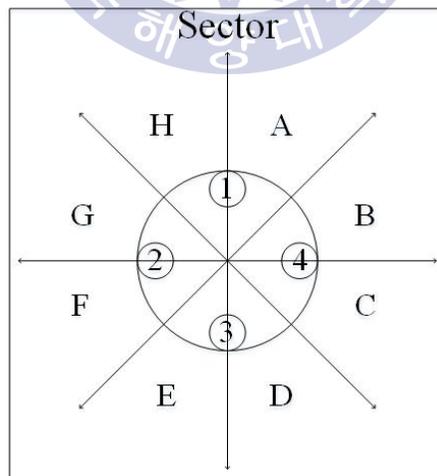


Fig. 12. Eight sectors for the sector discriminator

섹터 판별은 각 섹터에서 조합 가능한 두 마이크론의 위상 차이인 θ_y 와 위상 값의 차이를 이용해 해당 영역에서 부호를 이용해 구분 할 수 있다. Fig. 13은 θ_y 의 부호와 위상 값의 차이가 직선을 기준으로 각 위상의 부호가 나누어짐을 나타낸다.

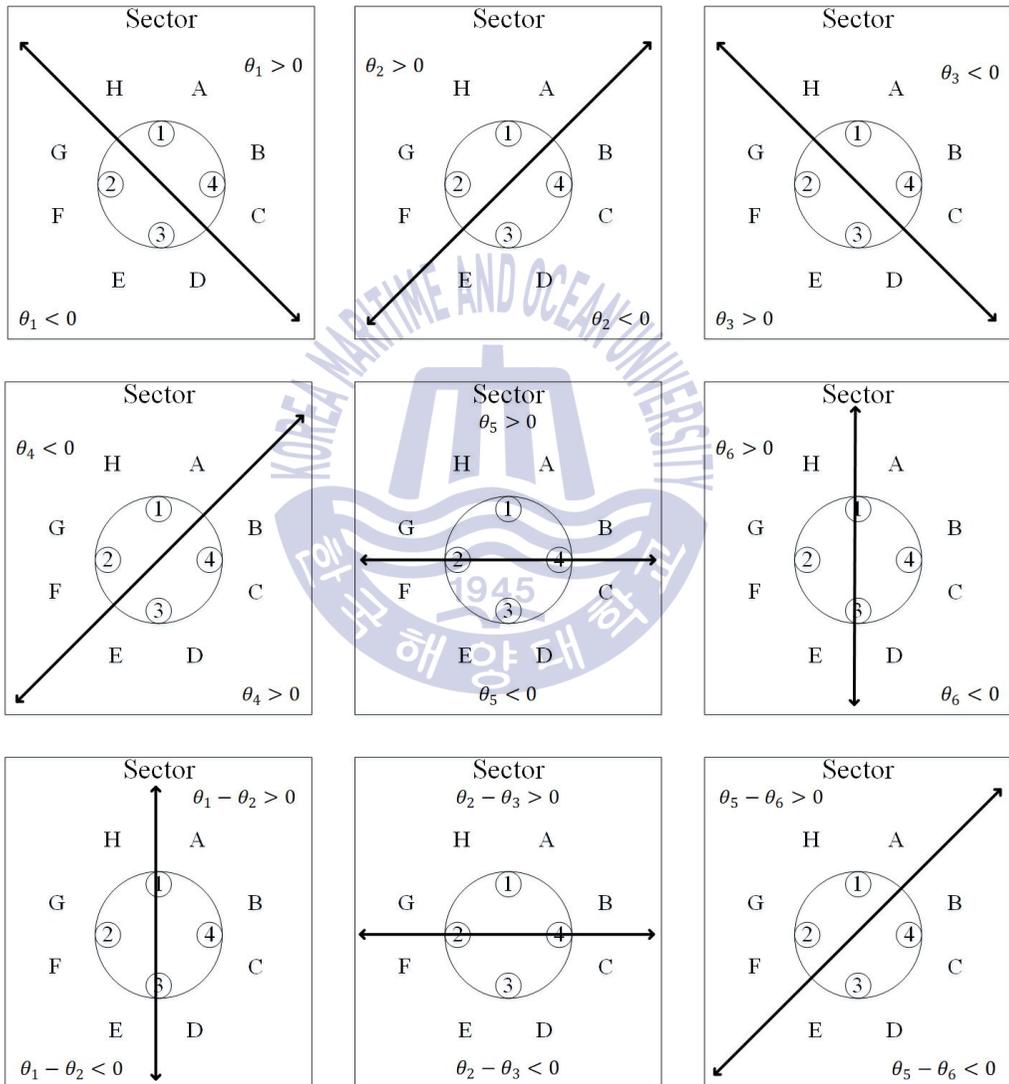


Fig. 13. Eight sectors discrimination according to signs of phase difference of two microphones

각 위상 차이 값의 부호 및 이들의 조합에 따른 섹터는 Table 1과 같이 나타낼 수 있다. 위상 차이 θ_1 의 부호로부터 섹터 그룹 (H, A, B, C)와 (D, E, F, G)를 서로 구분할 수 있으며, 위상 차이 θ_2 의 부호로부터 섹터 그룹 (F, G, H, A)와 (B, C, D, E)를 서로 구분할 수 있다. 위상 차이 θ_3 의 부호로부터 섹터 그룹 (H, A, B, C)와 (D, E, F, G)를 서로 구분할 수 있고, 위상 차이 θ_4 의 부호로부터 섹터 그룹 (B, C, D, E)와 (F, G, H, A)를 서로 구분할 수 있다. 따라서, 이러한 4개의 위상 차이 값의 부호를 모두 조합하면 4개의 섹터 그룹 (B, C), (D, E), (F, G), (H, A)를 구분할 수 있다. 이와 동일하게, 위상 차이 θ_5 의 부호로부터 섹터 그룹 (G, H, A, B)와 (C, D, E, F)를 서로 구분할 수 있고, θ_6 의 부호로부터 섹터 그룹 (A, B, C, D)와 (E, F, G, H)를 서로 구분할 수 있다. 이러한 6개의 위상 차이 값의 부호를 모두 조합하면 8개의 섹터를 각각의 위상 차이 부호를 이용해 구분할 수 있다. 뿐만 아니라 위상 차이 값들의 차이 $\theta_1 - \theta_2$ 로부터는 섹터 그룹 (A, B, C, D)과 (E, F, G, H)를 서로 구분할 수 있다. $\theta_2 - \theta_3$ 로부터는 섹터 그룹 (G, H, A, B)과 (C, D, E, F)를 서로 구분할 수 있고 $\theta_5 - \theta_6$ 로부터는 섹터 그룹 (B, C, D, E)과 (F, G, H, A)를 서로 구분할 수 있다. 총 9가지의 위상 값의 부호와 위상 값의 차이의 부호를 이용해 Table 1과 같이 전체 8개의 섹터를 각 위상 값의 부호로 정리할 수 있다.

Table 1. Combination of signs of phase difference values according to the sector.

Phase Sector	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	$\theta_1 - \theta_2$	$\theta_2 - \theta_3$	$\theta_5 - \theta_6$
A	+	+	-	-	+	-	+	+	+
B	+	-	-	+	+	-	+	+	-
C	+	-	-	+	-	-	+	-	-
D	-	-	+	+	-	-	+	-	-
E	-	-	+	+	-	+	-	-	-
F	-	+	+	-	-	+	-	-	+
G	-	+	+	-	+	+	-	+	+
H	+	+	-	-	+	+	-	+	+

위상 차이 값의 부호들의 조합으로부터 기적소리가 수신되는 섹터를 판별한 후 해당 섹터에 대한 위상 차이 값 θ_y 를 이용해 수신 각 ϕ 를 추정한다.

여기서, 해당 마이크로폰 조합은 만약 섹터 판별기에서 섹터를 (A, B)로 판별을 하면 Mic_4 와 Mic_1 의 위상 차 값인 θ_4 값, (C, D)로 판별을 하면 Mic_3 와 Mic_4 의 위상 차 값인 θ_3 값, (E, F)로 판별을 하면 Mic_2 와 Mic_3 의 위상 차 값인 θ_2 값, (G, H)로 판별을 하면 Mic_1 와 Mic_2 의 위상 차 값인 θ_1 값을 각 추정기로 입력시켜준다. 각 추정기에서는 검출된 주파수 값과 위상 차이 값을 이용해 수신 각 ϕ 를 추정하고 방향 추정기에서는 추정된 수신 각 ϕ 와 섹터 정보를 이용해 기적소리의 방향을 탐지할 수 있다..

5.2 방향 탐지 알고리즘

섹터 판별기에서 기적소리의 수신 영역을 8개로 구분하여 판별하므로 섹터 판별기에서 해당 섹터가 결정된 이후에 수신 각 추정기는 입접한 두 마이크로폰 사이의 위상 차이 값 θ_y ($y=1, 2, 3, 4$)에 대해서 수신 각 ϕ 를 $[0, \pi/4]$ 범위에서 추정하면 된다. 먼저 수식 (12)에서 $\cos\phi - \sin\phi$ 를 테일러 급수 (Taylor series)를 사용하여 수식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$|\theta_y| \approx \frac{2\pi fr}{v} T_2(\phi), \quad \phi = [0 \sim \pi/4] \quad (18)$$

여기서, $T_2(\phi)$ 는 실수 a 에서 2차 테일러 급수를 나타내며 수식 (19)와 같이 정의된다.

$$T_2(\phi) = \sum_{k=0}^2 \frac{f^{(k)}(a)}{k!} (\phi - a)^k \quad (19)$$

$$= f(a) + f^{(1)}(a)(\phi - a) + f^{(2)}(a)(\phi - a)^2$$

여기서 $f(\phi) = \cos\phi - \sin\phi$ 이다. 본 논문에서는 $a=0$ 과 $a=\pi/8$ 인 두 경우를 고려한다. 수식 (20)과 (21)은 각각 $a=0$ 와 $a=\pi/8$ 일 때 2차 테일러 급수를 이용한 수신 각을 근사식으로 나타낸 것이다.

$$\phi \approx -1 + \sqrt{3-2Q} \tag{20}$$

$$\phi \approx -2.0215 + \frac{\sqrt{2.2929 - 1.0824Q}}{0.5412} \tag{21}$$

여기서 $Q = v|\theta_y|/2\pi fr$ 이다.

