



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](#)

工學博士 學位論文

다중 경로 신호의 도달 주파수 및 시간 차를
이용한 수중 음원 거리 추정에 관한 연구

A Study on the Range Estimation of Underwater
Acoustic Source using FDOA and TDOA of
Multipath Signals



2019年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

孫 潤 俊

本 論文을 孫潤俊의 工學博士 學位論文으로 認准함.

委 員 長 : 工學博士 鄭 智 元



委 員 : 工學博士 金 栽 洙



委 員 : 工學博士 李 喆 陸



委 員 : 工學博士 徐 東 煜



委 員 : 工學博士 金 基 萬



2019年 2月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

목 차

List of Tables	iii
List of Figures	iv
Abstract	viii

제 1 장 서론

1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	3
1.3 논문 구성	6

제 2 장 수중음향 환경

2.1 수중 신호의 전달 특성	7
2.2 수중 음원 위치 추정	12
2.2.1 삼각 측량법에 의한 수중 음원 위치 추정	15
2.2.2 파면 곡률법에 의한 수중 음원 위치 추정	17
2.2.3 초점 빔 형성 기법에 의한 수중 음원 위치 추정	20
2.2.4 TOA(Time of Arrival)에 의한 수중 음원 위치 추정 ..	23

제 3 장 다중 경로 신호의 도달 주파수 및 시간 차를 이용한 수중 음원 거리 추정

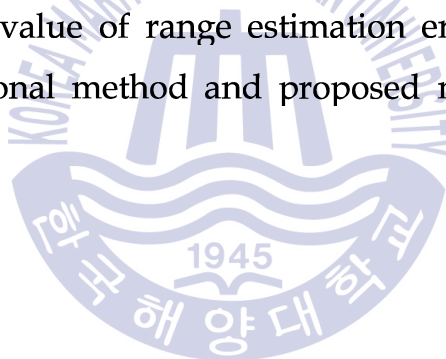
3.1 모호 함수를 이용한 도플러 천이 주파수 및 시간 차 추정 ·	34
3.2 다중 경로 신호의 도달 주파수 및 시간 차를 이용한 수중 음원	

거리 추정	38
 제 4 장 모의실험 및 결과 분석	
4.1 모의실험 환경	46
4.2 모호 함수를 이용한 수중 음원 거리 추정 모의실험 결과 ...	53
 제 5 장 결론	90
 참고문헌	92



List of Tables

Table 3.1 Range estimation example of proposed method	44
Table 4.1 Characteristics of underwater environment variables in simulation	46
Table 4.2 Characteristics of receive sensor and acoustic source in simulation	47
Table 4.3 Average value of range estimation error between conventional method and proposed method	82
Table 4.4 Average value of range estimation error between conventional method and proposed method	88

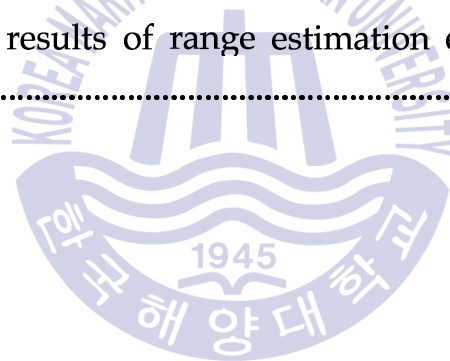


List of Figures

Fig. 1.1 Concept of underwater radiated noise measurement	3
Fig. 2.1 Example of multipath propagation (shallow & Deep water)	10
Fig. 2.2 Receive signal modelling in near-field	13
Fig. 2.3 Triangulation method	15
Fig. 2.4 Concept of wavefront curvature method	17
Fig. 2.5 The range between focal point and receive sensor	21
Fig. 2.6 Focused beamformer	21
Fig. 2.7 Geometric structure for TOA-based location estimation	24
Fig. 3.1 Structure of correlator bank	37
Fig. 3.2 Geometric structure of doppler shift frequency for receive sensor	38
Fig. 3.3 Geometric structure of multipath doppler shift frequency for receive sensor	39
Fig. 3.4 Geometric structure of multipath time difference of arrival for receive sensor	41
Fig. 3.5 Flow chart that the range estimation of underwater acoustic source using FDOA and TDOA of multipath signals	43
Fig. 4.1 Sound speed profile for simulation	47
Fig. 4.2 Simulation concept	48
Fig. 4.3 Simulation channel characteristic of between receive sensor #1 and acoustic source	49
Fig. 4.4 Simulation channel characteristic of between receive sensor #2 and acoustic source	50

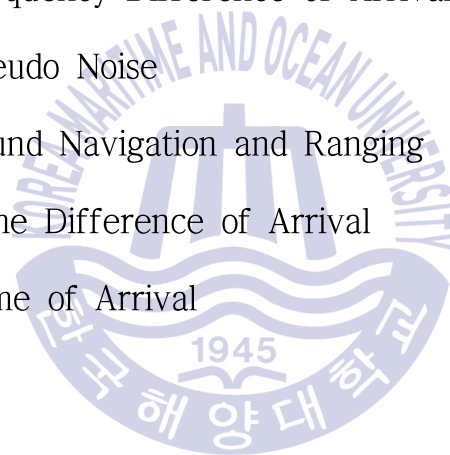
Fig. 4.5 Simulation channel characteristic of between receive sensor #3 and acoustic source	51
Fig. 4.6 Ambiguity function result of target(5knot) signal of 20[m] range from CPA	55
Fig. 4.7 Ambiguity function result of target(5knot) signal of 50[m] range from CPA	57
Fig. 4.8 Ambiguity function result of target(10knot) signal of 20[m] range from CPA	59
Fig. 4.9 Ambiguity function result of target(10knot) signal of 50[m] range from CPA	61
Fig. 4.10 Simulation results of doppler shift frequency difference according to receive sensor	63
Fig. 4.11 Simulation results of doppler shift frequency difference according to receive sensor	65
Fig. 4.12 Simulation results of time difference of arrival according to receive sensor	67
Fig. 4.13 Simulation results of time difference of arrival according to receive sensor	69
Fig. 4.14 Simulation results of range estimation according to velocity of acoustic source	70
Fig. 4.15 Simulation results of doppler shift frequency difference according to receive sensor	72
Fig. 4.16 Simulation results of doppler shift frequency difference according to receive sensor	74
Fig. 4.17 Simulation results of time difference of arrival according to receive sensor	76
Fig. 4.18 Simulation results of time difference of arrival according to receive sensor	78

Fig. 4.19 Simulation results of range estimation according to velocity of acoustic source	79
Fig. 4.20 Simulation results of range estimation according to transmit signal bandwidth	81
Fig. 4.21 Simulation results of range estimation error of proposed method	82
Fig. 4.22 Simulation results of range estimation according to velocity of acoustic source	84
Fig. 4.23 Simulation results of range estimation according to velocity of acoustic source	86
Fig. 4.24 Simulation results of range estimation according to transmit signal bandwidth	87
Fig. 4.25 Simulation results of range estimation error of propose method	89



Abbreviations

BPSK	: Binary Phase Shift Key
CPA	: Closet Point of Approach
FDOA	: Frequency Difference of Arrival
PN	: Pseudo Noise
SONAR	: Sound Navigation and Ranging
TDOA	: Time Difference of Arrival
TOA	: Time of Arrival



다중 경로 신호의 도달 주파수 및 시간 차를 이용한 수중 음원 거리 추정에 관한 연구

손 윤 준



수중에서는 공기 중에서의 신호 전달과는 달리 음파에 의해 신호가 전달된다. 또한 음파는 해수면, 해저면, 수온, 염분 등 다양하고, 복잡한 수중 환경 특성으로 인해 직접 혹은 반사 등의 간접 경로로 전달된다.

이런 다양하고, 복잡한 수중 환경에서 잠수함의 생존성과 적 함정으로부터 피탐 위험성의 정도를 파악하기 위해 반드시 수행하는 시험이 수중방사 소음 측정 시험이다. 우리나라에서 건조되는 잠수함은 약 200여 항목 이상의 시험을 수행하여 모든 시험 항목들이 기준을 만족했을 때 비로소 해군에 인도된다. 수중방사 소음 측정 시험도 다른 시험 항

목들과 동일하게 시험만족 여부에 대한 기준들이 있고, 측정을 위한 여러 조건들이 있다. 수중방사 소음 측정을 위한 여러 조건들 중 가장 중요한 것이 측정 센서와 잠수함과의 거리이다. 보통 수중방사 소음의 음원 준위 측정은 측정 센서와 잠수함과의 최근접 점(CPA : Closet Point of Approach) $\pm$ 수 미터 내에서 이루어져야 측정한 음원 준위 값을 유효한 것으로 간주한다. 일반적으로 수상함에서 거리에 대한 조건들을 만족하기 위한 여러 시험 항목에서는 GPS, Radar 정보를 사용한다. 하지만 수중에서는 전파의 전달 특성으로 인해 GPS 혹은 Radar 정보를 이용할 수가 없다. 따라서 거리에 대한 추정을 하기 위해 다른 방법들이 사용되어야 한다.

이에 본 연구에서는 수중방사 소음 측정과 같이 근접 영역에서, 잠수함 측, 측정하고자 하는 수중 음원의 속도, 경로, 측정에 사용되는 수신 센서 수심 등의 정보들을 알고 있을 때 거리를 추정하는 방법을 제시하였다. 수중 음원에서 방사된 소음 신호는 음원의 이동으로 인해 도플러 효과가 발생하게 되고, 수중 환경 특성에 의해 다중 경로 전달 현상이 일어난다. 이 때 다중 경로로 전달되는 신호들은 수신 센서 측면에서 입사각이 다르기 때문에 다른 도플러 천이 주파수 및 다른 도달 시간 차를 갖는 신호를 수신하게 된다. 따라서 이미 알고 있는 정보들을 통해 이론적으로 계산된 다중 경로 신호들의 도플러 천이 주파수 및 다른 도달 시간 차 신호를 추정하여 상호 비교를 통해 오차가 가장 작은 지점을 거리로 추정하는 방법이다. 수신된 신호의 도플러 천이 주파수 및 시간 추정을 위해 서로 다른 도플러 천이 주파수 및 시간에 대응하는 정합필터 뱅크를 구성하고, 수신된 신호를 각 정합필터에 통과시켜 가장 큰 에너지 값을 갖는 정합필터 출력을 찾아 도플러 천이 주파수 및 시간을 추정하는 모호 함수를 사용하였다.

제안한 방법의 타당성을 고찰하기 위해 수중 채널 전달 모델 기반의 모의실험을 수행하였다.

KEY WORDS: FDOA, TDOA, TOA, 음원 거리 추정, 모호 함수

A Study on the range estimation of underwater acoustic source using FDOA and TDOA of multipath signals

Son, Yoon Jun

Department of Radio Communication Engineering
Korea Maritime and Ocean University



Abstract

In the underwater, the signal is transmitted by the sound wave, unlike the signal transmission in the air. In addition, sound waves are transmitted through multipath, either directly or through reflection, due to the variety of underwater environmental characteristics, including sea level, sea floor, water temperature, and salinity.

In such a diverse and complex underwater environment, the test that must be performed to ascertain the extent of the hazard from the survivability and pitfalls of submarines is the measurement of

underwater radiated noise. Submarines built in Korea are subjected to more than 200 tests and delivered to the Navy only when all test items meet the criteria. The underwater radiated noise measurement test also has criteria for satisfying the test and there are several conditions for measurement.

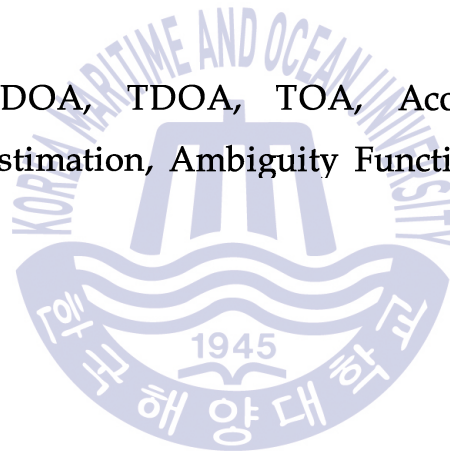
The most important condition for underwater radiated noise measurement is the distance between the sensor and the submarine. Usually, the sound source level measurement of underwater radiated noise should be made within the closest point (CPA: Closet Point of Approach) $\pm$ a few meters between the measurement sensor and the submarine. Generally, GPS and Radar information are used in various tests to satisfy the conditions for distance from the surface ship, but GPS or Radar information can not be used underwater. Therefore, other methods should be used to estimate the distance.

In this study, we propose a method to estimate the distance when knowing information such as speed, path for submarine, depth of receive sensor used for underwater sound source(submarine) to be measured at near distance like underwater radiated noise measurement. The noise signal radiated from the underwater source causes the Doppler effect due to the movement of the sound source, and multipath propagation phenomenon occurs due to the underwater environmental characteristic. In this case, the signals transmitted through the multipath have different Doppler shift frequencies and time difference because the incident angles are different on the side of the receive sensor. Therefore, it is a method to estimate the Doppler shift frequency and time difference of the multipath signal and the Doppler shift frequency and time difference of the received signal which are theoretically calculated through already known

information, and estimate the point with the smallest error through mutual comparison. In order to estimate the Doppler shift frequency and time difference of the received signal, a matched filter bank corresponding to different Doppler shift frequencies is constructed. The received signal is passed through each matched filter to find a matched filter output having the largest energy value to obtain a Doppler shift frequency and time difference of arrival that we use the estimated ambiguity function.

Simulation based on the underwater channel model confirmed the performance of the proposed method.

KEY WORDS: FDOA, TDOA, TOA, Acoustic source range estimation, Ambiguity Function



제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

전장 환경 변화 및 미래의 해양 자원 개발을 위해 전 세계적으로 해양의 중요성이 커지고 있다. 또한 해양 분쟁 대비와 자국 선박의 안전한 해상 교통로 확보 등을 위해 세계 여러 국가들이 해군 전력, 특히 잠수함 전력을 증강시키고 있다. 이에 우리나라 역시 대양 해군 지향 및 북한 잠수함의 위협으로부터 국가 안보를 위해 기술협력에 의해 건조하고 있는 장보고-II급 잠수함을 넘어서는 장보고-III급 잠수함을 독자 기술력으로 국내 조선소에서 건조하고 있다.

공중 및 지상에서의 레이더 기술 발전 추세와 마찬가지로 수중에서도 신호처리, 음향탐지, 센서 기술 등 수중의 위협 세력으로부터 자함의 생존성 확보 및 우군의 주요 항만시설 등을 보호하기 위한 여러 기술들이 발전하고 있다. 공중 및 지상에서는 표적의 위치를 탐지하기 위해 보통 전자파를 이용한 레이더 기술을 사용하지만 수중에서는 전자파 신호의 급격한 감쇄로 인해 사용할 수가 없다. 대신 수중에서는 원거리 전파가 가능한 음파를 이용하여 표적 즉, 수중 음원의 위치를 탐지하는데, 보통 소나(Sound Navigation And Ranging)를 주로 사용한다.[1-9]

소나를 이용한 탐지는 수중 음원에서 발생하는 수중방사 소음을 측정함으로써 가능하다. 소나는 내부 구성 시스템에 따라 능동 소나와 수동 소나로 분류된다. 능동 소나는 내부 구성 시스템이 송신부와 수신부로 나뉘어져 있고, 송신부에서 이미 알고 있는 음파를 송신하여 수중 음원에 반사된 반향신호로 수중 음원의 위치를 추정하는 소나이다. 수동 소나는 내

부 구성 시스템에 송신부는 없고, 오로지 수신부를 통해 수신되는 신호만을 분석하여 수중 음원의 위치를 찾는 소나를 말한다.

소나를 탑재하는 플랫폼(Platform)에는 잠수함과 수상함이 있으며, 작전 혹은 상황에 따라 능동 및 수동의 다양한 형태로 운영되고 있다. 수상함에서 사용되는 대표적인 소나에는 HMS(Hull Mount Sonar), TAS(Towed Array Sonar)가 있다. HMS는 수상함의 선저 바닥에 돌출되게 설치하여 이용하는 능동 소나이고, TAS는 수상함 함미 끝 내부 격실에 설치되어 있는 TAS 원치를 통해 길게 예인하면서 자함의 소음을 최대한 배제하고, 탐지 능력을 극대화한 수동 소나이다. 수상함은 추진 및 보조 기계류의 기계 소음과 고유 진동을 가진 프로펠러 소음이 이미 노출되어 있기 때문에 수동 소나 보다는 주로 능동 소나를 많이 사용한다.

잠수함은 수중에서 발생하는 모든 기계류 소음, 프로펠러 소음, 능동 음파 신호 탐지 및 추적 기능 등을 수행하여야 하기 때문에 서로 다른 주파수 대역에서 발생하는 다양한 소음을 탐지할 수 있도록 여러 종류의 소나를 탑재하고 있다. 잠수함에서 사용되는 대수중 음원인 소나에는 BPS(Bowed Passive Sonar), PRS(Passive Range Sonar), TAS(Towed Array Sonar), CTA(Cylindrical Transmitter Array)가 있다. BPS는 잠수함의 선체 앞쪽에 설치되어 수중 음원 탐지 및 식별에 운용되는 수동 소나, PRS는 잠수함 좌·우현 선체 측면에 설치되어 수중 음원의 거리 및 방위를 탐지하는 수동 소나, TAS는 수상함과 마찬가지로 함 뒤쪽에서 예인하면서 이용하는 수동 소나, CTA는 함교 Sail에 설치되어 이용하는 능동 소나이다. 잠수함은 자함의 은밀성이 곧 생존성과 직결되기 때문에 수상함과는 반대로 수동 소나를 주로 운용하고, 자함의 수중방사 소음 측정 및 그에 대한 분석은 해군의 작전 운용에 있어 매우 중요한 요소로 인식되고 있다[1].

우리나라에서 수중방사 소음 측정 시험은 수신 센서와의 최근접 지점(CPA : Closet Point of Approach)을 수중 음원이 통과할 때의 소음 준위를 측정한다. 따라서 수신 센서와 최근접 지점에 대한 거리 정보가 매우 중요하다.

1.2 연구 목적

우리나라에서 건조되는 잠수함은 약 200여 항목 이상의 정박 및 해상 시험을 통해 모든 기준이 만족할 경우 해군에 인도되고 있다. 200여 항목 이상의 시험 중 다수의 항목들이 잠수함의 생존성과 연관되지만 그 중에서 수중방사 소음 측정 시험은 잠수함의 은밀성 측면에서 가장 중요한 시험이다.

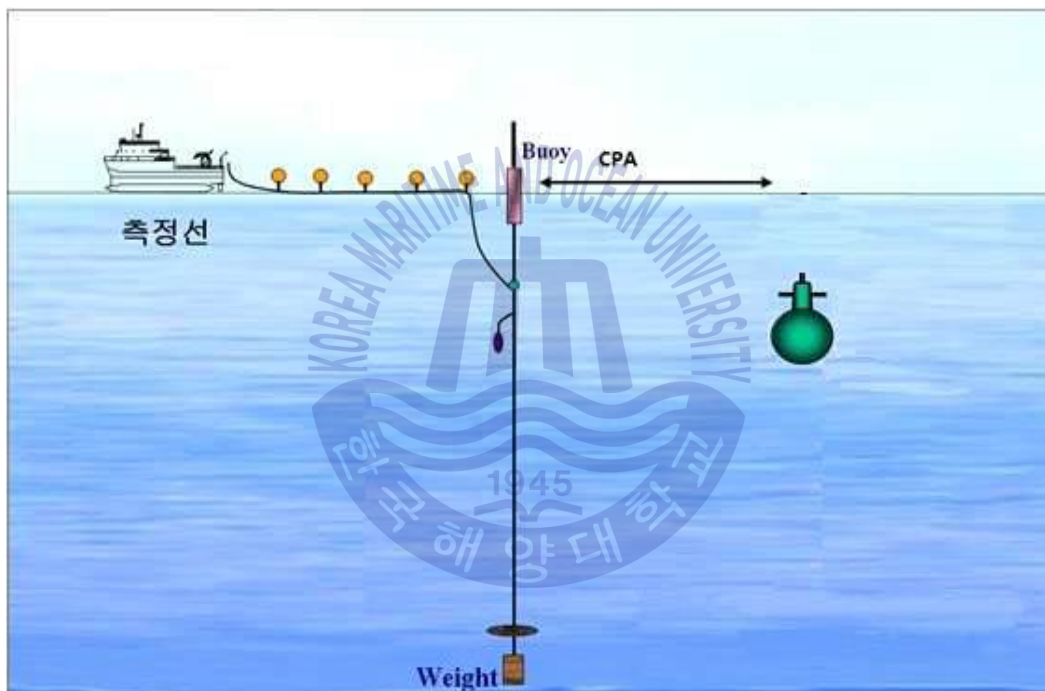


Figure 1.1 수중방사 소음 측정 개념도

Figure 1.1 Concept of waterborne sound measurement

잠수함의 수중방사 소음 측정 시험 목적은 적 세력으로부터의 피탐 위험성을 파악하여 작전에 활용하기 위한 것으로 그 측정 방법은 그림 1.1과 같다. 측정선으로부터 일정거리 떨어진 곳에 부이를 사용하여 수신 센서를 특정 심도에 고정 설치하고, 소음 측정 대상의 잠수함이 수신 센서와 시험 기준이 되는 특정 CPA 거리를 통과할 때 음원 준위를 측정하는

것이다. 이 때 잠수함과 수신 센서의 CPA 지점에 대한 거리는 매우 중요한 요소로서, 시험 기준에 있어서도 거리에 대한 범위가 CPA로부터 $\pm$ 수 미터내로 유지해야 하는 조건이 있다.

잠수함의 수중방사 소음 측정 시험에서 위 그림과 같이 CPA로부터 거리 조건을 확인하기 위한 가장 좋은 방법은 GPS를 사용하는 것이다. 하지만 수중에서는 GPS를 운용할 수 없으므로 거리에 대한 확인을 위해 다른 산출 방법이 필요하다.

수중에서의 거리 추정에는 앞서 기술한 것과 같이 소나를 이용하는 것이다. 일반적으로 수중에서 소나를 이용하여 거리를 추정하는 방법에는 센서에 수신된 신호의 상호 상관을 이용하여 수중 음원에서 방사된 신호의 도달 시간차를 추정하고, 이를 신호 파면의 곡률을 이용하는 방법이 있다 [3]. 이 방법은 정확한 도달 시간차를 추정하기 위해 높은 샘플링 주파수가 필요하고, 다중경로 전달과 해수면의 시 변동 상태에 따라 높은 정밀도를 갖는 시간 동기화 과정이 필요하다. 또한 수중 음원의 이동성으로 인해 발생하는 도플러 천이 주파수 고려하여 상호 상관도를 구해야하기 때문에 많은 계산량이 수반되는 단점이 있다[3-6]. 또 다른 방법으로는 공간 스펙트럼을 이용하는 것으로 공간영역에서의 상관도를 분석하여 높은 에너지를 가지는 지점을 수중 음원 위치로 추정하는 방법이 있다. 근거리에서 공간영역 상관은 초점 빔 형성기를 이용하여 구하는데 지연 합 방법(Delay and Sum)[11], MVDR(Minimum Variance Distortionless Response)[12], MUSIC(Multiple Signal Classification)[13] 등이 일반적인 초점 빔 형성 방법이다. 초점 지연 합 방법은 각 수신 센서로 입사되는 신호와 가정된 수중 음원의 위치로부터 생성되는 방향 벡터 사이의 상호 상관도를 구하는 것으로 다른 방법에 비해 구현은 간단한 장점이 있다. 하지만 간섭 신호가 존재하는 환경에서는 성능이 떨어지는 단점이 있다. 초점 MVDR 빔 형성은 정해진 위치에서 들어오는 신호의 이득을 1로 하면서 빔 출력을 최소로 하는 방법으로 간섭 신호 제거가 쉽지만 데이터 처리 과정에서 공분산(Covariance) 행렬의 역행렬을 구하는 과정이 있어 지

연 합 방법보다 상대적으로 계산량이 많은 단점이 있다. 초점 MUSIC 방법은 도래하는 신호의 방향 벡터와 신호의 잡음 부공간의 고유 벡터가 서로 직교하는 성질을 이용한 기법으로 이 방법 또한 공분산 행렬의 고유치 분해(Eigenvalue Deomposition) 과정이 필요하므로 지연 합 방법보다 많은 계산량을 필요로 한다. 따라서 근접 거리에서 측정하는 수중방사 소음 시험의 경우에 거리 추정의 신뢰도를 확보하기 위해 수동 소나 방법보다는 특정 신호를 미리 설계하여 송신하는 능동 소나 방법이 더 효율적이다.

이에 본 연구에서는 수중 음원의 거리 추정을 위해 다음과 같은 방법을 제시하였다. 이미 알고 있는 신호를 설계하고, 이 설계된 신호를 수중 음원으로부터 송신할 경우 수중 음원의 이동으로 인해 도플러 효과가 발생하고, 또한 수중 음파 전달 특성상 발생하는 다중 경로로 인해 수신 센서 측면에서 수신된 신호는 다른 도플러 천이 주파수 및 다른 도달 시간 차를 갖는 신호가 입사하게 된다. 따라서 서로 다른 도달 도플러 천이 주파수와 서로 다른 도달 시간 신호들의 차이를 추정하고, 알고 있는 측정 조건 정보들 즉, 수신 센서 위치, 수중 음원 속도, 이동 경로 정보들을 이용하여 이론적으로 계산된 도플러 천이 주파수 및 도달 시간 신호들의 차이를 상호 비교하여 그 결과 값이 최소가 되는 지점을 수중 음원의 거리로 추정하는 것이다[16-19]. 수신 센서에 수신된 신호들의 도플러 천이 주파수와 시간 추정은 서로 다른 도플러 천이 주파수 및 시간에 대응하는 정합 필터 뱅크를 구성하고, 수신된 신호를 각 정합필터에 통과시켜 가장 큰 에너지 값을 갖는 정합필터 출력을 찾아 도플러 천이 주파수 및 시간을 추정하는 모호 함수를 이용하였다[18]. 제안한 연구 내용의 성능을 확인하기 위해 수중 채널 전달 모델에 기반한 모의실험을 통해 그 타당성을 검증하였다.

1.3 논문 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다.

제 1장에서는 본 연구의 배경과 목적을 기술하였고, 제 2장에서는 수중 신호의 전달 특성과 수중 음원의 위치를 추정하는 몇 가지 방법들을 살펴 보았다.

제 3장에서는 본 연구에서 제시하고자 하는 다중 경로 신호의 도달 주파수 차를 이용한 수중 음원의 거리 추정 방법을 기술하였다.

제 4장에서는 제 3장에서 기술한 내용의 타당성을 고찰하기 위해 모의 실험을 수행하여 그 결과를 분석하였다.

마지막으로 제 5장에서는 본 연구의 결과를 요약하고, 향후 연구 계획을 작성하였다.



제 2 장 수중음향 환경

2.1 수중 신호의 전달 특성

수중에서의 신호 전달은 공기중에서 신호 전달과는 달리 음파에 의해 신호가 전달된다. 이 음파는 보통 1,500[m/sec]의 느린 속도를 가지고 있으며, 제한된 주파수 대역을 가지고 있다. 또한 수중에서의 신호 전달은 많은 환경적인 변수들에 의해 제약을 받게 된다. 대표적인 환경적 변수에는 바람에 의한 해수면에서의 반사 및 산란, 수심에 따른 음파 속도 즉 음속 구조의 특성이 존재하고, 온도, 염분, 해저 지형에 의한 신호 손실, 흡수 손실, 잡음 등이 있다. 이러한 환경적인 변수들은 원활한 신호의 송·수신을 위해 신호처리 시 고려해야 하는 요소이기도 하다. 위와 같은 변수들이 포함된 수중에서의 음파 속도에 관한 수식은 식(2.1)과 같이 표현된다[21-22].

$$c = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.01T)(S - 35) + 0.016z \quad (2.1)$$

이때 T 는 수온[°C], S 는 염분[PPT], z 는 수심[m]을 의미한다.

다음으로 수중에서의 신호는 송·수신 과정에서 발생하는 전달 손실, 해수면과 해저면 반사 즉 다중경로(Multi-path)에 의한 시간 확산과 도플러 확산 현상으로 송신했던 신호에 비해 수신측에서는 왜곡된 신호를 수신하

게 되는 현상이 존재하게 되는데 각각에 대해 좀 더 세부적으로 살펴보게 되면 다음과 같다.

먼저 전달 손실은 신호가 Omni 방향으로 퍼져 나감으로써 생기는 확산 손실과 신호의 에너지가 매질로 흡수되는 흡수 손실에 의해 발생된다. 따라서 전달 손실은 전송되는 경로가 직행하는 기본적인 전송방식에서 $20\log R$ 로 거리 R 에 대해 표현할 수 있는데 여기에 앞서 기술한 흡수 손실도 고려되므로 전달 손실은 식(2.2)와 같이 표현할 수 있다.

$$TL(f) = 20\log R + \alpha(f)R \quad (2.2)$$

위의 식에서 R 은 수신측과의 거리를 나타내고, 흡수로 인한 손실은 주파수 f 에 영향을 받는다. $\alpha(f)$ 는 dB/km 단위로 흡수 계수로써 Throp의 경험식에 따라 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\alpha(f) = 0.11 \frac{f^2}{1+f^2} + 44 \frac{f^2}{4100+f^2} + 2.75 \cdot 10^{-4} f^2 + 0.003 \quad (2.3)$$

식(2.2)에는 포함되지는 않았으나 전달 손실에는 해수면의 기포 등에 의해 발생하는 산란 손실도 포함된다. 하지만 산란 손실은 예측이 힘들어 일반적인 전달 손실 식에서는 고려되지 않지만 해수면의 산란 손실은 식(2.4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\alpha_s = -10\log[1 - 0.0234(f \cdot H)^{\frac{3}{2}}] \quad (2.4)$$

여기서 f 는 신호 주파수[kHz], H 는 평균 파고[ft]이다.