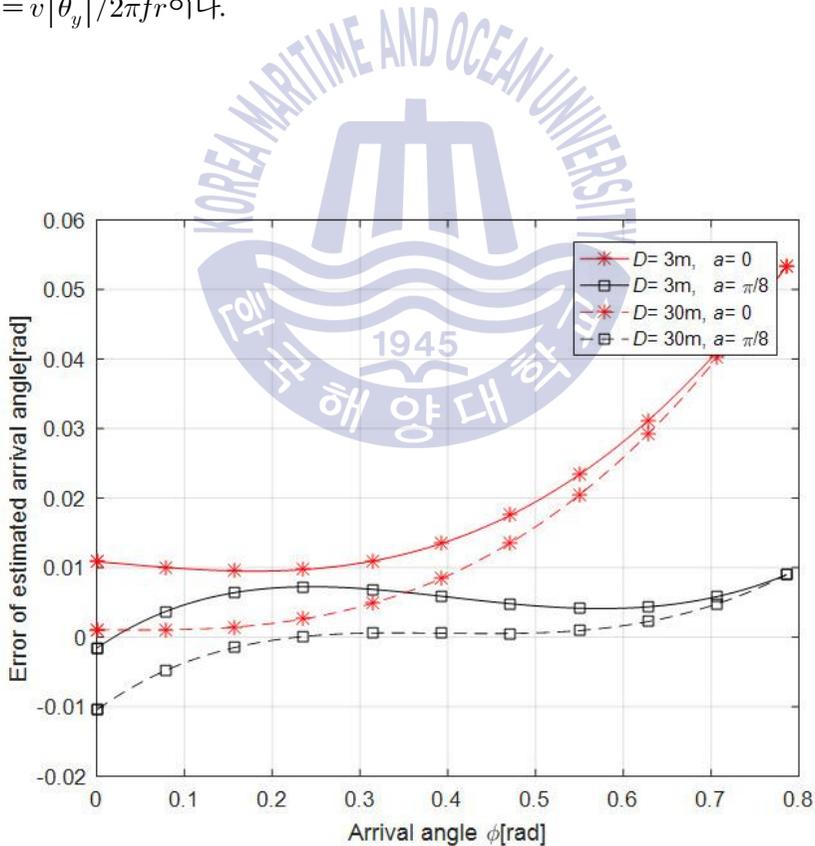


Fig. 14. Error curves of the approximated arrival angle in the angle estimator

Fig. 14는 수신 각 추정을 위하여 사용된 근사화된 수식 (20) 및 (21)의 결과와 주어진 정확한 수신 각의 오차 값을 나타낸다. 여기서, 기적소리와 마이크로폰 유닛 사이의 거리 및 마이크로폰 유닛의 반경은 각각 $D=3\text{m}$, 30m 와 $r=6.5\text{cm}$ 로 설정하였으며, 기적소리로 사용된 주파수는 $f=560\text{Hz}$ 로 설정하였다.

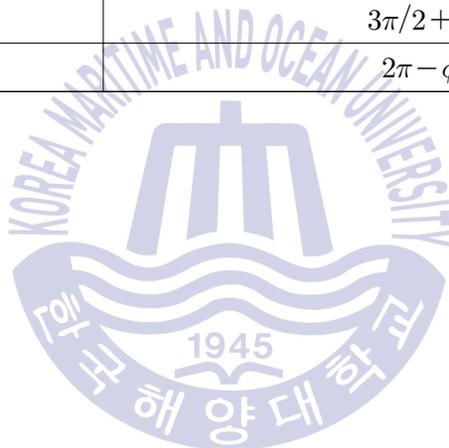
수식 (13)은 기적소리와 마이크로폰 사이의 거리가 충분히 멀다는 가정을 사용하여 수식 (12)로부터 근사화 되었으므로 [10], 수식 (13)의 근사화는 $D=30\text{m}$ 인 경우가 $D=3\text{m}$ 인 경우에 비해 보다 정확할 것이다. Fig. 14에서 나타나는 결과로부터 제안된 근사화 방법에 의한 수신 각 추정 오차의 최대값이 D 의 값에 따라 큰 차이를 나타내지는 않으므로 수식 (13)에서 사용된 근사화에 따른 영향은 크지 않음을 알 수 있다. 또한, 수식 (13)의 근사화에 대한 가정과 상관없이 위상 차이가 0이 되는 수신 각은 수식 (13)으로부터 $\pi/4$ 임을 알 수 있다. 그러나, 2차 테일러 급수를 사용한 수식 (20)과 (21)의 근사화식에서는 오차가 발생함을 알 수 있다. 먼저 수식 (20)과 같이 $a=0$ 에 대한 2차 테일러 급수를 사용할 경우 기적소리의 방향이 섹터의 한쪽 경계인 $\phi=\pi/4$ rad에 해당하는 두 마이크로폰 사이를 향할 때 수신 각의 최대 오차가 약 0.054 rad정도 발생하게 된다. 반면 수식 (21)과 같은 $a=\pi/8$ 에 대한 2차 테일러 급수를 사용할 경우 기적소리의 방향이 섹터의 한쪽 경계인 $\phi=\pi/4$ rad에 해당하는 두 마이크로폰 사이를 향할 때와 $\phi=0$ rad에 해당하는 한쪽 마이크로폰의 정면을 향할 때 최대 수신 각의 오차가 약 0.01 rad정도 발생하게 된다. 따라서, 수식 (21)과 같이 $a=\pi/8$ 에 대한 2차 테일러 급수를 이용함으로써 섹터 경계에서 오차를 최소화할 수 있다.

수신 각 ϕ 는 검출된 주파수 값과 두 마이크로폰 사이의 위상 차이 값에 의해 결정된다. 방향 추정기에서는 최종 수신 각 ϕ_{fa} 를 찾기 위해 수신 각 ϕ , 검출된 섹터를 이용해 Table 2와 같이 기적소리가 수신되는 수신 각을 최종적으로 추정함으로써 기적소리의 방향을 탐지한다.

Table 2의 Final angle은 추정된 기적소리 신호의 최종 수신 각을 의미하며 Fig. 12에서 마이크로폰 유닛의 중심과 Mic_1 지나는 직선을 기준으로 시계방향으로 ϕ_{fa} 만큼 움직인 위치가 기적소리가 입사하는 방향이다.

Table 2. Direction detection of the ship whistle using the detected sector and estimated ϕ .

Sector	Final angle (ϕ_{fa})
A	ϕ
B	$\pi/2 - \phi$
C	$\pi/2 + \phi$
D	$\pi - \phi$
E	$\pi + \phi$
F	$3\pi/2 - \phi$
G	$3\pi/2 + \phi$
H	$2\pi - \phi$



제 6 장 시뮬레이션 및 실험 결과

Fig. 15는 ISO-14859 규정에 따른 하드웨어 실험을 위한 마이크로폰 유닛과 기적소리 신호 발생기 및 잡음 신호 발생기의 배치를 나타낸다 [3]. Fig. 15에서 ‘S’, ‘N1’, ‘N2’, ‘N3’ 는 각각 기적소리 신호 발생기와 3개의 잡음 신호 발생기를 나타낸다. 잡음 신호 발생기는 모두 3군데 위치하며 기적소리 신호 발생기의 방향에서 반시계 방향으로 각각 22° , 135° , 225° 의 위치에 배치된다. 또한, 마이크로폰 유닛의 지름을 $R_{\max} = 2r$ 로 정의하면 마이크로폰 유닛의 중심에서 기적소리 신호 발생기와 22° 에 위치한 잡음 신호 발생기까지의 거리는 $6R_{\max}$ 이고 나머지 2개의 잡음 신호 발생기까지의 거리는 $3.7R_{\max}$ 로 설정된다.

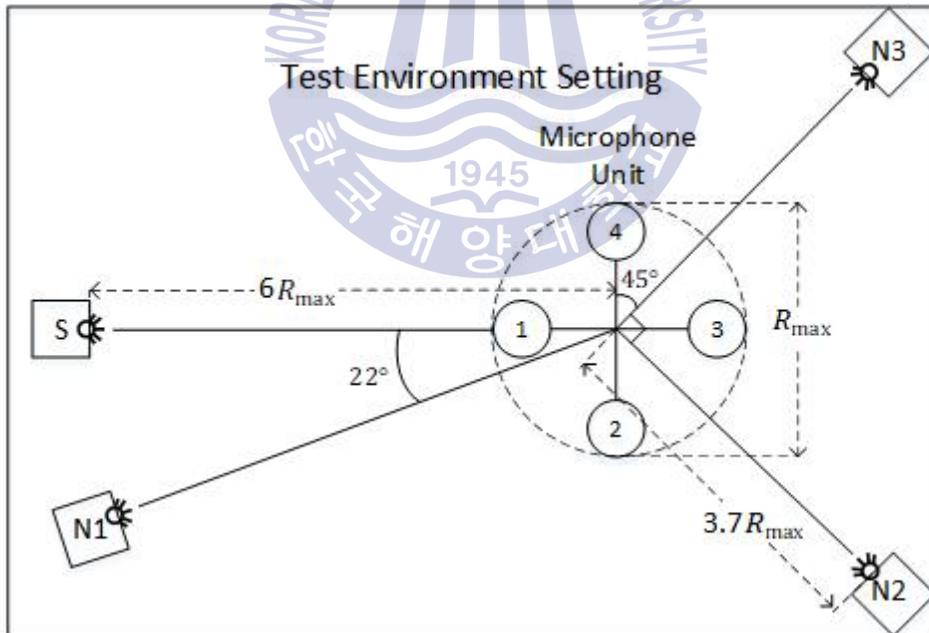


Fig. 15. Setup of the test environment for hardware experiments

잡음 신호 발생기 N1, N2, N3에서 출력되는 잡음 신호의 스펙트럼은 마이크로폰 유닛 중앙에서 관찰한 경우 Fig. 16과 같다. 잡음 신호 발생기 N1, N2, N3에서 출력되는 잡음은 색 잡음인 브라운 잡음 (brownian noise)으로 생성된다.