해저면에서의 산란 손실 α_b 은 반사 계수로 표현되는데, 서로 다른 매질

1과 매질 2의 임피던스를 Z_1, Z_2 라 할 때 반사 계수는 다음과 같이 표현된다.

$$\Gamma = \frac{Z_2/Z_1 \sin\theta_i - \sin\theta_t}{Z_2/Z_1 \sin\theta_i + \sin\theta_t} \quad (2.5)$$

여기서 θ_i 는 입사각, θ_t 는 투과 각이다.

다음으로 다중 경로(Multipath) 전달 현상은 수심이 깊은 심해보다는 천해에서 두드러지며 해수면과 해저바닥의 경계면에서 신호가 반사되면서 발생한다. 이런 반사된 신호는 다양한 경로로 수신측에 도달하게 되고, 수중 신호 전달 과정에서 성능 저하의 주된 요인이 된다. 그림 2.1과 같이 수중 신호 즉 음파가 전달되는 과정에서 수신기로 직접 도달하는 직접파와 해수면과 해저면으로부터 반사(reflection) 혹은 산란(scattering)되어 발생하는 잔향(reverberation) 현상이 존재하게 된다. 또한 수심에 따라 달라지는 수온 특성에 의해 음파의 전달 경로가 달라지는 Ray bending 현상도 다중 경로를 만들게 된다. 일반적으로 수직(vertical) 채널의 경우 대부분 해수면 후방 산란에 의해 짧은 시간의 다중 경로 확산이 생기는 반면 수평(horizontal) 채널의 경우 매우 긴 다중 경로 확산이 생길 수 있다. 천해에서는 직접파와 대부분 해수면과 해저면의 잔향에 의한 다중경로 전달 신호가 합해져서 수신되며, 이는 대부분 Ray bending 현상에 의해 발생한다[23-25].

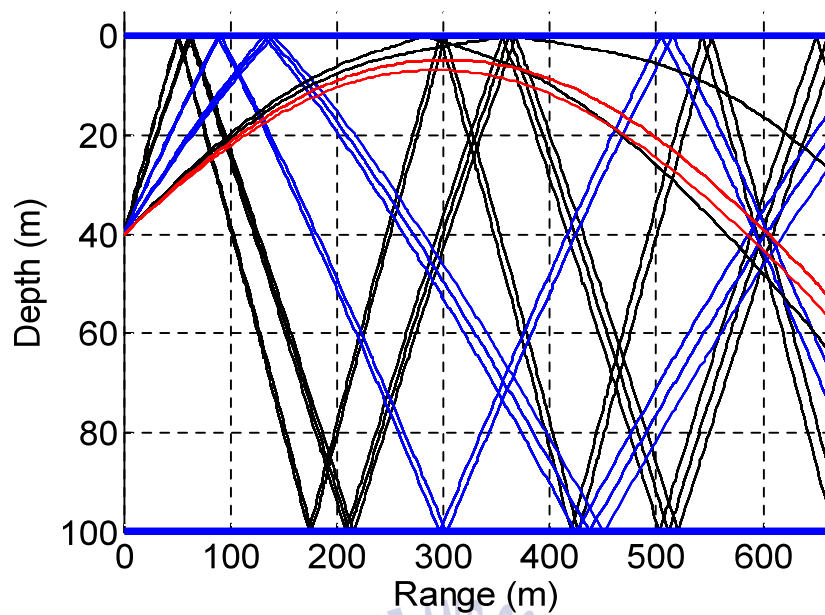


그림 2.1 다중 경로 전달 예시(천해)

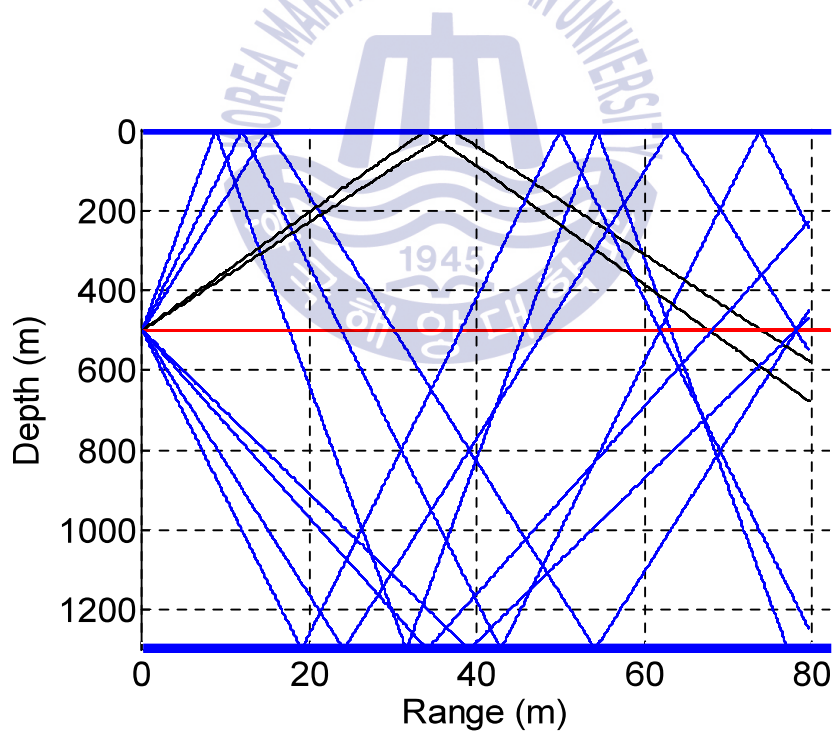


그림 2.1 다중 경로 전달 예시(심해)

Fig. 2.1 Example of multipath propagation(shallow & Deep water)

마지막으로 도플러 효과는 송신하는 음원과 수신측 상호간의 상대속도에 따라 신호의 주파수가 달라지는 현상이다. 음파와 같이 매질을 통해 전달되는 경우에는 음원과 수신기의 매질에 대한 상대속도에 따라 변하게 되는데 이런 도플러 효과는 공기 중에서의 무선통신에 사용되는 전파에 비해 상대적으로 매우 느린 전달 속도를 가진 음파 특성으로 인해 수중에서의 신호 송·수신 시스템 성능에 상당한 영향을 미친다. 특히 파도 혹은 조류에 의한 송·수신기의 움직임은 다중 경로 전달에 도플러 효과까지 더해져 더 복잡한 송·수신 채널 구조를 생성하게 되고, 결국 이것은 도플러 효과에 의해 신호의 주파수가 변동되고 퍼지는 도플러 천이 현상으로 이어진다. 만약 송·수신기간의 상대속도가 일정하면 도플러 천이 주파수 또한 일정하기 때문에 단일 주파수 천이만 발생하지만 도플러 주파수가 시간에 따라 변화한다면 연속적인 주파수 천이를 발생시키게 된다. v 의 속도로 이동하는 송신측으로부터 전송된 송신신호가 고정된 단일 센서의 수신측에 수신되면서부터 나타나는 도플러 천이 주파수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$f_d = f_c \frac{v}{c} \cos \theta \quad (2.6)$$

이때 f_c 는 송신 신호의 중심주파수이며, θ 는 이동하는 송신측과 고정된 수신측 센서간의 각도를 의미한다.

2.2 수중 음원의 위치 추정

수중 음원이 원거리에 있게 되면 수신 센서 배열에 도달하는 신호의 파면은 일반적으로 평면파(Plane wave)로 가정하므로 비교적 간단하게 신호 전달 모델링 구현이 가능해진다. 그러나 수중 음원이 근거리에 있을 경우에는 평면파가 아닌 구면파(Spherical wave)의 형태로 수신 센서 배열에 수중 음원의 신호가 도달하게 되므로 원거리 조건에서의 평면파와 동일하게 신호 전달 모델링을 구현해서는 오차가 많이 발생한다[26-28]. 따라서 근거리에서의 수중 음원에 대한 거리 추정 분석을 위해서는 필수적으로 원거리와는 다른 근접장에서의 신호 전달 모델링 구현이 필요하다. 근거리와 원거리를 구분하는 절대적인 기준은 모호하지만, 보통 식 (2.7)를 기준으로 원거리와 근거리를 구분한다[14,15,42,43].

$$R = 2L^2/\lambda \quad (2.7)$$

여기서 L 은 전체 수신 센서 배열 길이이며, λ 는 파장이다.

근접장에서 수신되는 수중 음원 신호의 모델링을 그림 2.3에 나타내었다.

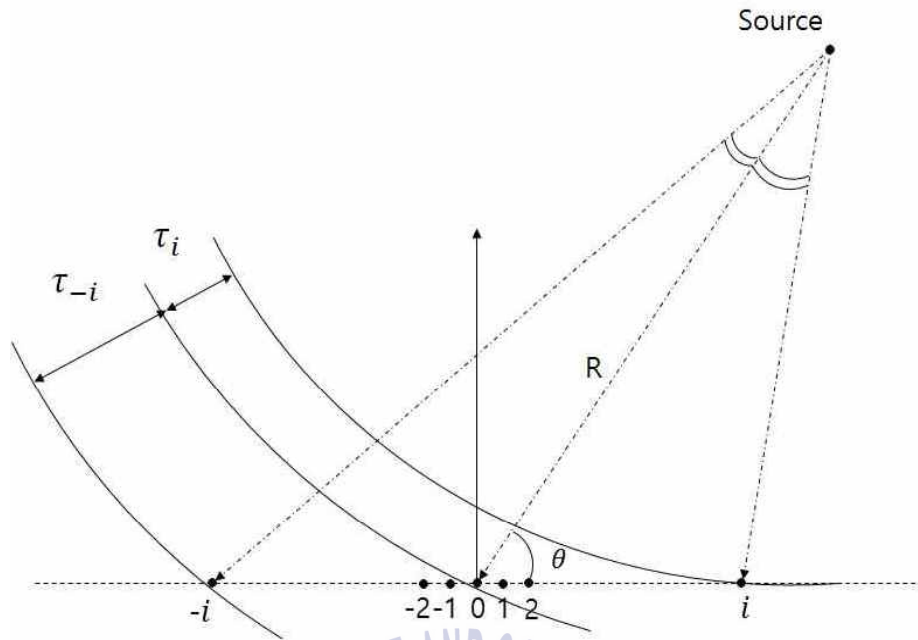


그림 2.2 근접장에서의 수신 신호 모델링

Fig. 2.2 Receive signal modelling in near-field

신호원과 기준 수신 센서가 이루고 있는 거리 및 방위각을 R 및 θ 로 가정한다면, N 개의 센서에 수신되는 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다 [8].

$$x_i(t) = s(t + \tau_i) + n_i(t) \quad (2.8)$$

여기서 $s(t)$ 는 수중 음원에서 방사되는 신호이고, n_i 는 i 번째 수신 센서에 더해지는 백색 가우시안 잡음이다. τ_i 는 i 번째 수신 센서와 기준 수신 센서 사이의 도달 시간 차이며 다음과 같이 구해진다.

$$\tau_i = (\sqrt{d_i^2 + 2d_i R \cos(\theta) + R^2} - R)/c \quad (2.9)$$

여기서 d_i 는 기준 수신 센서와 i 번째 수신 센서 사이의 거리이다.

근접장에서 수중 음원의 위치를 추정한다는 것은 수중 음원의 방위각 및 거리를 찾는 것을 의미하며, 대표적인 수중 음원의 위치 추정 방법에는 삼각 측량법(Triangulation Method), TDOA(Time Difference of Arrival) 추정에 기반한 파면 곡률법(Wavefront Curvature Method), 초점 빔 형성 기법 및 TOA(Time Of Arrival)에 의한 수중 음원 위치 추정 방법 등이 있다[29-38].



2.2.1 삼각 측량법(Triangulation Method)에 의한 수중 음원 위치 추정

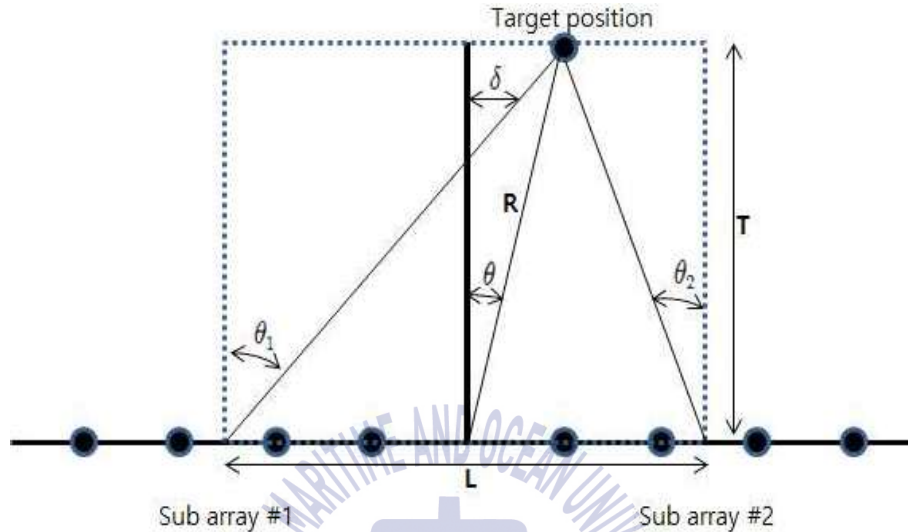


그림 2.3 삼각 측량법

Fig. 2.3 Triangulation method

삼각 측량법은 그림 2.4와 같이 센서 배열을 두 그룹으로 나눈 후 원거리 빔 형성 기법을 사용한다. 수중 음원이 수신 센서 배열의 길이에 비해 충분히 근거리 있다고 가정하고, 각각의 그룹으로 나뉘어진 부 배열에서 수중 음원 신호의 DOA(Direction of arrival)를 처리할 경우, 서로 다른 θ_1 과 θ_2 로 추정한다. 추정된 θ_1 과 θ_2 를 삼각 기법을 이용하여 수중 음원의 방위각 θ 와 거리 R 을 아래 식과 같이 유도할 수 있다.

$$L = T \tan(\theta_1) + T \tan(\theta_2) \quad (2.10)$$

$$T = \frac{L}{\tan(\theta_1) + \tan(\theta_2)} \quad (2.11)$$

여기에서 L 은 두 개의 부 배열 중심 사이의 거리이고, T 는 수중 음원과

수신 센서 배열의 기준선과 이루는 높이를 의미한다. δ 는 수신 센서 배열 중심에서의 수직선과 수중 음원까지의 거리이며, 식(2.12)로 나타낼 수 있다.

$$\delta = \tan(\theta_1) \cdot \frac{L}{2} \quad (2.12)$$

식(2.10)와 (2.11)를 통해 T 와 δ 를 구한 후 식(2.13)와 (2.14)을 통해 R 과 θ 를 구할 수 있다.

$$R = \sqrt{T^2 + \delta^2} \quad (2.13)$$

$$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{T}{R}\right) \quad (2.14)$$

삼각 측량법은 다수의 수중 음원이 존재할 경우 원거리 빔 패턴 상에 여러 개의 peak들이 존재하게 된다. 이 경우 적절하게 각각의 peak들을 묶어 실제 수중 음원의 위치를 추정해야 하며, 근접한 방위를 갖는 경우 오차가 발생할 확률이 높다. 또한 수중 음원의 방위각 추정 성능에 따라 위치 추정 오차가 결정되는데 특히, 근접장에서 원거리 빔 형성 기법을 적용할 경우 방위각 추정 오차가 커지므로 이는 거리 추정 오차에 영향을 미치게 되는 단점이 된다.

2.2.2 파면 곡률법(Wavefront Curvature Method)에 의한 수중 위치 추정

근접장에서 수중 음원의 위치를 추정하는 다른 방법으로는 TDOA(Time Difference of Arrival)에 기반한 파면 곡률법이 있다. 이 방법은 3개의 부배열 그룹을 만들어서 각각 원거리 빔 형성을 하여 구한 3개의 빔 출력을 가지고 각 부배열에 도달하는 신호의 시간 차를 추정하는 방법이다. 일반적으로 TDOA의 $\Delta\tau_1$ 와 $\Delta\tau_2$ 는 상호 상관(Cross correlation)으로 구한다.

아래 그림 2.5와 같이 부배열 그룹을 구성하였다면 가운데 부배열 그룹과 남은 두 부배열 사이의 거리를 각각 L_1 , L_2 라 하고, 각 부배열에서 발생하는 도달 시간차를 $\Delta\tau_1$ 과 $\Delta\tau_2$ 라 정의한다.

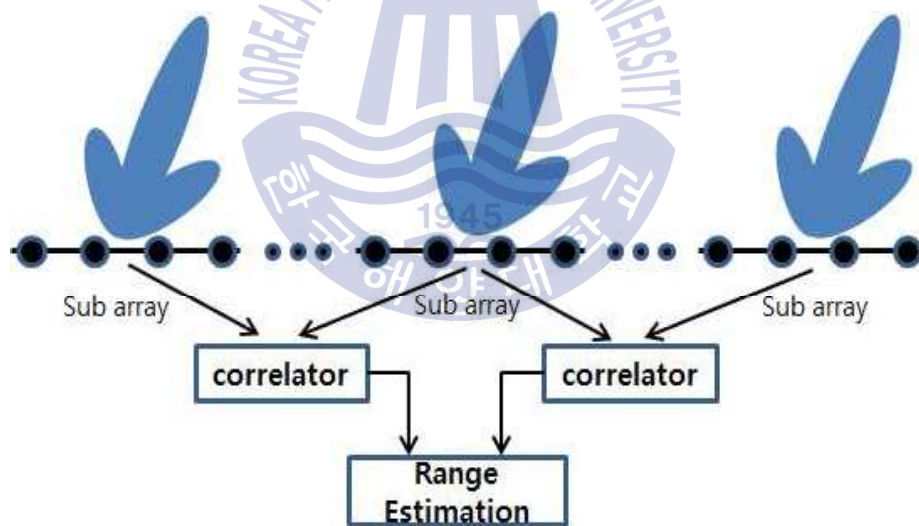


그림 2.4 파면 곡률법의 개념

Fig. 2.4 concept of wavefront curvature method

$\Delta\tau_1$ 과 $\Delta\tau_2$ 는 다음의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\Delta\tau_1 = \frac{-R + (R^2 + L_1^2 - 2RL_1\cos(\theta))^{1/2}}{c} \quad (2.15)$$

$$\Delta\tau_2 = \frac{R - (R^2 + L_2^2 + 2RL_2\cos(\theta))^{1/2}}{c} \quad (2.16)$$

여기에서 R 은 기준 수신 센서와 수중 음원 사이의 거리이다. 위 식은 비선형 방정식이므로 이 방정식을 풀기 위해 다음 식으로 표현 가능하다.

$$c\Delta\tau_1 = -R + R\left(1 + \frac{L_1^2}{R^2} - \frac{2L_1}{R}\cos(\theta)\right)^{1/2} \quad (2.17)$$

$$c\Delta\tau_2 = R - R\left(1 + \frac{L_2^2}{R^2} + \frac{2L_2}{R}\cos(\theta)\right)^{1/2} \quad (2.18)$$

$|x| < 1$ 일 때, $\sqrt{1+x}$ 의 테일러 급수로 식(2.21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sqrt{1+x} \approx \left(1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} \dots\right) \quad (2.19)$$

여기에서, 식(2.19)의 3차 항까지 식(2.17)의 $x = ((L_1^2/R^2) - (2L_1/R)\cos(\theta))$ 와 식(2.18)의 $x = ((L_2^2/R^2) + (2L_2/R)\cos(\theta))$ 바꿔 다음 식으로 다시 표현할 수 있다.

$$c\Delta\tau_1 = -L_1\cos(\theta) + \frac{1}{2} \frac{L_1^2}{R} \sin^2(\theta) \quad (2.20)$$

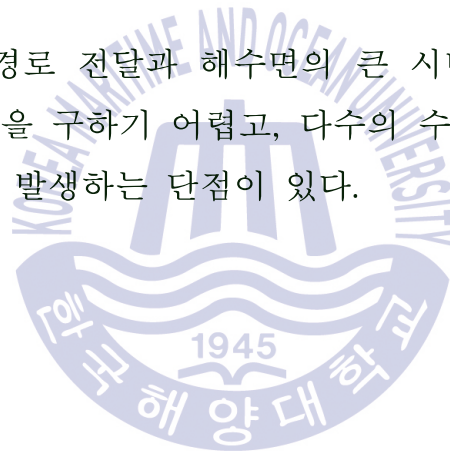
$$c\Delta\tau_2 = -L_2 \cos(\theta) - \frac{1}{2} \frac{L_2^2}{R} \sin^2(\theta) \quad (2.21)$$

식(2.20)와 (2.21)을 연립하여 풀면 아래처럼 R 과 θ 로 정리할 수 있다.

$$R = \frac{L_1 L_2 (L_1 + L_2) \sin^2(\theta)}{2c(L_2 \Delta\tau_1 - L_1 \Delta\tau_2)} \quad (2.22)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left| \frac{c(L_2^2 \Delta\tau_1 + L_1^2 \Delta\tau_2)}{-L_1 L_2 (L_1 + L_2)} \right| \quad (2.23)$$

과면 곡률법은 다중경로 전달과 해수면의 큰 시변동성 등의 문제로 정확한 도달 시간 차 값을 구하기 어렵고, 다수의 수중 음원일 경우 상관도 추정 과정에 어려움이 발생하는 단점이 있다.



2.2.3 초점 빔 형성 기법에 의한 수중 음원 위치 추정

2차원 평면상에서 수중 음원 신호를 수신하기 위한 센서들이 등 간격 및 선형으로 배치되어 있고, 같은 평면상에 수중 음원이 위치한다고 가정하면 초점 빔 형성기는 수중 음원의 위치를 찾기 위해 그림 2.6과 같이 관심 영역을 정한 뒤 일정한 구간으로 나누어 셀을 설정한다. 그리고 각각의 셀에 맞는 지연-합 빔 형성기를 설계한 뒤 출력의 파워를 계산하여 음원의 위치를 찾게 된다.

각 셀에 해당 하는 지연-합 빔 형성기는 그림 2.7과 같이 구성된다. 각각의 센서에 수신된 신호는 셀 위치에 따라 발생하는 시간 지연차를 보정하고, 다시 합성하는 과정을 통해 빔 출력을 얻을 수 있다. 센서에 수신되는 신호는 식(2.8)로 구할 수 있고, 초점 빔 형성기의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다[11].

$$\begin{aligned} y_{FB}(r_{nf}, \theta_{nf}) &= \sum_{i=0}^{N-1} w_i s_i(t - T_i) \\ &= W^H S(t). \end{aligned} \quad (2.24)$$

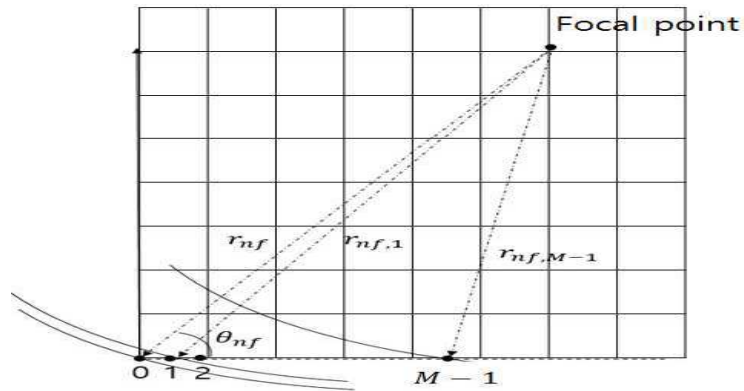


그림 2.5 초점과 센서 사이의 거리

Fig. 2.5 The range between focal point and receive sensor

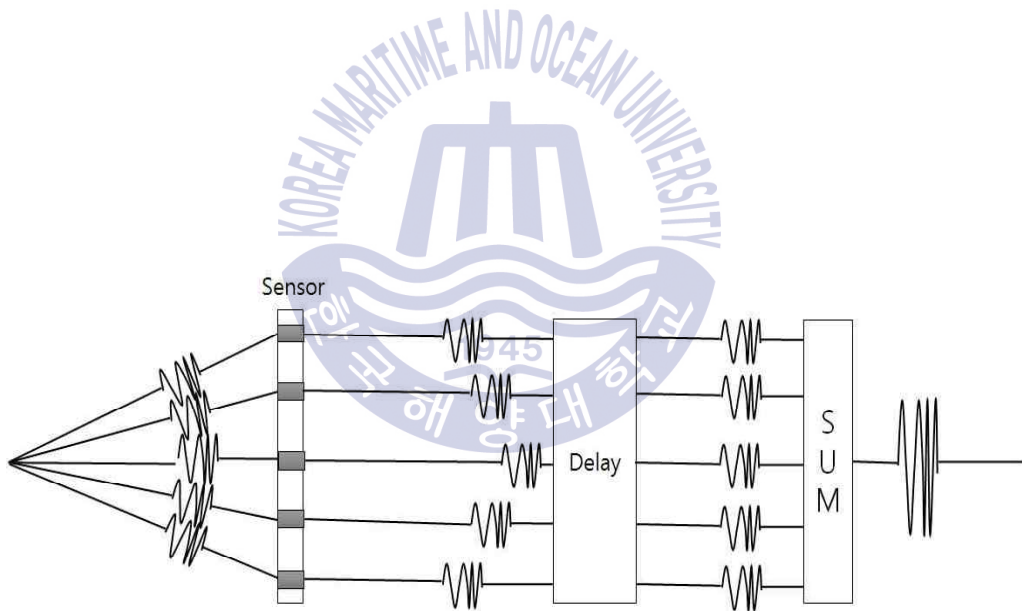


그림 2.6 초점 빔 형성기

Fig. 2.6 Focused beamformer

여기서 r_{nf} 와 θ_{nf} 는 초점 빔을 형성하는 셀의 극좌표계이며 w_i 는 가중치이다. T_i 는 초점 빔을 형성하는 위치와 센서 사이의 시간 지연으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_i = (r_{nf} - r_{nf,i})/c \quad (2.25)$$

$$r_{nf,i} = \sqrt{(dm_i - x)^2 + y^2}. \quad (2.26)$$

여기서 d 는 센서 사이의 거리이고, m_i 는 센서의 색인에 해당한다. x 와 y 는 초점 빔을 형성하는 셀의 극좌표를 직교좌표로 변환 한 것이다. 각 셀의 빔 형성기 출력 파워는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{FB} &= E\{|y_{FB}|^2\} \\ &= E\{W^H S(t) S(t)^H W\} \\ &= W^H R W \end{aligned} \quad (2.27)$$

여기서 $E\{\cdot\}$ 는 기대값(expected value)이고, R_{cov} 는 공분산 행렬이다.

행렬 R_{cov} 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{cov} = E\{S(t) S(t)^H\}. \quad (2.28)$$

식(2.22)는 다음과 같이 각각의 센서들에 수신된 신호 벡터로부터 구성된 샘플 공분산 행렬들의 평균으로 추정한다.

$$\hat{R}_{cov} = \frac{1}{u} \sum_{t=0}^{u-1} S(t) S(t)^H \quad (2.29)$$

2.2.4 TOA(Time of Arrival)에 의한 수중 음원 위치 추정

TOA는 송신측에서 발신한 신호를 수신측에서 수신하기까지의 시간에 전파 혹은 음파의 전달속도를 곱하여 위치를 추정하는 개념으로 관련 수식은 아래와 같다.

$$r_l = f(x) + n \quad (2.30)$$

여기서 x 는 추정해야 할 표적의 위치, r 은 측정 벡터, n 은 부가적인 zero-mean 잡음 벡터, $f(x)$ 는 x 의 비선형 함수를 의미한다.

TOA는 표적과 수신기 사이를 이동하는 신호의 단방향 전파 시간을 말한다. 이것은 송신측과 모든 수신측이 시간 도달 정보를 측정하기 위해 정확하게 시간 동기(Time Synchronization)가 이루어져 있다는 것을 의미한다. 계산된 TOA는 일반적으로 앞서 말했듯이 공기중에서는 전파속도, 수중에서는 음파 전달속도와 곱해져서 송신측과 수신기 사이의 거리를 측정하는 것이다. 측정된 TOA는 수신기에서 중심을 지닌 원을 나타내며, 송신측은 2차원 공간에서 원주 위에 있어야 한다.

잡음에 영향이 없다는 가정하에 TOA로부터 얻은 3개 이상의 원은 표적의 위치를 나타낸다.

그림 2.7은 TOA에 기반한 위치 추정의 기하학적인 구조를 나타낸다.

그림 2.7과 같이 TOA를 이용한 위치 추정을 하기 위해서는 적어도 3개 이상의 수신기가 필요로 한다. 3개 미만의 수신기를 사용할 경우에는 공통의 교차점이 2개가 생기게 때문에 정확한 위치를 추정할 수 없다. TOA는 원주상의 거리를 표현하는 것으로 원형 방적식으로 나타낼 수 있고, 최적화 기준에 따라 송신측의 위치는 알고 있는 센서들의 위치 정보로부터 추정될 수 있다.