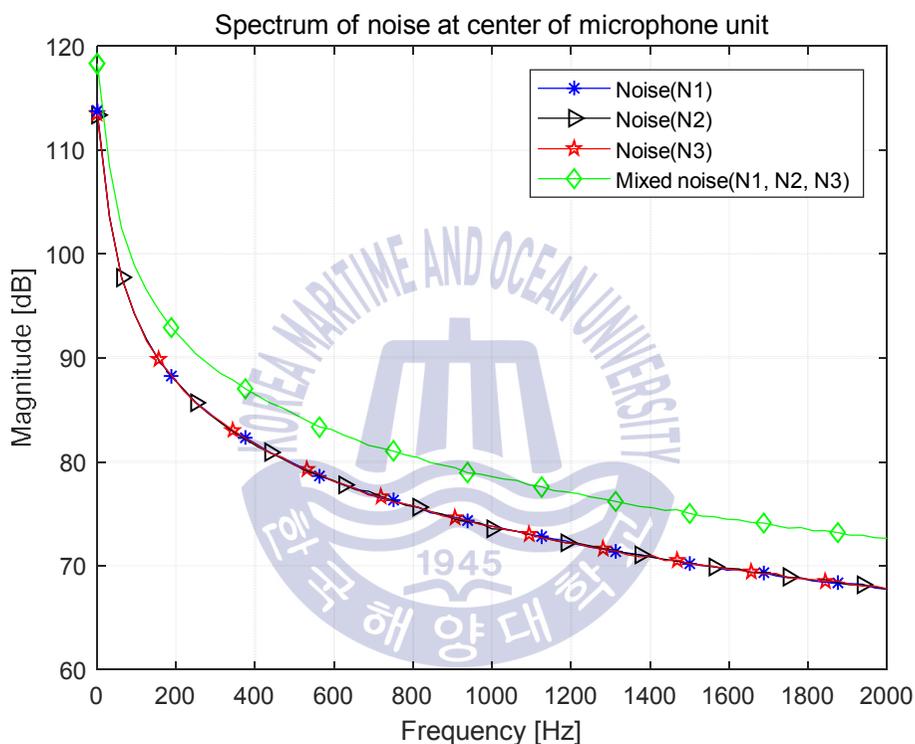


Fig. 16. Spectrum of noise at center of microphone unit

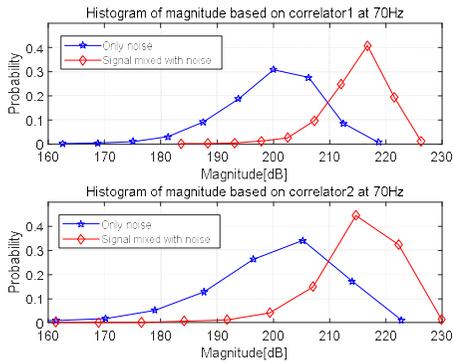
Fig. 16에서 Noise(N1), Noise(N2), Noise(N3)는 Fig. 15의 잡음 신호 발생기 N1, N2, N3에서 출력되는 잡음을 마이크로폰 유닛 중앙에서 10초 동안 각각을 평균한 잡음이고, Mixed noise(N1, N2, N3)는 잡음 발생기 N1, N2, N3에서 발생된 잡음을 마이크로폰 유닛 중앙에서 함께 수신하여 10초 동안 평균해 나타낸 것이다. 마이크로폰 유닛의 중심과 잡음 신호 발생기 N1 사이의 거리는 N2, N3와 다르게 설정되므로 거리 차이를

고려하여 마이크론 유닛 중앙에서 각각의 평균 잡음의 크기가 동일하도록 잡음 신호 발생기 출력을 조절해준다.

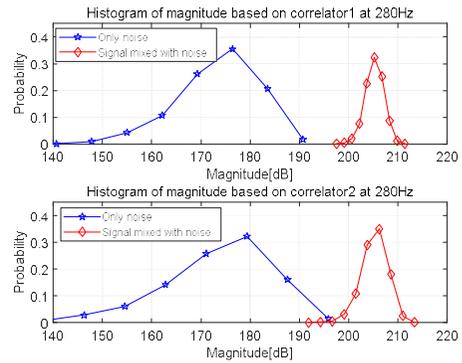
6.1 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 실험 결과로서 주파수 검출을 위한 상관 출력의 크기 히스토그램과 평균 및 분산을 살펴보고 위상 차이 추정에서 추정된 위상의 평균 제곱 오차를 비교하며 섹터 판별에서는 섹터 검출 확률에 대해 살펴본다. 주파수 검출은 상관기 1과 상관기 2에서 수행하는 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 연산과 조합 가능한 두 마이크론 사이의 상관 연산에 대해 기적소리 신호의 주파수에 대한 크기 연산을 통해 수행된다. 이때 기적소리 신호의 여부를 판단하기 위한 임계값 설정이 필요하게 된다. 임계값 설정을 위한 실험은 기적소리 신호의 주파수에 대해서 잡음 신호만 있는 경우와 기적소리 신호와 잡음 신호가 섞여 있는 경우에 대해 크기 히스토그램을 통해 살펴본다. 또한, 상관기 1과 상관기 2에 대해 각각 임계값 설정에 어느 상관기가 유리한지에 대해 알아본다. 주파수 검출이 이루어지면 해당 주파수에 대한 위상 차이 추정이 이루어지게 된다. 위상 차이 추정은 상관기 1의 출력인 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값은 사용되지 않고 상관기 2의 출력인 조합 가능한 두 마이크론의 상관 값을 통해 두 마이크론의 위상 차이를 추정하게 된다. 추정된 위상 차이 값들은 섹터 판별에 사용된다. 섹터 판별에 대한 확률은 기적소리 신호의 입사 각도와 누적 회수에 따른 확률을 살펴본다.

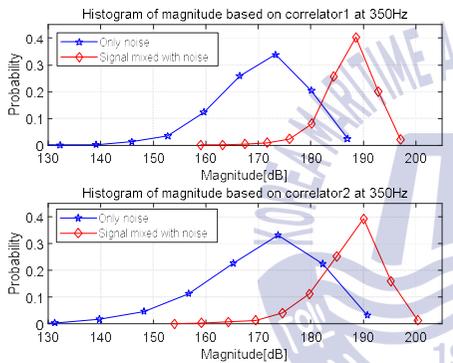
Fig. 17은 잡음 신호만 있는 경우와 단일 주파수의 기적소리 신호와 잡음 신호가 혼합된 경우에서 주파수 검출을 위한 기적소리 신호의 주파수에 대한 수신된 신호의 크기 차이를 비교하고, Fig. 7의 상관기 1, 상관기 2를 동작시켜 출력된 두 상관 값의 크기를 관찰한 것이다. 전체 사용된 샘플은 해당 주파수별로 3000개의 결과 값을 크기를 기준으로 분류해 히스토그램으로 나타내었다. 상관기 1, 상관기 2의 동작 특성을 관찰하기 위해 70~820Hz까지 중 6개의 대표 주파수를 선택했다. 6개의 주파수는 ISO-14859에서 기적소리로 제시한 주파수 중 일부인 70Hz, 280Hz, 350Hz, 560Hz, 630Hz, 820Hz이다 [3].



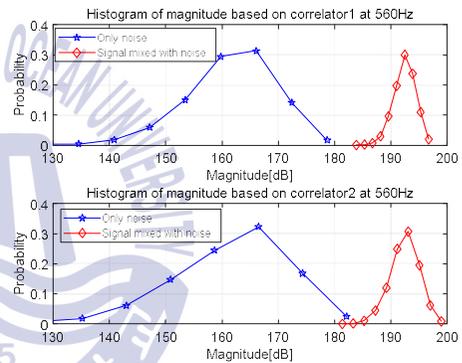
(a)



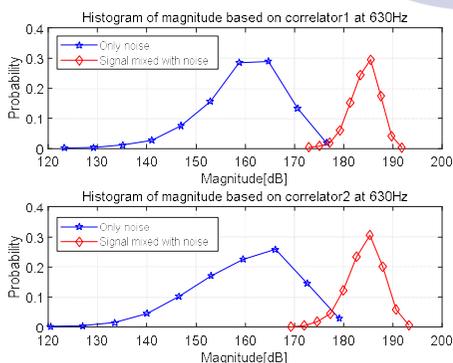
(b)



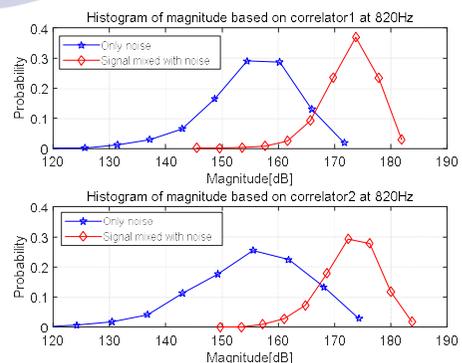
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. 17. Histogram of magnitude based on correlation each frequency, (a) 70Hz (b) 280Hz (c) 350Hz (d) 560Hz (e) 630Hz (f) 820Hz

Fig. 17에서 상관기 1과 상관기 2의 특성은 매우 유사하게 관찰된다. 결과 값의 평균은 상관기 1과 상관기 2의 차이가 크지 않음을 알 수 있으나 잡음 신호만 있는 경우와 기적소리 신호와 잡음 신호가 같이 있는 경우의 겹치는 영역의 넓이는 상관기 1이 상관기 2에 비해 적은 것을 알 수 있다.

Table 3은 선택된 주파수 6개와 본 논문에서 고려하는 하드웨어의 주파수 분해능 (resolution)에 가장 근접한 주파수와의 차이를 주파수 분해능으로 나누어 차이를 퍼센트로 나타낸 것이다. ADC의 샘플율과 FFT 윈도우 크기에 의해 주파수 분해능은 31.25Hz이다.

Table 3. Difference of whistle signal and frequency resolution.

Frequency	70Hz	280Hz	350Hz	560Hz	630Hz	820Hz
Difference (%)	24%	4%	20%	8%	16%	24%

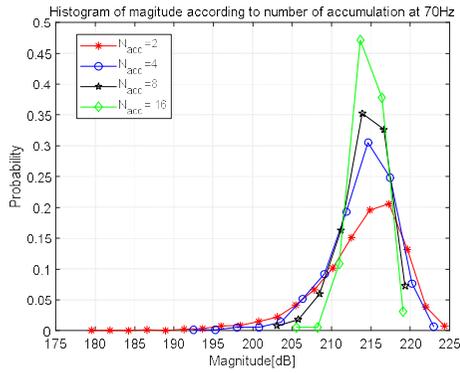
Table 4는 상관기 1, 상관기 2의 결과 값의 크기에 대해 평균과 분산을 정리한 것이다. 단, 여기서는 인접한 FFT 윈도우의 상관 값 (상관기 1의 출력 값)과 조합 가능한 두 마이크로폰의 상관 값 (상관기 2의 출력 값)을 누적을 하지 않고 기적소리의 주파수에서 크기 차이를 분석한다.

Table 4. Analysis of correlator 1 and correlator 2 according to variance and mean.

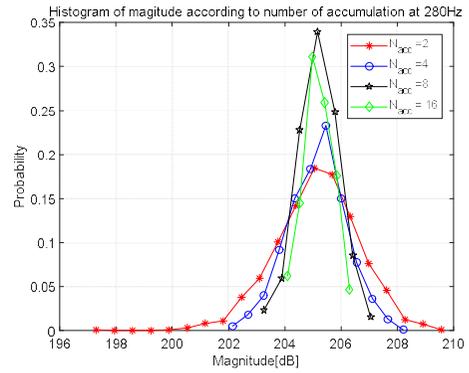
Frequency	Variance of correlator 1	Mean of correlator 1	Variance of correlator 2	Mean of correlator 2
70Hz	27.72 [dB]	214.94 [dB]	57.33 [dB]	214.94 [dB]
280Hz	3.35 [dB]	205.26 [dB]	7.04 [dB]	205.25 [dB]
350Hz	21.82 [dB]	187.33 [dB]	40.71 [dB]	187.26 [dB]
560Hz	3.69 [dB]	192.45 [dB]	6.52 [dB]	192.45 [dB]
630Hz	8.64 [dB]	184.25 [dB]	13.15 [dB]	184.25 [dB]
820Hz	22.06 [dB]	172.71 [dB]	25.46 [dB]	172.85 [dB]

Table 4를 통해 상관기 1, 상관기 2중 분산이 적은 상관기 1을 주파수 검출에 사용하는 것이 주파수 검출에 좋은 성능을 보일 것이다. 분산이 낮은 경우 오차 범위가 작아 시스템의 신뢰성이 높아진다. 기적소리 신호의 주파수가 분해능 주파수의 배수와 오차가 적은 280Hz와 560Hz의 경우에는 분산이 낮음을 알 수 있다.

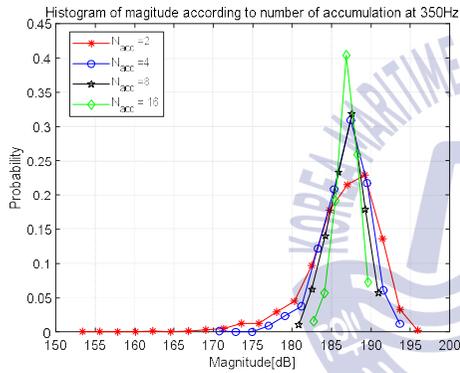
Fig. 18은 수식 (8)과 같이 인접한 FFT 윈도우 사이의 상관 값 $F_{m,i}(e^{j\Omega})$ 를 누적한 $V_m(e^{j\Omega})$ 을 히스토그램으로 나타낸다. 즉, Fig. 7에서 상관기 1과 누적기의 조합으로 만들어진 누적된 상관 값의 크기 히스토그램이다. 가로축은 크기를 나타내며, 세로축은 확률을 나타낸다. 누적 횟수에 상관없이 전체 확률의 합은 1로서 동일하다. 실험에 사용된 주파수는 70Hz~820Hz사이이며, ISO-14859에서 권장하는 대표 주파수 11개 중 6개를 사용해 관찰한 결과이다. Fig. 16처럼 주파수별로 크기가 다른 잡음 환경이므로 주파수별로 기적소리 신호의 파워를 다르게 설정했다. 기적소리 신호의 주파수에서 SNR을 2dB로 동일하게 맞추었다. 누적 횟수당 사용된 평균 샘플 수는 500개를 사용했고, 누적 횟수는 $N_{acc} = 2, 4, 8, 16$ 으로 총 4가지를 비교한다. Fig. 18을 통해 누적기를 사용함으로써 얻을 수 있는 주파수 검출의 이점을 나타내기 위한 결과이며 누적의 횟수가 증가할수록 값의 최대 최소가 평균에 가까워지며 분산 값도 작아짐을 알 수 있다. 모든 주파수에서 기적소리 신호가 있는 경우는 누적 횟수가 증가함에 따라 주파수 검출의 성능을 향상시킬 수 있다. Table 5는 누적 횟수에 따른 주파수 별로 분산을 정리한 표이다.



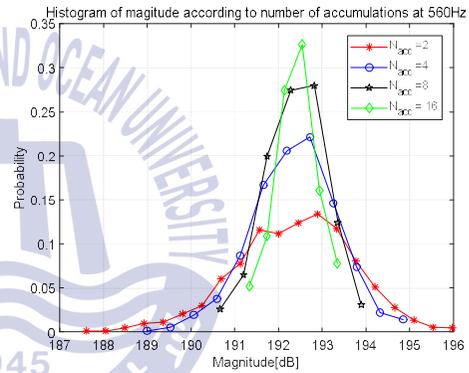
(a)



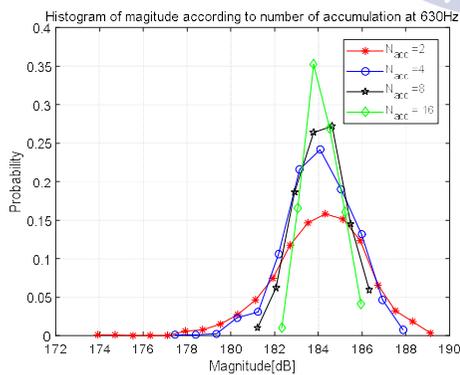
(b)



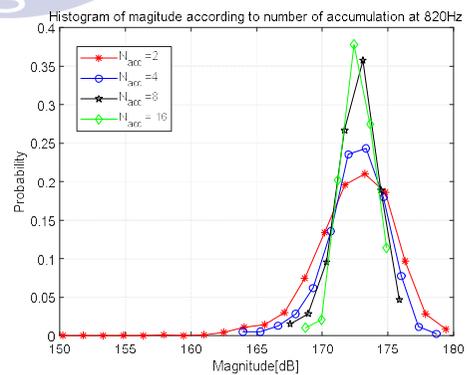
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. 18. Histogram of magnitude according to number of accumulation on correlator1, (a) 70Hz (b) 280Hz (c) 350Hz (d) 560Hz (e) 630Hz (f) 820Hz

Table 5. Analysis of variance according to number of accumulation.

N_{acc} \ Frequency	2	4	8	16
70Hz	31.35 [dB]	17.24 [dB]	8.87 [dB]	4.10 [dB]
280Hz	2.16 [dB]	1.07 [dB]	0.54 [dB]	0.27 [dB]
350Hz	20.71 [dB]	9.43 [dB]	4.65 [dB]	2.08 [dB]
560Hz	1.80 [dB]	0.94 [dB]	0.47 [dB]	0.22 [dB]
630Hz	4.33 [dB]	2.36 [dB]	1.21 [dB]	0.60 [dB]
820Hz	9.65 [dB]	5.14 [dB]	2.64 [dB]	1.47 [dB]

Table 5에서 알 수 있듯이 누적의 횟수가 증가함에 따라 분산이 줄어 들고 있다. 즉, 누적 횟수가 증가함에 따라 음향수신장치의 주파수 검출의 신뢰성을 향상 시킬 수 있다. 하지만 누적의 수가 많아지면 누적시키는 시간이 길어지므로 시스템에 맞는 적절한 누적 횟수를 사용해야한다. 기적소리 신호의 주파수가 분해능 주파수의 배수와 오차가 적은 280Hz와 560Hz의 경우에는 분산이 낮음을 알 수 있다. 즉, 주파수 분해능과 사용되는 기적 신호의 주파수는 주파수 검출에 영향을 준다.

Figs. 19 ~ 21은 위상 차이 추정의 결과를 나타낸 것이다. Figs. 19 ~ 21은 각각 70Hz, 560Hz, 820Hz의 기적소리 신호를 사용해 기적소리 신호의 주파수에서 SNR은 2dB로 설정해 각 그래프의 결과를 관찰한다. 각 그래프는 위상 차이 추정기의 출력 θ_y 를 의미하는 조합 가능한 두 마이크로폰의 누적된 상관 값의 평균 제곱 오차를 관찰한 것이다. 전체적으로 주파수가 증가함에 따라 위상의 평균 제곱 오차는 증가한다. 주파수가 높을수록 같은 지연시간에 위상 차이가 많이 변하기 때문이다. 조합 가능한 두 마이크로폰의 위상 차이는 두 마이크로폰의 거리 차이와 주파수에 따라 위상 차이 값이 결정된다. Figs. 19 ~ 21의 실험에 사용된 전체 데이터는 누적 횟수 $N_{acc} = 2, 4, 8, 16$ 에서 평균 500개의 샘플을 사용했다.