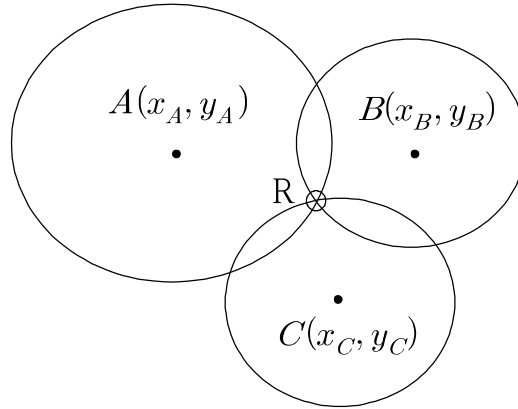


그림 2.7 TOA 기반 위치 추정에 대한 기하학적 구조

Fig. 2.7 Geometric structure for TOA-based location estimation

TOA 측정 모델은 다음과 같다. $x_l = [x_l, y_l]^T$ 을 l -번째 센서 좌표라 하고, $l = 1, 2, \dots, L$ 이다. $x = [x, y]^T$ 는 추정할 표적의 위치이다. 수신기의 수 L 은 3 이상이어야 한다. 표적과 센서 사이의 거리는 R_l 로 표시된다.

$$R_l = \|x - x_l\| = \sqrt{(x - x_l)^2 + (y - y_l)^2}, l = 1, 2, \dots, L \quad (2.31)$$

표적은 시간 0에서 신호를 전송하고 l -번째 센서는 시간 t_l 에서 신호를 수신한다. 즉, $\{t_l\}$ 은 TOA이고, 다음의 t_l 과 R_l 사이의 간단한 관계로 표현된다.

$$t_l = \frac{R_l}{c}, l = 1, 2, \dots, L \quad (2.32)$$

실제 TOA 값 추정에 있어서 측정 오류가 발생하기 쉽다. 결과적으로 t_l 에 c 를 곱한 것에 기초한 거리 기반 측정은 다음과 같이 모델링된다.

$$r_{TOA,l} = R_l + n_{TOA,l} = \sqrt{(x-x_l)^2 + (y-y_l)^2} + e_{TOA}, \quad (2.33)$$

$$l = 1, 2, \dots, L$$

여기서 $e_{TOA,l}$ 는 TOA 추정 오류로 인한 $r_{TOA,l}$ 의 거리 오류이다.

$$r_{TOA} = f_{TOA}(x) + e_{TOA} \quad (2.34)$$

위 식에서,

$$r_{TOA} = [r_{TOA,1} \ r_{TOA,2} \ r_{TOA,3} \ \dots \ r_{TOA,L}]^T \quad (2.35)$$

$$e_{TOA} = [e_{TOA,1} \ e_{TOA,2} \ e_{TOA,3} \ \dots \ e_{TOA,L}]^T \quad (2.36)$$

$$f_{TOA}(x) = d = \begin{bmatrix} \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \\ \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} \\ \vdots \\ \sqrt{(x-x_L)^2 + (y-y_L)^2} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

여기서, $f_{TOA}(x)$ 는 x 에 의해 매개 변수화된 알려진 함수를 나타내며, 이것은 잡음이 없는 벡터이다. TOA 추정에 기초한 표적 위치 추정 문제는 결국 주어진 $\{r_{TOA,l}\}$ 또는 r_{TOA} 로 x 를 추정하는 것이다. 이러한 추정 방법에는 LLS(Linear Least Squares), WLLS(Weighted LLS), SA(Subspace Approaches) 등의 방법들이 있는데 LLS와 SA 추정 방법에 대해 살펴보겠다.

LLS 추정 방법은 식(2.33)을 선형 방정식으로 재구성하여 x 의 위치를 추정하기 위해 일반적인 Least Square를 사용한다. 표적의 위치를 추정하기 위한 선형화 함수인 중간 변수가 추가된다. x 의 선형 TOA 추정 모델은 식(2.32)의 양쪽 항을 제곱하면 얻을 수 있다.

$$r_{TOA,l}^2 = (x - x_l)^2 + (y - y_l)^2 + e_{TOA,l}^2 + 2e_{TOA,l}\sqrt{(x - x_l)^2 + (y - y_l)^2} \quad (2.38)$$

$$e_{TOA,l} = e_{TOA,l}^2 + 2e_{TOA,l}\sqrt{(x - x_l)^2 + (y - y_l)^2} \quad (2.39)$$

식(2.39)은 식(2.38)에서의 잡음 항이며, 다음과 같은 형태의 더미 변수 R 을 도입하게 된다.

$$R = x^2 + y^2 \quad (2.40)$$

식(2.39), 식(2.40)을 식(2.38)에 대입하게 되면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_{TOA,l}^2 &= (x - x_l)^2 + (y - y_l)^2 + e_{TOA,l} \\ r_{TOA,l}^2 &= x^2 - 2x_l x + x_l^2 + y^2 - 2y_l y + y_l^2 + e_{TOA,l} \\ -2x_l x - 2y_l y + R + e_{TOA,l} &= r_{TOA,l}^2 - x_l^2 - y_l^2, \quad l = 1, 2, \dots, L \end{aligned} \quad (2.41)$$

$$A = \begin{bmatrix} -2x_1 & -2y_1 & 1 \\ -2x_2 & -2y_2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -2x_L & -2y_L & 1 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\theta = [x \ y \ R]^T \quad (2.43)$$

$$q = [e_{TOA,1} \ e_{TOA,2}, \dots, e_{TOA,L}]^T \quad (2.44)$$

$$b = \begin{bmatrix} r_{TOA,1}^2 - x_1^2 - y_1^2 \\ r_{TOA,2}^2 - x_2^2 - y_2^2 \\ \vdots \\ r_{TOA,L}^2 - x_L^2 - y_L^2 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

식(2.41)의 행렬은 다음과 같다.

$$A\theta + q = b \quad (2.46)$$

여기서 식(2.34)에서의 r_{TOA} 는 b 로 변환되고, θ 는 결정될 표적 위치를 포함하고, A 는 알고 있는 수신기 위치로부터 구성된다. $\{e_{TOA,l}\}$ 이 아래의 식과 같이 충분히 작을 때

$$q \approx \begin{bmatrix} 2e_{TOA,1} \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \\ 2e_{TOA,1} \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} \\ \vdots \\ 2e_{TOA,1} \sqrt{(x-x_L)^2 + (y-y_L)^2} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

zero-mean vector, 즉 $E_q \approx 0$ 으로 정의할 수 있고, 아래와 같이 식을 근사할 수 있다.

$$A\theta \approx b \quad (2.48)$$

$J_{LLS, TOA}(\tilde{\theta})$ 로 표현된 식(2.48)에 기반한 LS의 비용 함수(cost function)는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} J_{LLS, TOA}(\tilde{\theta}) &= (A\tilde{\theta} - b)^T (A\tilde{\theta} - b) \\ &= \tilde{\theta}^T A^T A \tilde{\theta} - 2\tilde{\theta}^T A^T b + b^T b \end{aligned} \quad (2.49)$$

이것은 $\tilde{\theta}$ 의 2차 함수이며, $J_{LLS, TOA}(\tilde{\theta})$ 에서 유일한 최소값이다. LLS 추정은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\hat{\theta} = \arg_{LLS, TOA}^J(\tilde{\theta}) \quad (2.50)$$

이것은 $\tilde{\theta}$ 에 대하여 식(2.49)와 구별되고, 그 결과 표현을 zero로 동일하게 함으로써 계산 가능하다.

$$\begin{aligned}
& \frac{J_{LLS, TOA}(\tilde{\theta})}{\tilde{\theta}} \Big|_{\tilde{\theta} = \hat{\theta}} = 0 \\
& \Rightarrow 2A^T A \hat{\theta} - 2A^T b = 0 \\
& \Rightarrow A^T A \hat{\theta} = A^T b \\
& \Rightarrow \hat{\theta} = (A^T A)^{-1} A^T b
\end{aligned} \tag{2.51}$$

LLS 위치 추정은 $\hat{\theta}$ 의 첫 번째 및 두 번째 항목에서 얻을 수 있고, 아래와 같다.

$$\hat{x} = [[\hat{\theta}]_1 [\hat{\theta}]_2]^T \tag{2.52}$$

식(2.51)은 Least Squares Calibration Method로도 알려져 있다.

다음으로 또 다른 형태의 TOA 추정 기반의 표적 위치 추정 기법인 SA 방법은 다음과 같다. 우선 아래와 같이 행렬 X를 정의한다.

$$X = \begin{bmatrix} x_1 - x & y_1 - y \\ x_2 - x & y_2 - y \\ \vdots & \vdots \\ x_L - x & y_L - y \end{bmatrix} \tag{2.53}$$

이 행렬 X를 사용하여 D로 표시된 다차원 행렬은 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$D = XX^T \tag{2.54}$$

$$[D]_{m,n} = (x_m - x)(x_n - x) + (y_m - y)(y_n - y) \tag{2.55}$$

$$\begin{aligned}
&= 0.5[(x_m - x)^2 + (y_m - y)^2 + (x_n - x)^2 + (y_n - y)^2 - (x_m - x_n)^2 - (y_m - y_n)^2] \\
&= 0.5(d_m^2 + d_n^2 + d_{mn}^2)
\end{aligned}$$

여기서 $d_{mn} = d_{nm} = \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2}$ 는 m-번째 수신기와 n-번째 수신기 사이의 거리를 나타내기 때문에 알고 있는 값이다. Eigenvalue Decomposition(EVD)을 사용하여 행렬 D를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D = U \Lambda U^T \quad (2.56)$$

여기서 $U = [u_1 u_2 \dots u_L]$ 는 고유 벡터인 열을 갖는 orthonormal 행렬이고, $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L)$ 는 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L \geq 0$ 인 D의 고유 값으로 구성된 대각 행렬이다. D의 rank가 2라는 것을 보게 되면 $\lambda_3 = \lambda_4 = \dots = \lambda_L = 0$ 이다. 결과적으로 위 식은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$D = U_s \Lambda_s U_s^T \quad (2.57)$$

$$\begin{aligned}
&= U_s \Lambda_s^{\frac{1}{2}} (U_s \Lambda_s^{\frac{1}{2}})^T \\
&= U_s \Lambda_s^{\frac{1}{2}} \Omega (U_s \Lambda_s^{\frac{1}{2}} \Omega)^T
\end{aligned}$$

여기서 $U_s = [u_1, u_2]$, $\Lambda_s = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2)$, $\Lambda_s^{\frac{1}{2}} = \text{diag}(\lambda_1^{\frac{1}{2}}, \lambda_2^{\frac{1}{2}})$ 는 신호 부분 공간 성분을 나타내는 반면 Ω 는 $\Omega \Omega^T = I$ 와 같은 rotation matrix이다. 식(2.54), 식(2.55)를 비교하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X = U_s \Lambda_s^{\frac{1}{2}} \Omega \quad (2.58)$$

이제 rotation matrix는 다음과 같이 구할 수 있게 된다.

$$\begin{aligned} \Omega &= (U_s \Lambda_s^{\frac{1}{2}})^{\dagger} X \\ &= [(U_s \Lambda_s^{\frac{1}{2}})^T (U_s \Lambda_s^{\frac{1}{2}})]^{-1} (U_s \Lambda_s^{\frac{1}{2}})^T X \\ &= \Lambda_s^{-\frac{1}{2}} U_s^T X \end{aligned} \quad (2.59)$$

여기서 $\dagger$ 은 Moore-Penrose pseudo inverse이다. 식(2.58)에 식(2.59)을 대입하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X = U_s U_s^T X \quad (2.60)$$

이는 위치 정보가 신호 부분 공간(subspace)의 고유 벡터로부터 추출될 수 있음을 의미한다. $d_l, l = 1, 2, \dots, L$ 을 사용할 수 없으므로 다음의 식에 따라 D 를 구성한다.

$$[D]_{m,n} = 0.5(d_m^2 + d_n^2 + d_{m+n}^2) \quad (2.61)$$

측정 오차가 존재하면 $U_s \Lambda_s^{\frac{1}{2}}$ 은 rotation까지의 LS의 추정치이다. 위치 추정을 위해 먼저 X 를 아래와 같이 다시 표현할 수 있다.

$$X = Y - 1x^T \quad (2.62)$$

$$Y = \begin{bmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \\ \vdots & \vdots \\ x_3 & y_3 \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

부분 공간 관계 $U_s U_s^T = I - U_n U_n^T$ ($U_n = [u_3 u_4 \dots u_L]$)를 사용하여 잡음 부분 공간에 상응하고, 식(2.62)을 식(2.60)로 대체하면 아래와 같이 정의될 수 있다.

$$U_n U_n^T x^T \approx U_n U_n^T Y \quad (2.64)$$

TOA 값을 사용한 x의 부분 공간 추정 은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \hat{x} &= ((U_n U_n^T 1)^{\dagger} U_n U_n^T Y)^T \\ &= \frac{Y^T U_n U_n^T 1}{1^T U_n U_n^T 1} \end{aligned} \quad (2.65)$$

제 3 장 다중 경로 신호의 도달 주파수 및 시간 차를 이용한 수중 음원 거리 추정

수중 음원에서 송신되는 신호는 음원의 움직임으로 인해 도플러 발생하게 된다. 또한 수중 채널 전달 특성으로 인해 다중 경로의 형태로 신호가 전달되게 된다. 다중 경로의 형태로 전달되는 신호는 수신측의 입장에서는 입사각이 경로에 따라 상호 다르기 때문에 도플러 천이 주파수 또한 다르게 나타난다. 따라서 다르게 나타나는 이 도플러 천이 주파수의 차이를 추정하고, 이미 알고 있는 측정 정보들에 의해 이론적으로 계산되어진 도플러 천이 주파수의 차이를 상호 비교하여 수중 음원의 거리를 추정하는 방법을 본 장에서 제시하였다.

도플러 천이 주파수 추정을 위한 방법에는 고속 푸리에 변환을 이용하거나, 모호 함수 사용, 블록 도플러 추정 및 보간 기법에 이르기까지 다양한 방법들이 있다[16, 17].

본 연구에서는 도플러 천이 주파수 추정의 다양한 방법들 중에서 서로 다른 도플러 천이 주파수에 대응하는 정합필터 뱅크를 구성하고, 수신된 신호를 각 정합필터에 통과시켜 가장 큰 에너지 값의 정합필터 출력을 찾아 도플러 천이 주파수를 추정하는 모호 함수를 사용하였다.

3.1 모호 함수를 이용한 도플러 천이 주파수 및 시간 차 추정

능동 신호에 대한 정보를 분석할 때 그 성능은 송신하는 신호의 특성에 의해 일정한 한계를 갖게 된다. 이러한 한계는 흔히 신호의 모호 함수에 의해 설명되어 지는데 수신측의 신호 검출기에서 송신한 신호의 유무를 판별하기 위해서는 이미 정해진 신호가 수신될 때 큰 출력을 내주는 정합 필터(Matched filter)를 사용하게 된다. 정합 필터는 그 구조가 상관기(Correlator)와 같다. 즉 수신된 신호와 분석하고자 하는 신호의 복제된 형태인 replica 사이의 상호 상관도를 구한 후, 그 출력으로 신호를 확인하는 것이다. 상호 상관기(Cross correlator) 출력의 절대값을 시간 지연과 도플러 천이 주파수의 변화에 따라 관찰한 것이 모호 함수이다 [2,3,39,40,41].

수신 신호를 검출하기 위한 정합 필터 출력 식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} y(t) s^*(t-\tau) dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s[(1-\delta)t - \tau_0] s^*(t-\tau) dt \end{aligned} \quad (3.1)$$

식(3.1)에서 $s(t)$ 는 송신 신호이고, $y(t)$ 는 수신신호, $\delta = \frac{v}{c}$ 는 단방향 전송에 있어서 시간 압축 인수, τ_0 는 시간 지연을 의미한다. 이 때 v 는 상대속도, c 는 수중 음파 전달속도이다. 수신되는 신호는 송신측과 수신기 사이의 상대적인 속도에 따라 시간 압축 인수 δ 에 의해 압축(compression) 혹은 확장(expansion) 되고, 거리에 따라 송신 시점부터 τ_0 만큼 시간 지연된다. 식(3.1)는 τ 와 δ 의 함수가 되는데, $\tau = \tau_0$, $\delta = 0$ 으로 완전히 정합될 때 최대값을 가진다.

식(3.1)의 함수 크기 혹은 크기의 제곱을 모호 함수라고 하며 아래 식으로 나타낼 수 있다.

$$|\Psi(\tau, \delta)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s[(1-\delta)t] s^*(t-\tau) dt \right| \quad (3.2)$$

여기서, 시간 지연 τ_0 는 시간축 평행 이동만을 나타내므로 함수의 모양을 주로 관찰하기 위해서 일반적으로 τ_0 는 0으로 설정한다. $s(t)$ 가 협대역(narrowband) 신호라면 도플러 효과는 주파수 천이로 근사 시킬 수 있으므로, 위 식에서 수신 신호의 모양은 그대로 두고 시간 압축 인수인 δ 에 관한 항을 도플러 주파수 천이 항으로 표현하면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} |\Psi(\tau, v)| &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t-\tau) \exp(j2\pi\delta f_0 t) dt \right| \\ &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t-\tau) \exp(j2\pi v t) dt \right| \end{aligned} \quad (3.3)$$

위 식에서 f_0 는 신호의 중심 주파수 혹은 변조 되었을 때의 전송 주파수를 의미하며, $v = \delta f_0$ 는 도플러 주파수를 나타낸다.

식(3.3)은 수신 신호와 replica의 복소 conjugate를 곱한 후 Fourier transform 형태를 갖는다.

모호 함수는 다음의 두 가지 특성을 갖는다. 첫 번째는 다음과 식과 같다.

$$|\Psi(\tau, \delta)| \leq |\Psi(0, 0)| = E \quad (3.4)$$

위 수식의 함수는 입력 신호와 replica의 파형이 똑같은 때인 $\tau = 0$, $v = 0$ 에서 최대 값을 가지며 그 값은 신호의 에너지 E 로 주어짐을 다음 관계에서 알 수 있다.

$$\begin{aligned}
|\Psi(\tau, v)|^2 &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t-\tau) \exp(j2\pi\delta f_0 t) dt \right|^2 \\
&\leq \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |s^*(t-\tau) \exp(j2\pi v t)|^2 dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |s^*(t-\tau)|^2 dt \\
&= E^2
\end{aligned}$$

(3.5)

두 번째 특성은 다음 식과 같다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi(\tau, v)|^2 d\tau dv = E^2 \quad (3.6)$$

이 특성은 모호 함수 제공의 전체 부피는 신호의 에너지 제공과 같다는 것이다. 가장 이상적인 모호 함수의 형태는 정합 필터 출력으로 도플러, 시간 지연을 추정할 때 높은 분해능을 가질 수 있도록 최대 값이 좁은 영역에서 높에 나타나고, 그 이외의 부분에서는 낮은 준위로 나타나서 전체적으로 peak 부분이 뚜렷한 모양이 되어야 한다. 그러나 이런 형태의 모호 함수를 얻는 것은 매우 어렵다. 왜냐하면 모호 함수가 가늘고 뾰족한 형태가 되도록 송신 신호를 다른 것으로 바꾸어도 신호의 에너지를 줄이지 않는 이상 한 함수의 부피는 변화하지 않고, 식(3.4)에 의해서 함수의 최대 값은 일정하므로 함수를 뾰족하게 하기 위해서는 줄인 만큼의 부피가 다른 곳에서 부엽(sidelobe)으로 나타나게 된다. 여기서 신호 선택의 문제가 나타나는데, 같은 에너지에서 모호 영역이 작으면서도 부엽의 크기가 작은 신호가 검출 시 정확성을 위해서 요구된다.

그림 3.1은 모호 함수에 이용되는 상관 बैं크의 구조를 나타낸다. 일정한

간격의 주파수 및 시간 차이를 가지는 기준 신호들을 बैं크로 구성하고, 수신된 신호와 각각 상호 상관을 확인한다. 그 중 가장 큰 상관 값을 갖는 기준 신호를 선택하여 도플러 천이 주파수 및 시간 차를 추정한다[46].

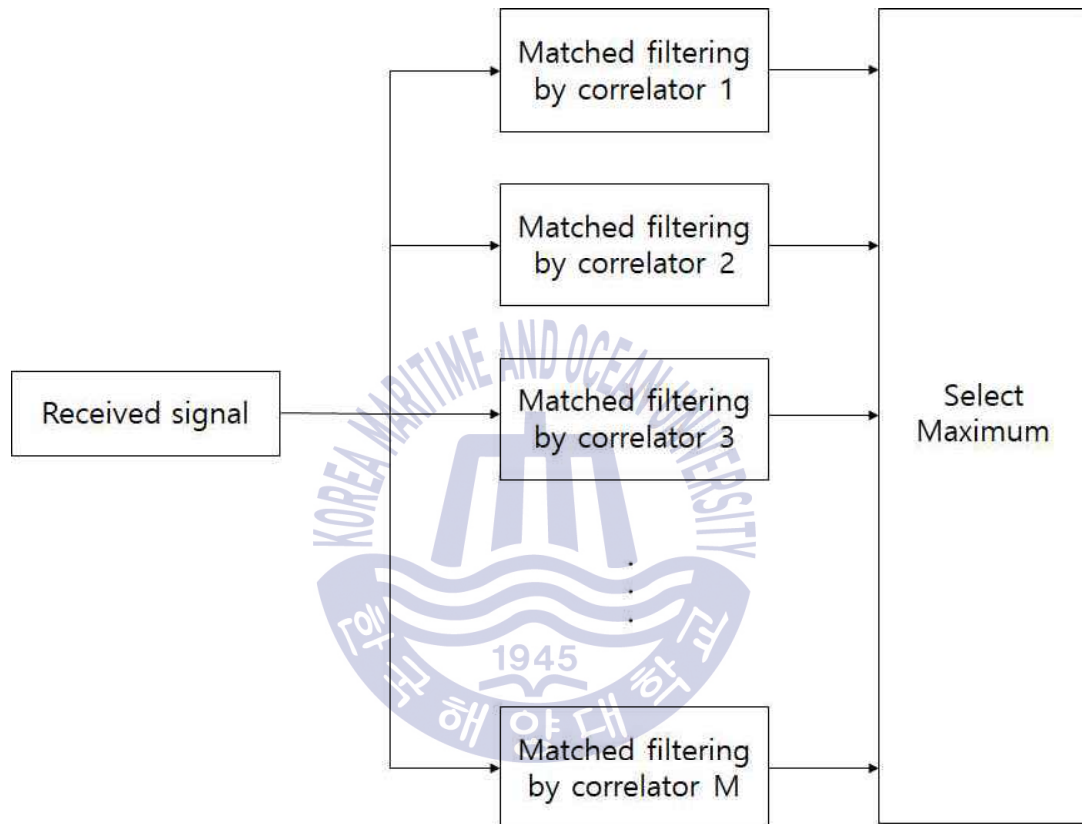


그림 3.1 상관 बैं크 구조

Fig. 3.1 Structure of correlator bank

3.2 다중 경로 신호의 도달 주파수 및 시간 차를 이용한 수중 음원 거리 추정

본 절에서는 수중 음원의 거리를 추정하기 위해 본 연구에서 제시하고자 하는 방법을 기술하였다. 그림 3.2는 수평면 상에서의 이동하는 수중 음원과 단일 고정 센서에 대한 도플러 천이 주파수의 기하학적인 구조를 표현한 것이다. 도플러 천이 주파수는 음원과 수신 센서의 상대속도에 따라 신호의 주파수가 달라지는 현상이다.

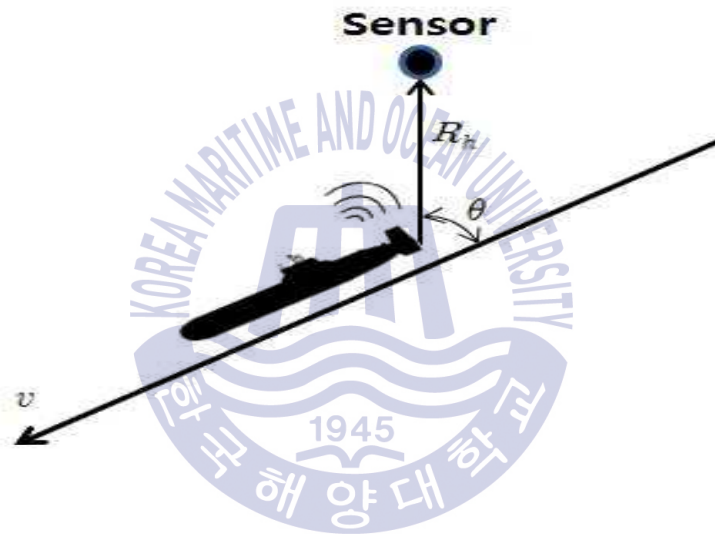


그림 3.2 수신 센서에 대한 도플러 천이 주파수의 기하학적 구조

Fig. 3.2 Geometric structure of Doppler shift frequency for receive sensor

그림 3.2와 같이 속도 v 로 이동하는 수중 음원과 단일 고정 센서로 수신되면서 발생하는 도플러 천이 주파수는 식(3.5)와 같고, 수신 센서로 직접 전달된 신호의 도플러 천이 주파수를 구하고자 할 때 사용하면 된다.

$$f_d = f_c \frac{v}{c} \cos \theta \quad (3.7)$$

이때 f_c 는 송신되는 신호의 중심 주파수이며, θ 는 이동하는 수중 음원과 고정된 센서간의 각도이다.

하지만 수중에서는 위와 같이 직접 전달되는 신호 이외에 해수면 혹은 해저면에 의해 반사되어 들어오는 Second pass 또한 존재한다. 상대적으로 깊은 수심으로 인해 해저면에 의한 반사를 무시할 수 있다고 가정하고, 해수면 또한 바람에 의한 큰 변동 없이 평평하다고 했을 때 해수면으로부터 반사되어 수신되는 신호의 기하학적인 구조는 그림 3.3과 같다.

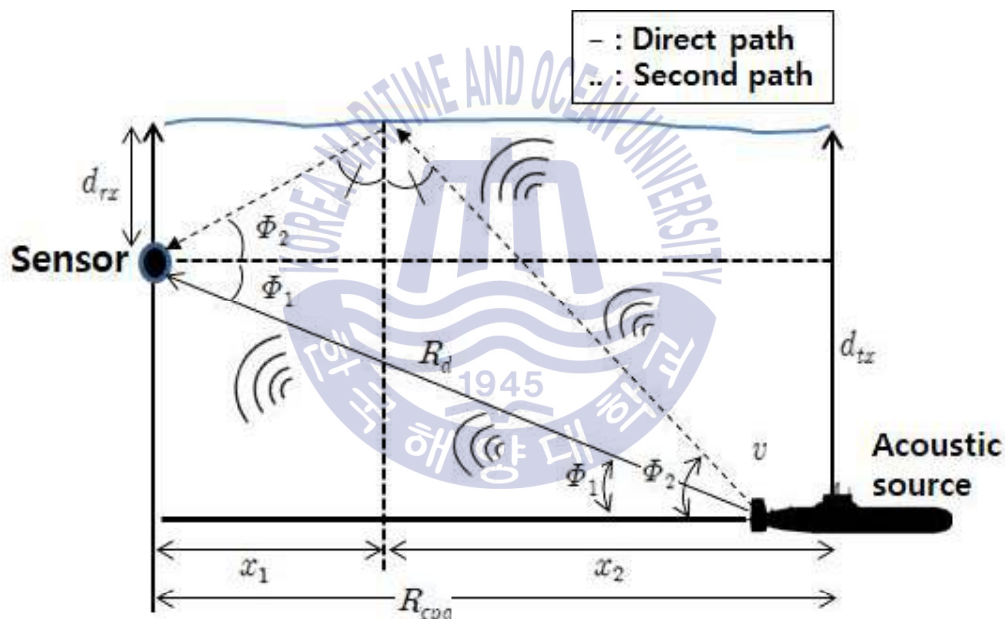


그림 3.3 수신 센서에 대한 다중 경로 도플러 천이 주파수의 기하학적 구조

Fig. 3.3 Geometric structure of multipath Doppler shift frequency for receive sensor

그림 3.3에서 ϕ_1 은 이동하는 수중 음원과 고정된 센서간의 각도이고, ϕ_2 는 이동하는 수중 음원에서 송신된 신호가 해수면을 맞고 수신 센서에 들

어오는 각도를 의미한다. 해수면에 맞고 반사되어 수신되는 신호의 도플러 천이 주파수의 식은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$f_{d, \text{second}} = f_d \cos \Phi_2 \quad (3.8)$$

그림 3.3에서 $\cos \Phi_2$ 의 값은 Φ_2 의 같은 각을 이루고 있는 두 개의 삼각형 비율을 이용하여 x_1 , x_2 를 아래 식과 같이 구할 수 있다.

$$x_1 = \frac{d_{rx}}{d_{tx} + d_{rx}} R_{cpa} \quad (3.9)$$

$$x_2 = \frac{d_{tx}}{d_{tx} + d_{rx}} R_{cpa} \quad (3.10)$$

여기서 d_{rx} 는 해수면에서 수신 센서까지의 수심을 나타내고, d_{tx} 는 해수면에서 수중 음원까지의 수심을 의미한다.

$\cos \Phi_2$ 값을 구하기 위해 x_1 을 이용하면 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Phi_2 = \tan^{-1} \frac{d_{rx}}{x_1},$$

$$\cos \Phi_2 = \cos \left(\tan^{-1} \frac{d_{rx}}{x_1} \right)$$

(3.11)

식(3.11)에서 구해진 $\cos\phi_2$ 를 식(3.8)에 대입하면 해수면에 반사되어 들어오는 도플러 천이 주파수 식은 아래와 같이 정의될 수 있다.

$$f_{d, \text{second}} = f_d \cos(\tan^{-1} \frac{d_{rx}}{x_1}).$$

(3.12)

다음으로 다중 경로에 의해 수신 센서에 들어오는 신호들의 시간 차를 추정하는 방법은 아래와 같다.

먼저 그림 3.4는 수신 센서에 대한 다중 경로 도달 시간 차의 기하학적 구조를 나타낸다.

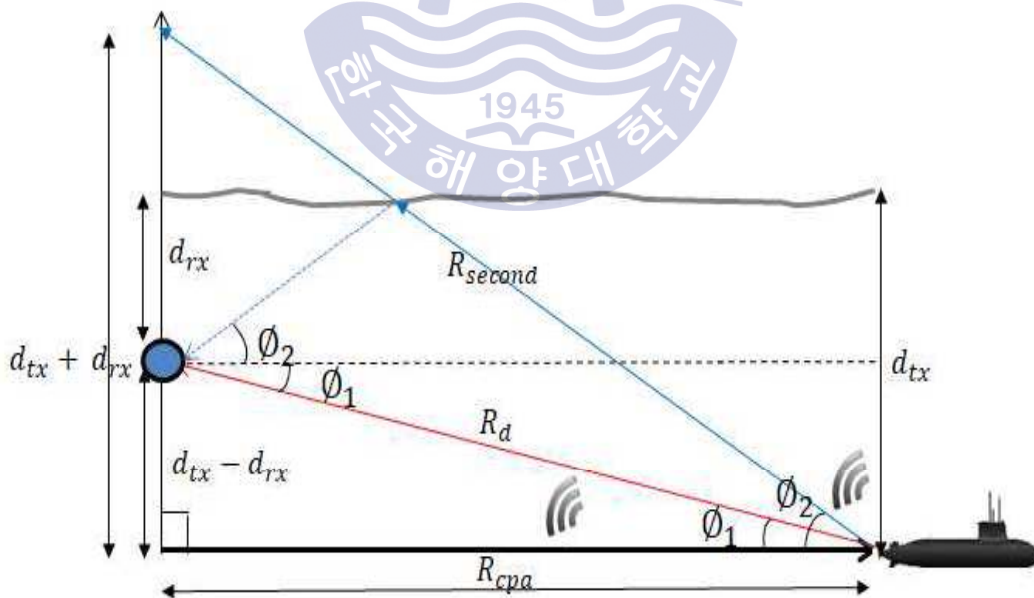


그림 3.4 수신 센서에 대한 다중 경로 시간 차의 기하학적 구조

Fig. 3.4 Geometric structure of multipath time difference of arrival for

receive sensor

이동하는 수중 음원으로부터 수신 센서에 직접 전달되는 거리는 아래와 같은 수식으로 구할 수 있다.

$$R_d = \sqrt{(d_{tx} - d_{rx})^2 + (R_{cpa})^2} \quad (3.13)$$

여기서 $d_{tx} - d_{rx}$ 는 수중 음원이 위치한 수심에서 수신 센서가 위치하는 수심을 뺀 값이고, R_{cpa} 는 수중 음원이 수신 센서까지의 수평으로 최근접 거리를 의미한다.