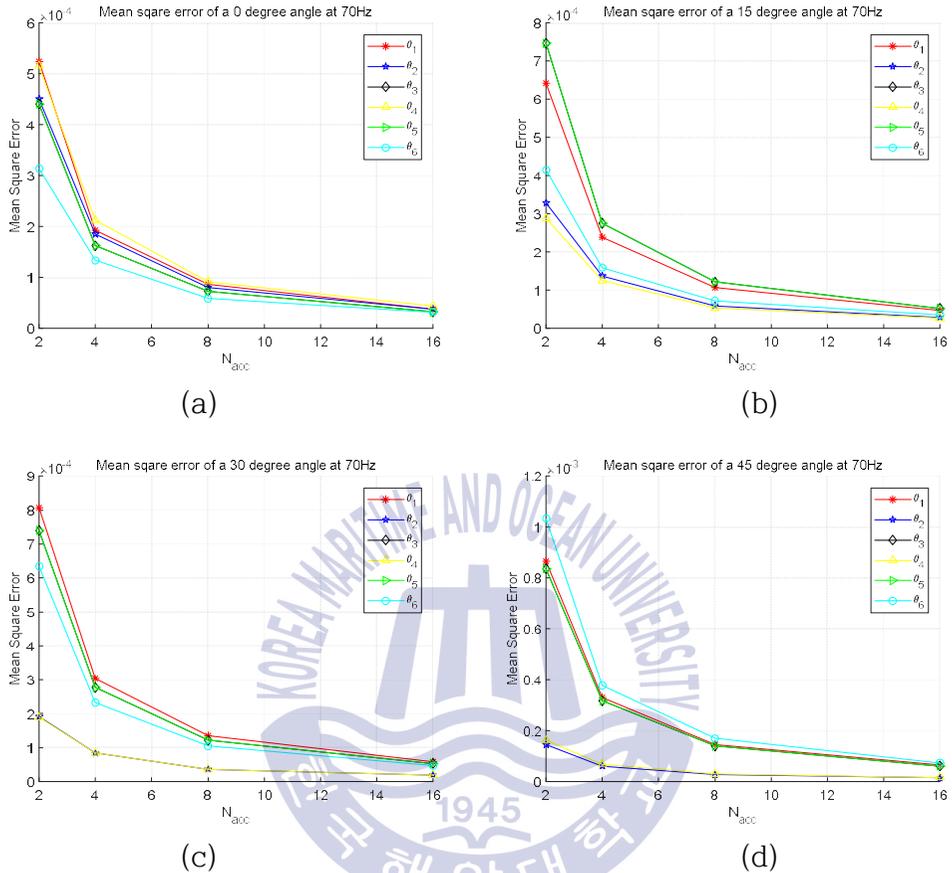


Fig. 19. Mean square error according to number of accumulation on phase difference estimator at 70Hz, (a) 0° (b) 15° (c) 30° (d) 45°

Fig. 19는 기적소리 신호의 주파수가 70Hz 이며, 기적소리 신호의 입사 각도가 0°, 15°, 30°, 45° 와 같이 변할 때 θ_y 의 평균 제곱 오차를 나타낸 것이다. 가로축은 누적 횟수를 의미하며, 세로축은 평균 제곱 오차를 나타낸다. 누적 횟수에 따른 평균 제곱 오차를 보게 되면 누적 횟수가 증가함에 따라 평균 제곱 오차는 감소한다. 또한, 기적소리 신호의 수신 방향에 상관없이 평균 제곱 오차는 누적 횟수 16회인 경우 위상 차이 값은 1×10^{-4} [rad]의 오차 범위를 가지게 된다. 여기서의 평균 제곱 오차는 실제 수신 각과의 차이가 아니라 각 위상 θ_y 의 값의 실험 결과 값의 평균 제곱 오차를

의미한다. 즉, 누적기의 누적 횟수가 위상 추정에 미치는 영향을 관찰한 것이다.

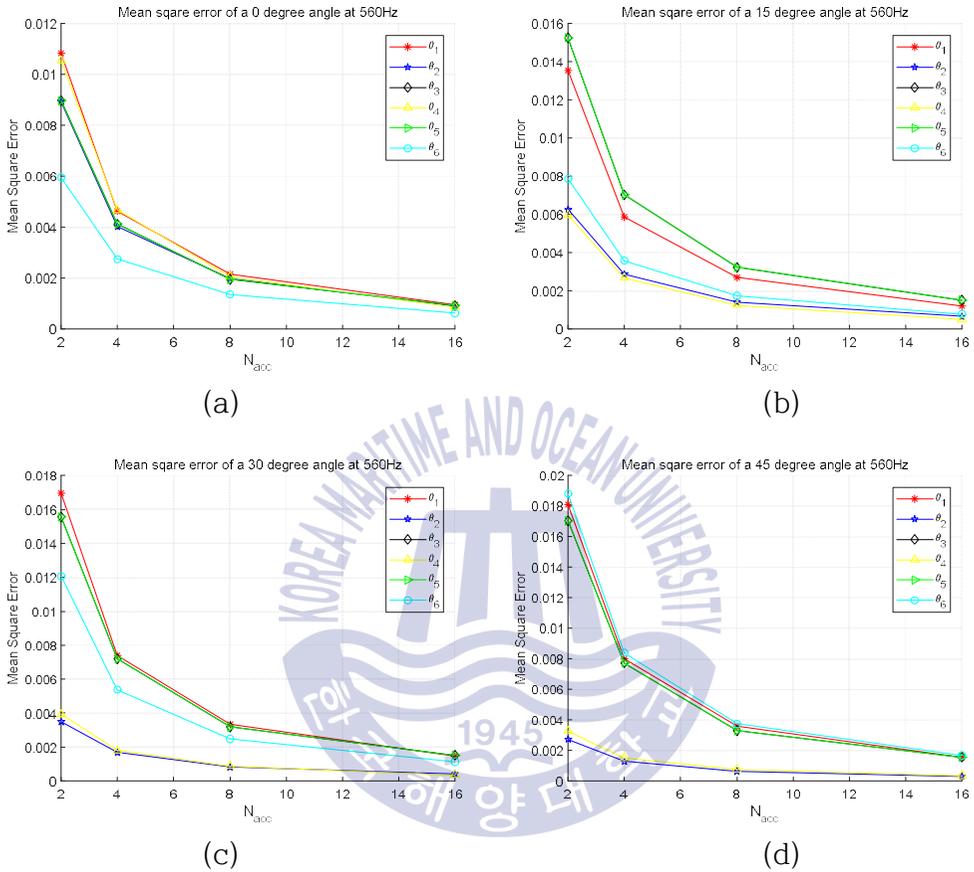


Fig. 20. Mean square error according to number of accumulation on phase difference estimator at 560Hz, (a) 0° (b) 15° (c) 30° (d) 45°

Fig. 20은 기적소리 신호의 주파수가 560Hz 이며, 기적소리 신호의 입사 각도가 0°, 15°, 30°, 45° 와 같이 변할 때 θ_y 의 평균 제곱 오차를 나타낸 것이다. 가로축은 누적 횟수를 의미하며, 세로축은 평균 제곱 오차를 나타낸다. 누적 횟수에 따른 평균 제곱 오차를 보게 되면 누적 횟수가 증가함에 따라 평균 제곱 오차는 감소한다. 또한, 기적소리 신호의 수신 방향에 상관없이 평균 제곱 오차는 누적 횟수 16회인 경우 위상 차이 값은 2×10^{-3} [rad]의 오차 범위를 가지게 된다. 여기서의 평균 제곱 오차는 실제

수신 각과의 차이가 아니라 각 위상 θ_y 의 값의 실험 결과 값의 평균 제공 오차를 의미한다.

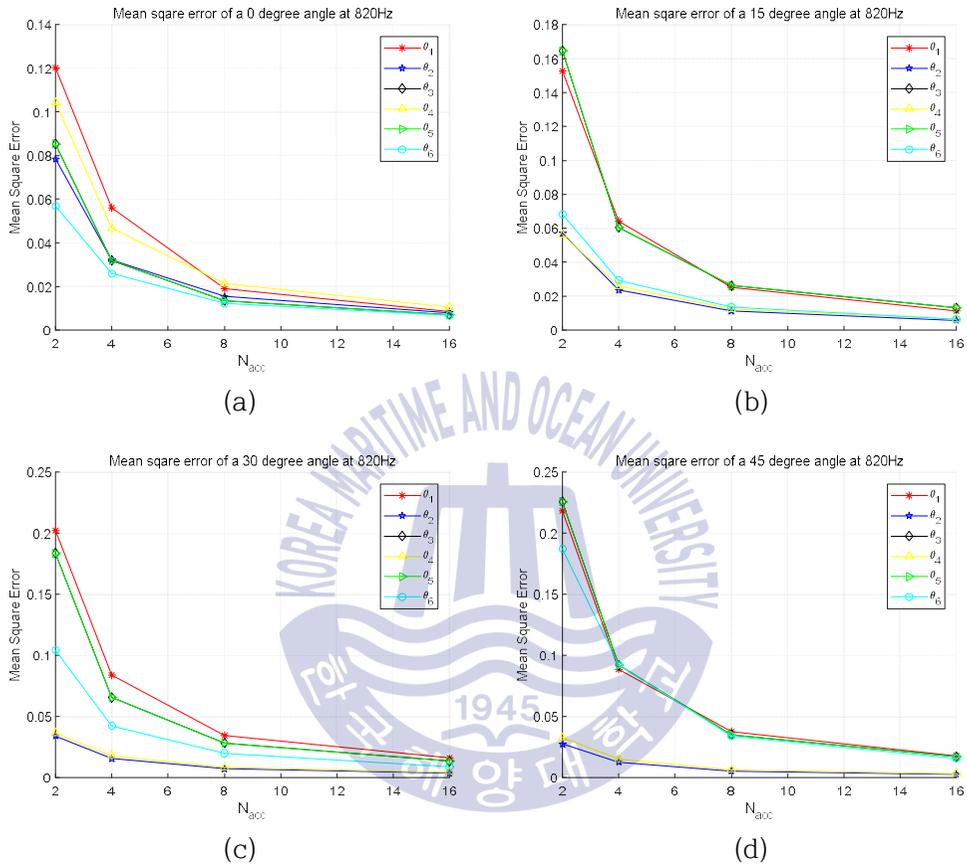
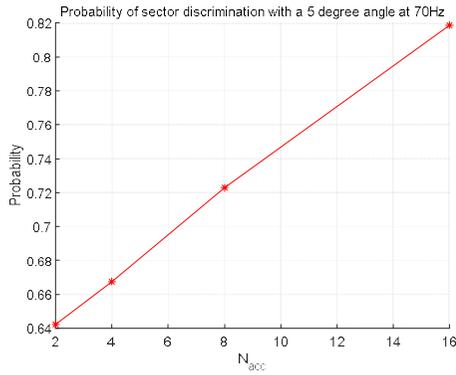
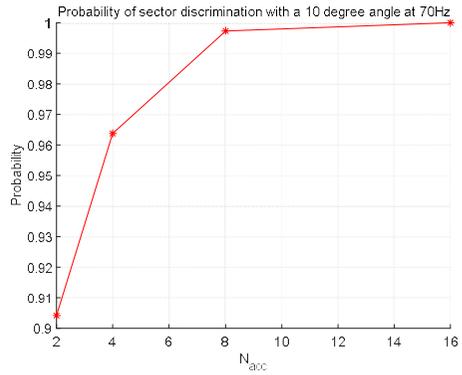