다음으로 해수면에 반사된 후 수신 센서로 입사되는 간접 경로의 의해 전달되는 신호의 거리를 구하기 위한 수식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{second} = \sqrt{(d_{tx} + d_{rx})^2 + (R_{cpa})^2} \quad (3.14)$$

간접 경로에 의해 전달되는 신호에 대한 거리는 삼각형의 닮은꼴을 이용하여 구할 수 있다.

식(3.13)과 식(3.14)에 의해 구해진 값을 통해 다중 경로의 의해 전달되는 신호의 시간 차를 구하는 최종 수식은 다음과 같다.

$$TDOA = abs(\frac{R_d}{c} - \frac{R_{second}}{c}) \quad (3.15)$$

본 연구에서 수중 음원에 대한 거리를 추정하기 위해 제시하고자 하는

방법은 위에서 기술하였듯이 수중 음원에서 송신되는 직접 전달 신호와 해수면에 반사되어 들어오는 두 번째 신호 두가지에 대한 도플러 천이 주파수와 도달 시간 차를 기존에 이론적으로 계산된 도플러 천이 주파수 및 시간 차의 값과 비교하여 가장 작은 오차를 나타내는 지점을 음원이 위치한 거리로 추정하는 것이다. 물론 위와 같이 비교하기 위해서는 사전에 미리 설계된 PN(Pseudo noise) 신호를 이동하는 수중 음원에서 송신하고, 수신 센서 위치, 수중 음원의 이동 속도 및 경로는 이미 알고 있다는 가정하에서 이루어진다.

그림 3.5에서 본 연구에서 제시하는 방법의 흐름도를 나타내었다.

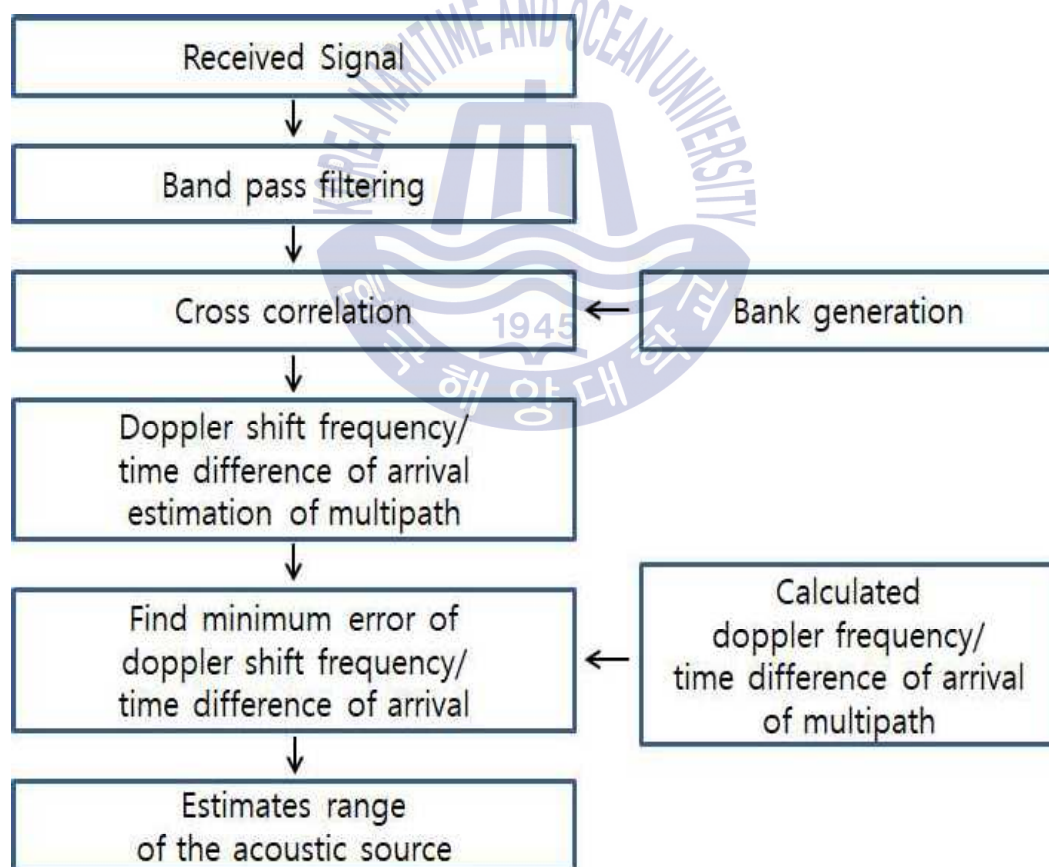


그림 3.5 다중 경로 신호의 도달 주파수 및 시간 차를 이용한 수중 음원 거리 추정 흐름도

Fig. 3.5 Flow chart that the range estimation of underwater acoustic source using FDOA and TDOA of multipath signals

그림 3.5의 흐름도에서 다중 경로 신호의 도달 주파수 및 시간 차를 이용한 수중 음원 거리 추정 흐름도에서 거리 추정을 위한 알고리즘이 어떻게 이루어지는지 예를 들어 보았다.

다중 경로로 수신 센서에 입사되어 추정된 도달 주파수가 $N[\text{Hz}]$, 도달 시간 차가 $T[\text{sec}]$ 라고 가정하고, 기 알고 있는 정보들로부터 거리마다 계산되어진 주파수 및 시간 차의 값들을 알고리즘내에 Bank로 구성하게 되면 아래의 표와 같이 구축된다.

Table 3.1 Range estimation example of proposed method

	0[m]	5[m]	...	X[m]
이론적으로 계산된 도달 주파수 차 (FDOA)	F_1	F_2	...	F_X
이론적으로 계산된 도달 시간 차 (TDOA)	T_1	T_2	...	T_X
추정치 값과 비교한 도달 주파수 차 및 정규화(Normalized)	F_{n1}	F_{n2}	...	1
추정치 값과 비교한 도달 시간 차 및 정규화(Normalized)	T_{n1}	T_{n2}	...	1
거리 추정 (FDOA + TDOA)	$F_{n1} + T_{n1}$	$F_{n1} + T_{n1}$	...	2

먼저 추정된 도달 주파수 $N[\text{Hz}]$ 와 이론적으로 계산된 도달 주파수 차를 비교하여 F_{n1} 을 구하고, 추정된 도달 시간 차 $T[\text{sec}]$ 와 이론적으로 계산된 도달 시간 차를 비교하여 T_{n1} 을 구한 후 정규화를 한다. 정규화를 통해 구해진 수치 값을 최종적으로 $F_{n1} + T_{n1}$ 을 계산한 한다. 결국 이 값은 이론적으로 계산한 도달 주파수 및 시간 차의 값과 추정된 도달 주파수 및

시간 차 값의 비교를 통해 얻어진 오차 값에 해당된다. 알고리즘내 Bank로 구성된 Table에서 이 오차 값이 가장 작은 지점의 거리가 추정하고자 하는 수중 음원의 거리가 된다.

다중 경로 신호의 도달 주파수 차를 이용한 수중 음원 거리 추정 방법은 별도의 시간 동기화 과정이 필요하지 않고, 도달 시간 추정 방법과 같이 도플러 천이 주파수 보정이 없는 위치 추정 방법에 비해 이동하는 음원에 대한 도플러 천이 주파수를 추정하므로 음원의 위치 추정 성능에서 기존 방법보다 안정적이다.



제 4 장 모의실험 및 결과 분석

본 장에서는 3장에서 기술한 다중 경로 신호의 도달 주파수 차를 이용한 수중 음원 거리 추정 방법의 성능을 확인하기 위해 실제 해양에서 측정된 음속 분포를 VirTEX(Virtual Time Series Experiment)[20] 수중 채널 모델링 시뮬레이터에 적용하여 모의실험을 수행하였고, 그 결과를 통해 제안한 방법의 성능을 고찰하였다.

4.1 모의실험 환경

모의실험을 위해 사용되는 VirTex는 미국 스크립스 해양연구소가 개발하여 공개한 벨합(Bellhop) 기반 수중채널 모델링 프로그램이다. 모의실험을 위해 실제 동해에서 측정된 음속 구조(sound speed profile)를 이용하여 실험 환경을 구성하였다. 이 때 해수면과 해저면은 평탄하다고 가정하였으며, 해저면 정보는 실제 동해에서 측정된 데이터를 이용하였다.

Table 4.1은 모의실험에서 적용할 수중환경 특성을 나타낸다.

Table 4.1 Characteristics of underwater environment variables in simulation

구 분	환경변수	값	비 고
해양환경	음속	1475[m/s]	동해 해저면 측정 값 사용
	밀도	1.145[g/cm ³]	
	감쇄계수	0.09[dB/λ]	
	수심	400[m]	

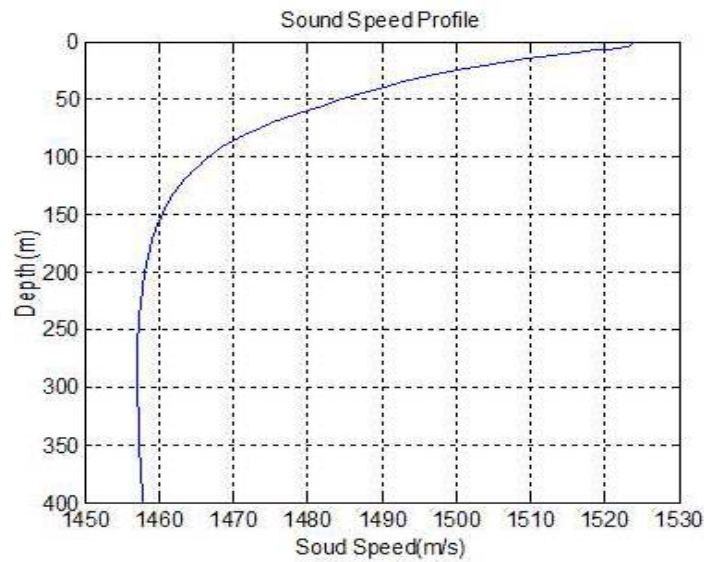


그림 4.1 모의실험을 위한 음속 구조

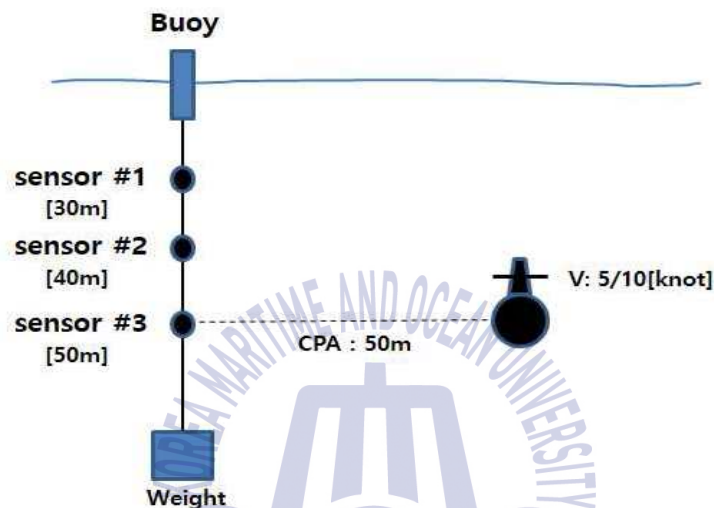
Fig. 4.1 Sound speed profile for simulation.

그림 4.1은 동해에서 측정된 값으로 모의실험에 사용할 음속 구조를 나타낸다. 측정된 값을 보게 되면 수면 가까이에서 음속이 가장 빠르고, 수심 200[m]부터는 거의 일정한 음속 구조를 보이고 있다.

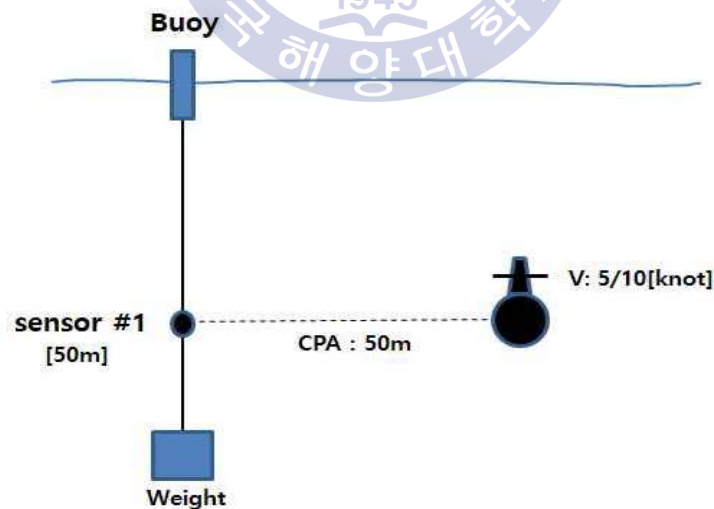
Table 4.2 Characteristics of receive sensor and acoustic source in simulation

구 분	변 수	값	비 고
수신 센서	수 심	30/40/50[m], 50[m]	○ 3개 센서(수직으로 배열) ○ 1개 센서
수중 음원	수 심	50[m]	○ 수심 50[m]에서 수평으로만 이동
	속 도	5/10[knot]	○ 2가지 속도 조건에서 수행

Table 4.2는 모의실험을 수행할 수신 센서 및 수중 음원의 조건을 나타낸다. 먼저 수신 센서는 2가지 조건으로 3개로 배열했을 때와 1개 단독으로 사용할 경우, 수중 음원은 2가지 속도 조건으로 나누웠고, 수중 음원의 수심은 50[m]로 유지하면서 수평으로만 이동하는 조건으로 모의실험을 수행하였다. 그림 4.2에 위 조건들에 대한 모의실험 개념도를 나타내었다.



(a) 수신 센서 3개



(b) 수신 센서 1개

그림 4.2 모의실험 개념도

Fig. 4.2 Simulation concept

그림 4.3~4.5는 모의실험의 수신 센서 수심별 및 수중 음원의 수심에서 음선 분포 및 채널응답 특성으로, 직접 전달 경로와 해수면 반사에 의한 간접 전달 경로의 모습을 나타낸다. 수신 센서가 배열된 위치가 해수면에 가까워 간접 전달 경로의 신호는 대부분 해수면 반사에 의한 영향을 받는 것으로 확인되고, 수신 센서의 위치마다 약간의 수신 시간차 특성은 이외에는 거의 비슷한 형태를 보여준다.