Fig. 21. Mean square error according to number of accumulation on phase difference estimator at 820Hz, (a) 0° (b) 15° (c) 30° (d) 45°

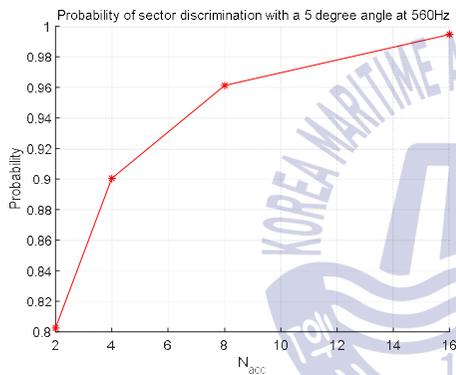
Fig. 21은 기적소리 신호의 주파수가 820Hz 이며, 기적소리 신호의 입사 각도가 0°, 15°, 30°, 45° 와 같이 변할 때 θ_y 의 평균 제공 오차를 나타낸 것이다. 가로축은 누적 횟수를 의미하며, 세로축은 평균 제공 오차를 나타낸다. 누적 횟수에 따른 평균 제공 오차를 보게 되면 누적 횟수가 증가함에 따라 평균 제공 오차는 감소한다. 또한, 기적소리 신호의 수신 방향에 상관없이 평균 제공 오차는 누적 횟수 16회인 경우 위상 차이 값은 2×10^{-2} [rad]의 오차 범위를 가지게 된다.



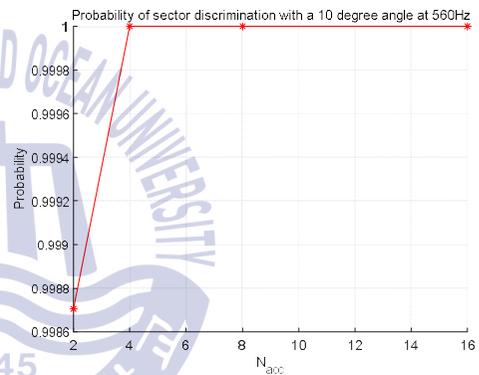
(a)



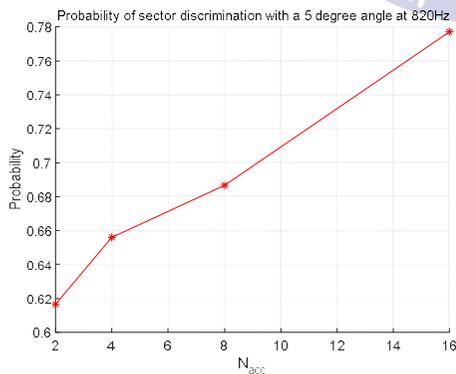
(b)



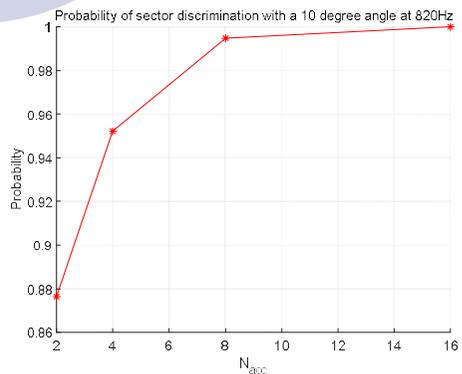
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. 22. Performance of sector discriminator according to a incidence angle
 (a) 70Hz, 5 ° (b) 70Hz, 10 ° (c) 560Hz, 5 ° (d) 560Hz, 10 °
 (e) 820Hz, 5 ° (f) 820Hz, 10 °

Fig. 22는 기적소리 신호의 주파수가 70Hz, 560Hz, 820Hz이며, 기적소리 신호의 입사각도가 5° , 10° 에 따라 섹터 판별기의 섹터 검출 확률을 나타낸다. 가로축은 누적 횟수를 의미하며, 세로축은 실제 입사각에 따른 섹터 판별의 확률을 나타낸다. 모든 결과에서 누적 횟수가 증가하면 섹터 검출 확률은 증가한다. 입사각이 5° , 10° 인 경우 70Hz가 820Hz보다 같은 누적 횟수에서 섹터 검출 확률이 높음을 알 수 있다. Fig. 19와 Fig. 21에 위상 차이 추정 값의 평균 제곱 오차가 작은 70Hz가 섹터 검출이 유리하다. 입사각에 따라 섹터 검출 확률이 달라짐을 확인 할 수 있다. 기적소리 신호의 입사각이 5° 이면 인접한 섹터와 가까워 오 검출 확률이 많이 발생한다. 기적소리 신호의 입사각이 10° 인 경우에는 인접한 섹터와 5° 인 경우보다 멀리 떨어져 있으므로 섹터 검출 확률이 높다. 음향수신장치의 설정된 주파수 분해능에 대해 오차가 적은 기적소리 신호인 560Hz는 다른 두 주파수보다 섹터 검출 확률이 높다.

Fig. 22와 Table 4, Table 5에서 관찰한대로 실제 음향수신장치의 ADC와 FFT 윈도우의 크기에 따라 주파수 분해능이 결정되는데 주파수 분해능인 31.25Hz의 배수인 주파수인 경우의 음향수신장치의 주파수 검출, 위상 차이 추정 및 섹터 검출 확률이 주파수 분해능의 배수인 기적소리 주파수 560Hz에서 높음을 알 수 있다. 즉, 시스템 성능의 평가 요소인 주파수 검출, 위상 차이 추정 및 섹터 검출의 성능 향상을 위해 주파수 분해능의 배수에 근접한 주파수를 사용하는 것이 한 가지 방법이 될 수 있다. 하지만 본 논문에서는 ISO-14859에서 제시한 대표 주파수 11개에 대한 성능을 평가해야 한다.

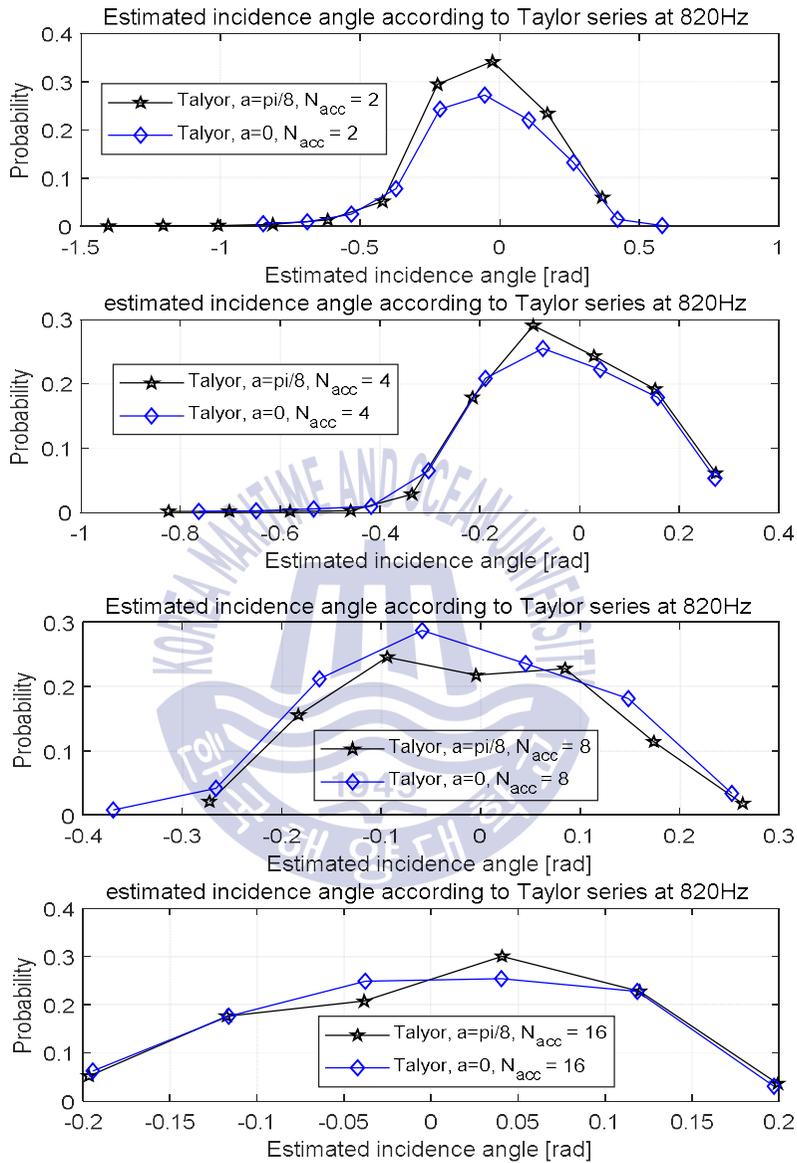


Fig. 23. Estimated incidence angle about a 0 degree incidence angle

Fig. 23은 Fig. 11의 각 추정의 결과를 나타낸다. 수신 각 추정에서는 Figs. 19 ~ 21의 결과 중 기적소리 신호가 820Hz의 주파수를 가질 때 평균 제곱 오차가 가장 컸으므로 820Hz에 대해 기적소리 신호의 수신 각을 추정하는 각 추정에 대해 분석한다. 기적소리 신호가 0°로 입사할 때 추정된 입사각을 나타낸 것이다. 각 추정기의 동작 성능은 테일러 급수의 근사화 과정에서 생기는 오차뿐 아니라 위상 차이 추정에서 생기는 오차도 같이 포함된 것이다. 누적 횟수가 증가함에 실제 기적소리 신호의 수신 각과의 차이가 감소하게 된다. 기적소리 주파수에서 SNR은 2dB로 설정한 경우 누적기에서 누적 횟수가 16회인 경우 추정된 수신 각이 실제 기적소리 신호의 입사된 각과의 차이가 $\pm 7^\circ$ 의 범위일 확률은 약 85%의 정확도를 가진다.

6.2 음향수신장치의 실시간 신호처리를 위한 타이밍 계산

하드웨어 실험에서 FFT 연산 과정에 FFT 윈도우 크기만큼의 수신된 샘플이 모여 FFT 연산 되어야 한다. 수신된 샘플은 ADC 샘플율에 의해 정해진 샘플링 시간 간격으로 인터럽트 (interrupt) 처리되어 DSP로 입력된다. 인터럽트 처리는 4개의 마이크로폰에 대한 샘플을 DSP로 입력된다. DSP의 동작 클럭 속도는 300MHz이고, ADC의 샘플율을 16ksps (sample per second)이고, 샘플은 16비트로 이루어지며, FFT 윈도우 크기는 512로 설정된다. DSP의 동작 클럭 속도와 ADC의 샘플율에 의해 DSP에 수신되는 샘플들 사이의 주기는 18,750 cycle이 된다. FFT 연산을 위해 마이크로폰 4개에 대한 512샘플이 DSP에 수신되고 나면 새로운 샘플이 들어오기 전에 4개의 마이크로폰에 대한 FFT 연산을 수행되어야 한다. 하지만 하나의 마이크로폰에 대한 FFT 연산 처리 주기는 11,000 cycle이 필요하다. 수신되는 샘플 사이의 주기와 FFT 연산 처리에 필요한 주기를 보면 FFT 윈도우 크기만큼의 샘플이 수신되고 4개의 마이크로폰에 대한 FFT 연산을 모두 수행하지 못하는 것을 알 수 있다. 이 문제의 해결 방법으로는 4개의 마이크로폰에 대한 FFT 연산을 분산시켜 연산한다.

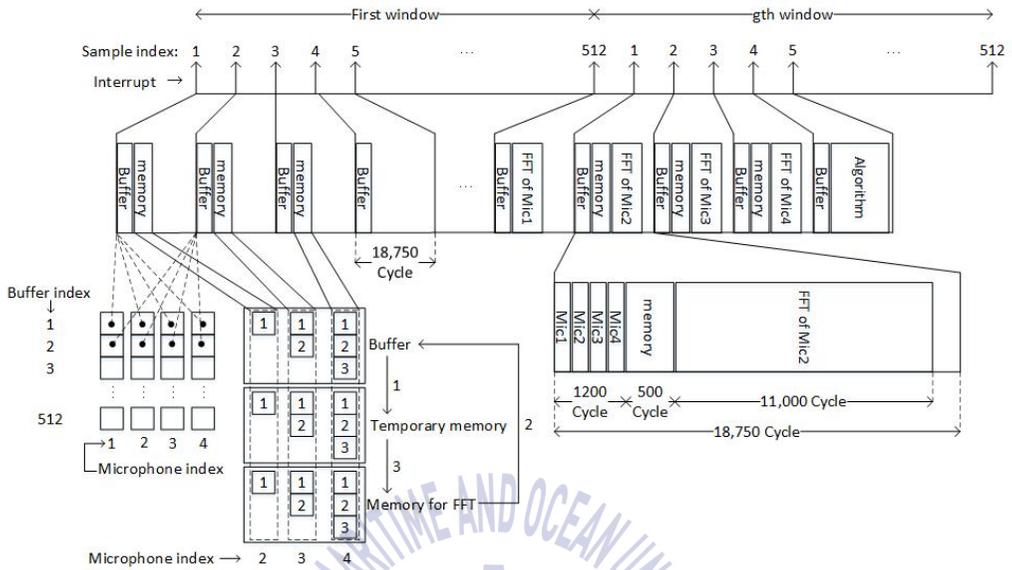


Fig. 24. Timing of digital signal processor

Fig. 24는 음향수신장치의 DSP에서 FFT 연산을 위한 타이밍 분석을 나타낸다. 첫 번째 FFT 윈도우 동안은 FFT 연산을 수행하지 않는다. 두 번째에는 첫 번째 FFT 윈도우에서 수신된 샘플을 가지고 FFT 연산을 수행한다. 즉 g 번째 FFT 윈도우에서 $g-1$ 번째의 수신된 샘플을 이용해 FFT 연산을 한다. 또한 인터럽트 발생시 4개의 마이크로폰에 대한 샘플을 함께 수신한다. FFT 윈도우에서 수신한 샘플은 Mic_1 , Mic_2 , Mic_3 , Mic_4 의 FFT 연산을 위해 버퍼에 저장된다. 추가로 실시간 FFT 연산을 위해서 첫 번째 샘플이 수신되면 Mic_2 의 샘플을 메모리 (memory)에 저장해두고, 두 번째 샘플이 수신되면 첫 번째 샘플과 두 번째 샘플을 Mic_3 의 FFT 연산을 메모리에 저장해두며, 세 번째 샘플이 수신되면 Mic_4 의 FFT 연산을 위해 첫 번째, 두 번째 그리고 세 번째 샘플을 메모리에 저장해둔다. g 번째 FFT 윈도우에서 각 마이크로폰에 대한 FFT 연산을 분산시키는 방법으로 512번째 샘플이 수신되면 Mic_1 에 대한 FFT 연산을 수행하고 1번째 샘플이 수신되면 수신된 샘플을 임시 메모리에 저장하고 이전에 윈도우에서

저장해둔 샘플을 가져와 FFT 연산을 수행한다. 임시 메모리에 저장된 샘플은 다시 FFT를 위한 메모리에 저장해둔다.

6.3 음향수신장치를 이용한 실험 결과

본 논문에서 구현한 음향수신장치에서 DSP의 동작 클럭 속도는 300MHz이고, ADC의 샘플율은 16ksps이다. FFT 크기는 $N_{FFT} = 512$ 로 설정하였다. 이에 따라 주파수 분해능 (resolution)은 31.25Hz가 된다. 또한, Fig. 15에서 ‘N1’, ‘N2’, ‘N3’의 잡음 신호 발생기 3개의 잡음은 서로 독립적으로 발생시킨 백색 가우시안 잡음 (white Gaussian noise)을 사용한다. Fig. 25는 기적소리 주파수를 검출하기 위한 주파수 검출기에서 계산된 누적된 상관 값의 히스토그램을 나타낸다. 실험에 사용한 기적소리 신호의 주파수는 560Hz이며 실험에서 누적 횟수 $N_{acc} = 2^i$ ($i = 1, 2, 3, 4$)을 사용하였고 8kHz 대역의 신호대 잡음비인 $SNR = -22dB$ 에서 관찰하였다. Fig. 25에서 누적 횟수가 증가함에 따라 주파수 검출기에서 계산된 누적된 상관 값의 분산이 줄어드는 것을 알 수 있다.

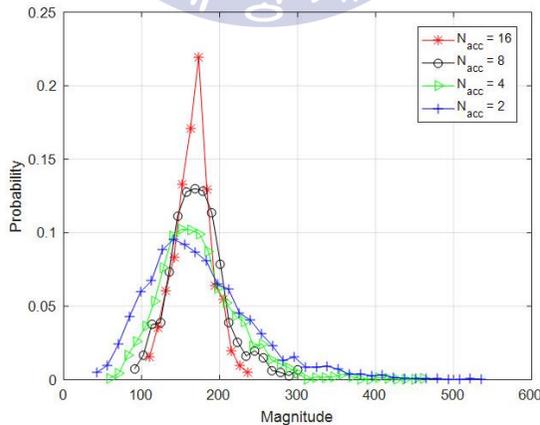


Fig. 25. Histogram of the accumulated correlation for the frequency detector according to the number of accumulations, $SNR=-22dB$

주파수 검출기는 누적된 상관 값에 대하여 임계값 시험을 통하여 해당 주파수의 존재를 검출한다. Fig. 26은 각각 임계값에 따른 주파수 검출기의 검출 확률, 미 검출 확률, 오 검출 확률을 나타낸다. 여기서, 검출은 기적소리를 수신했을 때 주파수 분해능 내에서 해당하는 주파수로 판단하는 경우, 미 검출은 임계값을 넘지 못하여 기적소리가 존재하지 않는다고 판단하는 경우, 오 검출은 실험에 사용한 주파수가 아닌 다른 주파수로 판단하는 경우를 의미한다. 주파수 검출 실험을 위하여 4000번의 검출 결과를 관찰하였다. 누적 횟수는 4회로 설정하고 Threshold = 65, 95, 112의 3가지 임계값에 대해서 주파수 검출 실험을 진행하였다. Fig. 26에서 볼 수 있듯이 임계값이 높을수록 주파수 검출 확률과 오 검출 확률은 낮아지고 미 검출은 높아진다. 이는, 임계값이 높을수록 누적된 상관 값이 임계값을 초과하지 못하는 경우가 더 많이 발생하여 기적소리로 인식하는 경우가 줄어들고 기적소리가 존재하더라도 검출하지 못하는 경우는 더 많이 발생하기 때문이다. 세 가지 임계값 모두 8kHz 대역에서 SNR = -21dB의 환경에서 기적소리 주파수가 성공적으로 검출됨을 알 수 있다.

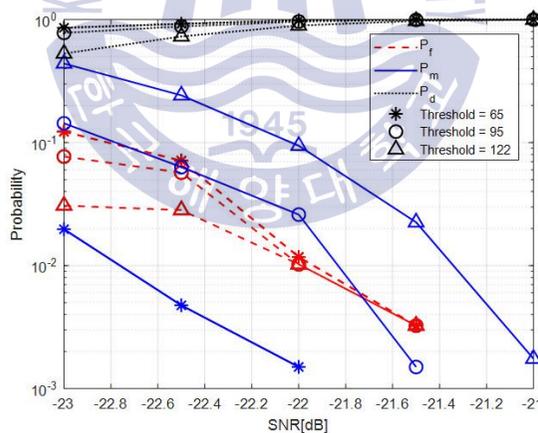


Fig. 26. Detection, miss, false alarm probabilities of the frequency detector under WGN environment

Fig. 26의 결과를 통하여 주파수 검출이 성공적으로 이루어지는 SNR = -21dB에서 누적 횟수에 따른 위상 차이 값의 분포를 관찰하였다. Fig. 27은 Fig. 15의 실험

환경에서 마이크로폰 유닛을 시계방향으로 $\pi/4$ 만큼 회전시켜 기적소리가 Mic_1 과 Mic_2 사이에 위치하여 $\phi = \pi/4$ 일 때 누적된 상관 값을 이용한 인접한 마이크로폰 사이의 위상 차이 값의 히스토그램을 나타낸다. 상관 값 관찰을 위한 누적 횟수는 4, 8, 16회로 설정하였으며 모두 4000개의 위상 차이 값을 관찰하였다. 누적 횟수에 따른 위상 차이의 평균 제곱 오차를 나타내면 Fig. 28와 같다.

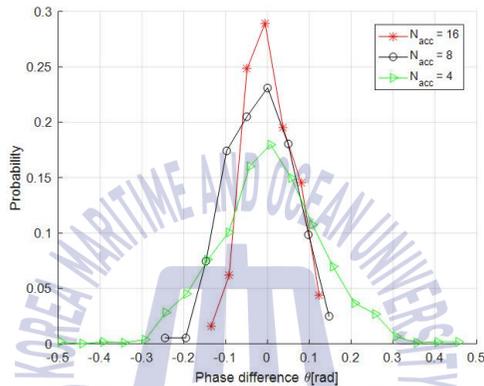


Fig. 27. Histogram of the observed phase difference value, SNR=-21dB

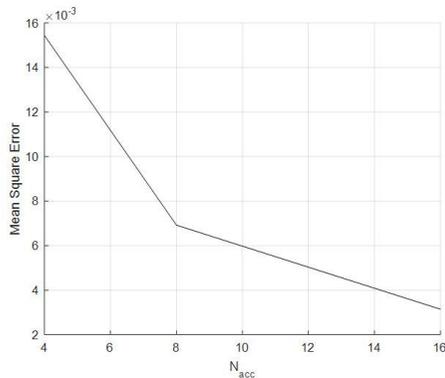


Fig. 28. Mean square error of the observed phase difference value according to the number of accumulations, SNR=-21dB

Fig. 27과 Fig. 28에서 볼 수 있듯이 누적 횟수가 증가할수록 추정된 위상 차이의 평균 제곱 오차가 줄어드는 것을 알 수 있다.

Fig. 29는 인접한 마이크로폰 사이의 위상 차이가 최대가 되도록 기적소리가 Mic_1 의 정면에 위치하여 $\phi=0$ 이 되는 경우 관찰된 위상 차이 값의 평균 제곱 오차를 나타낸다. 여기서 누적횟수는 4회로 설정하였다. 신호대 잡음비가 높을수록 관찰된 위상 차이 값의 평균 제곱 오차가 줄어드는 것을 볼 수 있다.

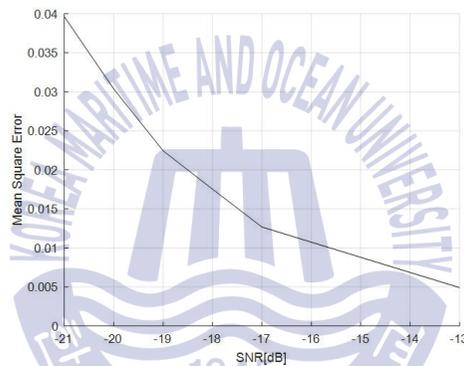


Fig. 29. Mean square error of the observed phase difference value according to SNR

제안하는 주파수 검출 방법은 SNR = -21dB 이상에서 주파수 검출이 잘 이루어지며 상관 값의 누적을 통하여 위상 차이 추정 값의 오차가 감소함으로써 SNR 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다.

제 7 장 결론

본 논문에서는 타 선박에서 발생한 기적소리의 방향을 탐지하는 선박의 음향수신장치를 위한 상관 기반 주파수 검출 및 위상 차이 추정 값의 정확도 향상 방법을 제안하고 시뮬레이션 및 실제 하드웨어 실험을 통하여 성능을 분석하였다. 제안된 방식은 단일 주파수 정현파 기적소리에 대하여 음향수신장치에서 주파수 검출 및 위상 차이 추정 시 잡음의 영향을 줄이기 위하여 다양한 마이크로폰 조합에 대한 상관 값들을 누적하였다. 또한, 제안하는 방식에서 위상 차이 추정은 $\pi/4$ 의 수신 각 범위에서 이루어지므로 전체 영역을 8개의 섹터로 나누어 기적소리가 수신되는 섹터를 먼저 판단하는 방법도 제안하였다. 뿐만 아니라 2차 테일러 급수를 이용하여 위상 차이와 수신 각 사이의 관계식을 유도하고 근사화에 따른 오차를 분석하였으며 제안된 알고리즘의 성능을 시뮬레이션을 통해 분석하였다. 시뮬레이션을 통해 상관기, 누적기의 동작에 따라 상관 기반의 주파수 검출 및 위상 차이 추정에 미치는 영향을 분석하였다. 실제 구현된 SRS 하드웨어의 실시간 신호처리가 가능하게 설계해 주파수 검출 성능 및 위상 차이 추정 성능을 분석하였다. 주파수 검출 성능 분석을 위하여 검출 확률, 미검출 확률, 오검출 확률을 관찰하고, 수신 각 추정을 위한 위상 차이 값의 평균 제곱 오차를 관찰하였다. 실험 결과는 제안하는 주파수 검출기가 8kHz 대역에 대한 SNR = -21dB 이상에서 주파수 검출이 성공적으로 이루어짐을 보여주며 상관 값의 누적을 통하여 방향 탐지에 사용되는 위상 차이 값의 평균 제곱 오차가 감소함을 보여준다.

참고문헌

- [1] SOLAS Chapter V Safety of Navigation, Regulation 19 - Carriage requirements for shipborne navigational systems and equipment - 2.1.8, Retrieved Apr. 21, 2018, <http://solasv.mcga.gov.uk/>
- [2] *Resolution MSC.86(70) ANNEX1, Recommendation on performance standards for sound reception systems*, Retrieved Apr. 21, 2018, [http://www.imo.org/en/KnowledgeCentre/IndexofIMOResolutions/Maritime-Safety-Committee-\(MSC\)/Documents/MS.C.86\(70\).pdf](http://www.imo.org/en/KnowledgeCentre/IndexofIMOResolutions/Maritime-Safety-Committee-(MSC)/Documents/MS.C.86(70).pdf)
- [3] *ISO 14859:2012(en)*, Retrieved Apr. 21, 2018, <https://www.iso.org/obp/ui/#iso:std:iso:14859:ed-1:v1:en>
- [4] *Commission Implementing Regulation (EU) 2017-306*, Retrieved Apr. 21, 2018, https://www.classnk.or.jp/hp/pdf/activities/statutory/ec/a1_1.pdf
- [5] *DNV GL Standard for certification No. 2.9 type approval programmer 845.50* <https://rules.dnvgl.com/docs/pdf/DNV/tap/2009-04/TAP845-50.pdf>
- [6] J. W. Choi and K. J. Kim, "A new sound reception system using a symmetrical microphone array and its numerical simulation," *J. Ship & Ocean Technol.*, vol. 8, no. 3, pp. 18-25, Sept. 2004.
- [7] Product descriptions, sound reception system (MSR-9200A), https://docs.wixstatic.com/ugd/56d64c_2efe9d5acaab433ebd72500870b047e8.pdf
- [8] H. Kim and J. Kim, "A study on digital sound reception systems for ships," *J. Korea Soc. Marine Eng.*, vol. 38, no. 9, pp. 1125-1130, Nov. 2014.
- [9] H. Kwon and J. Kim, "Study on detection scheme of direction of ship

- whistle in the frequency domain,” *Int. Technical Conf. Circuits/System, Comput. and Commun. 2016*, pp. 1061–1063, Okinawa, Japan, Jul. 2016.
- [10] H. J. Kwon and J. Kim, “Design and analysis of direction indicating algorithm for sound reception system based on spectral analysis of whistle signal,” *J. Korean Soc. Marine Eng.*, vol. 41, no. 1, pp. 83–90, Jan. 2017.
- [11] H. Kim and J. Kim, “Frequency estimation scheme for sound reception systems of ships,” in *Proc. KICS Winter Conf.*, pp. 711–712, Jeongseon, Korea, Jan. 2017.
- [12] H. J. Kwon, 2017, “*Direction detection system using phase difference of ship whistle*,” M.A, Busan :Korea Maritime and Ocean University.
- [13] Documents, System sheet, VSS-V2 sound reception system, 8 August 2016, <https://www.zenitel.com/product?system=122&=Apply>