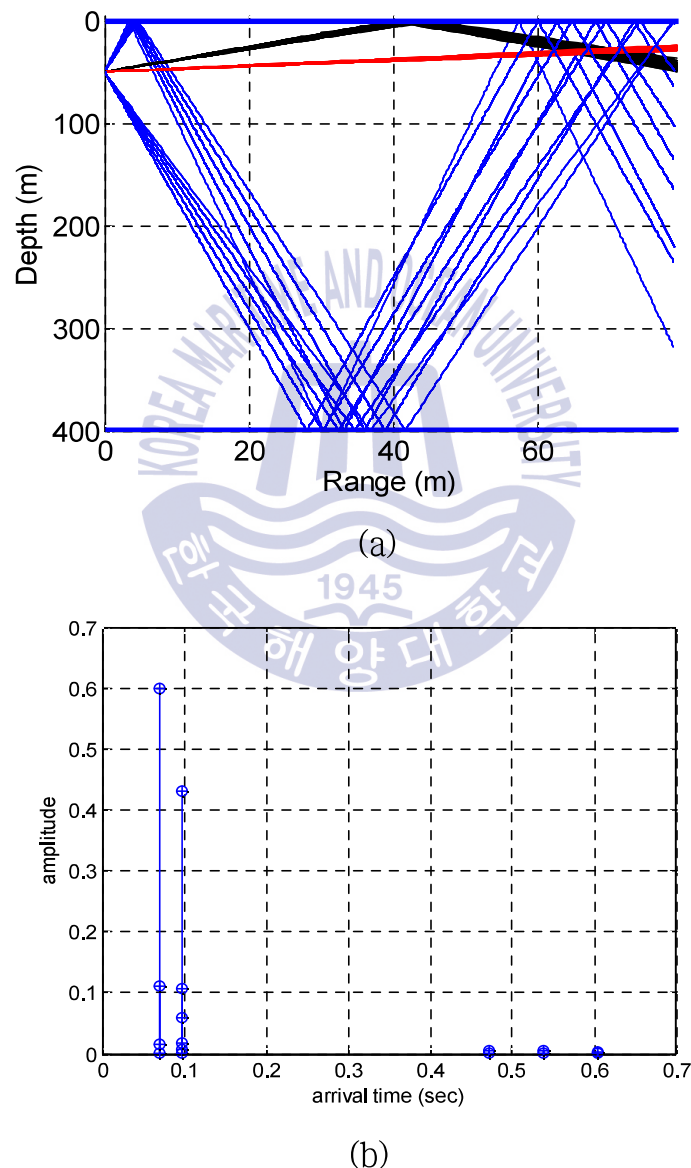


그림 4.3 수신센서 #1과 수중 음원 사이의 모의실험 채널 특성,
(a) 음선 분포, (b) 채널응답 특성

Fig. 4.3 Simulation channel characteristic of between receive sensor
#1 and acoustic source,
(a) eigen-rays, (b) channel impulse response

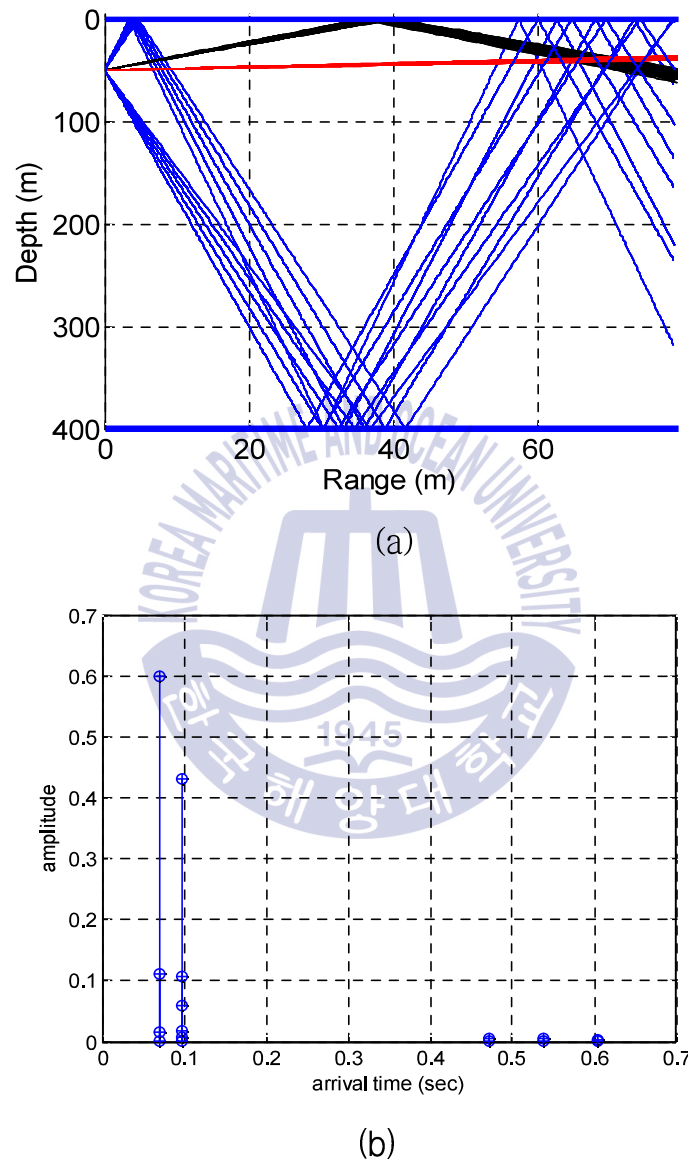
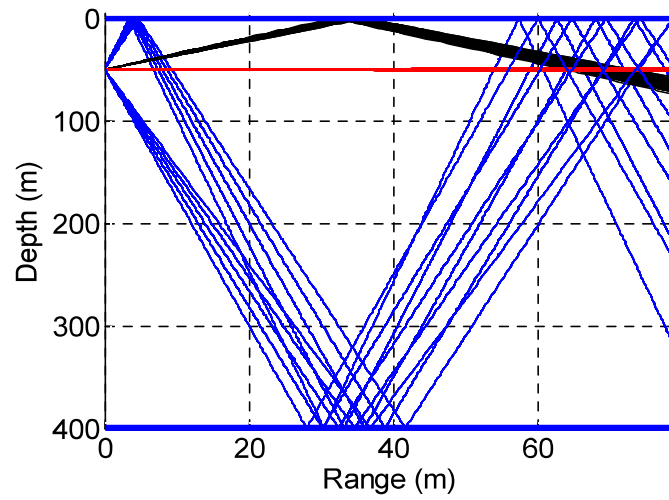
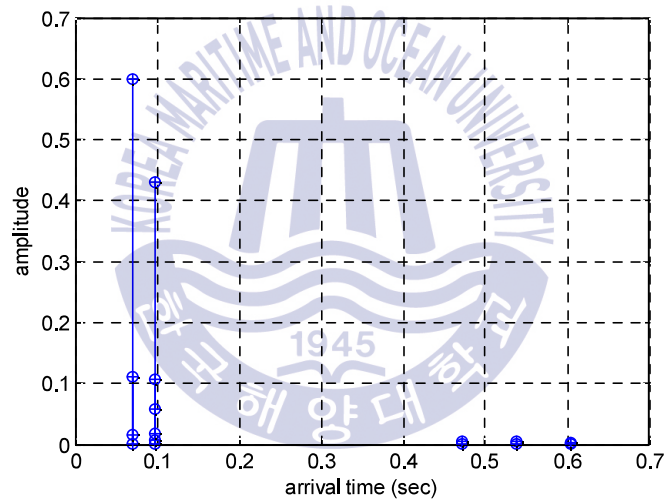


그림 4.4 수신센서 #2와 수중 음원 사이의 모의실험 채널 특성,
(a) 음선 분포, (b) 채널응답 특성

Fig. 4.4 Simulation channel characteristic of between receive sensor
#2 and acoustic source,
(a) eigen-rays, (b) channel impulse response



(a)



(b)

그림 4.5 수신센서 #3과 수중 음원 사이의 모의실험 채널 특성,

(a) 음선 분포, (b) 채널응답 특성

Fig. 4.5 Simulation channel characteristic of between receive sensor #3 and acoustic source,

(a) eigen-rays, (b) channel impulse response

모호 함수를 이용하여 도플러 천이 주파수 추정을 하기 위해 수중 음원의 송신 신호는 다음과 같이 설계하였다. 먼저, 63 bits m-sequence를

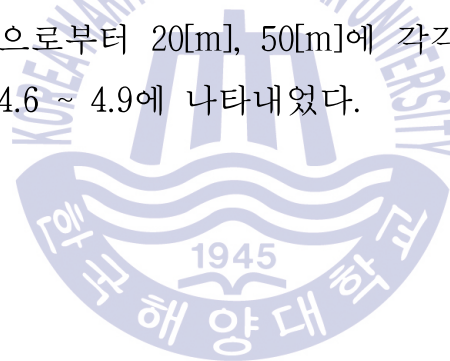
BPSK로 변조하였으며, 송신 신호 대역폭은 1, 2[kHz]로 하고, 변조 주파수 및 샘플링 주파수는 각각 30, 120[kHz]를 사용하였다. 또한 수중 음원과 수신센서 상호간의 거리가 가장 근접한 CPA(closest point approach) 지점의 거리를 50[m]로 설정하였으며, 수중 음원은 5, 10[knot] 각각의 속도로 수심의 변동사항 없이 수평 직선 기동으로 가정하고 모의실험을 수행하였다.

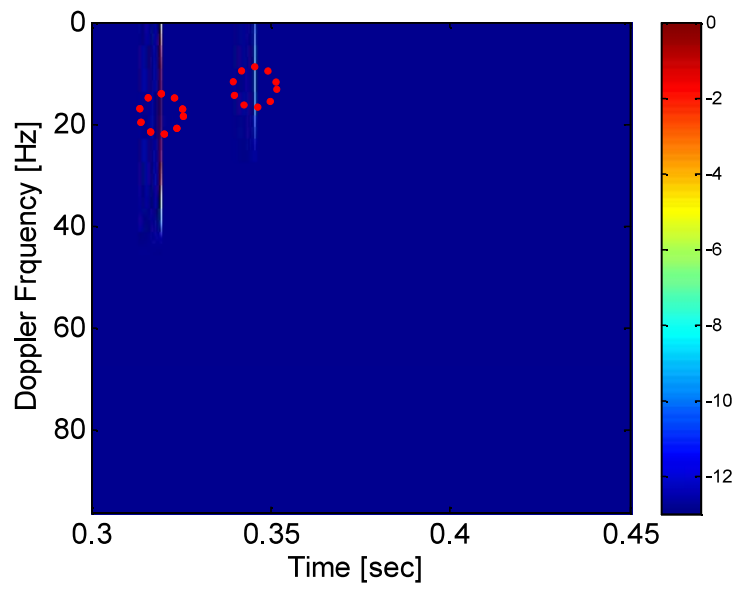


4.2 모호 함수를 이용한 수중 음원 거리 추정 모의실험 결과

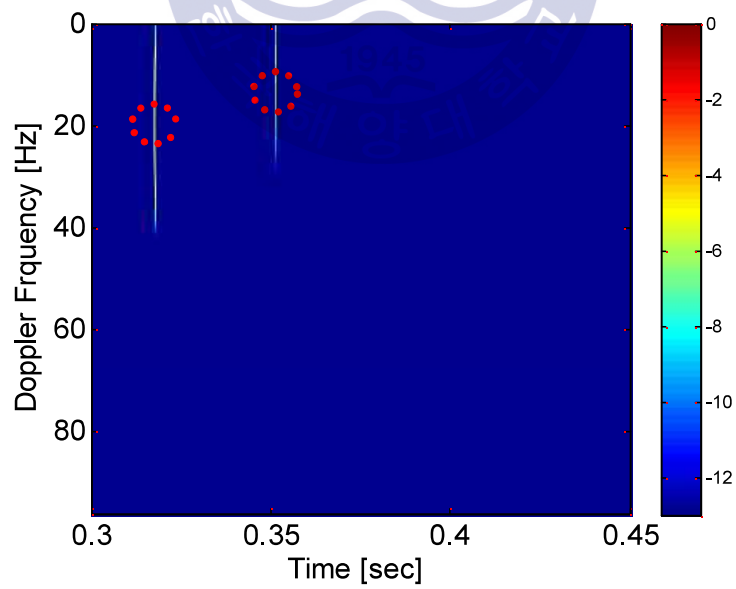
수중 음원 거리 추정의 모의실험을 위한 수중 음원과 수신 센서의 배치도 그림 4.2에 나타내었다. 수중 음원을 측정하기 위한 수신 센서는 수직으로 30[m], 40[m], 50[m]로 나란히 배열되어 있다. 이동하는 수중 음원은 수심을 50[m]로 유지하면서 직선 기동을 한다. 이동하는 수중 음원의 거리 추정은 모호 함수를 이용하여 도플러 천이 주파수를 추정하고, 이미 알고 있는 수신 센서 위치, 수중 음원의 이동 속도, 이동 경로 정보들을 가지고 계산되어진 도플러 천이 주파수를 상호 비교하여 가장 작은 오차를 나타내는 지점을 찾는 것이다.

VirTEX를 이용한 m-sequence의 모의실험 신호를 생성하고 모호 함수를 이용하여 도플러 천이 주파수를 추정한다. 수중 음원이 5, 10[knot]로 이동하면서 CPA 지점으로부터 20[m], 50[m]에 각각 위치해 있을 때의 모호 함수 결과를 그림 4.6 ~ 4.9에 나타내었다.

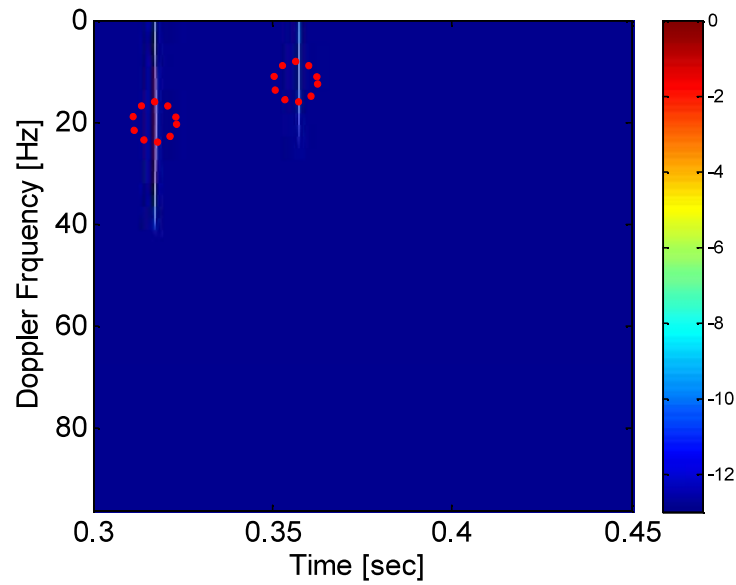




(a)



(b)



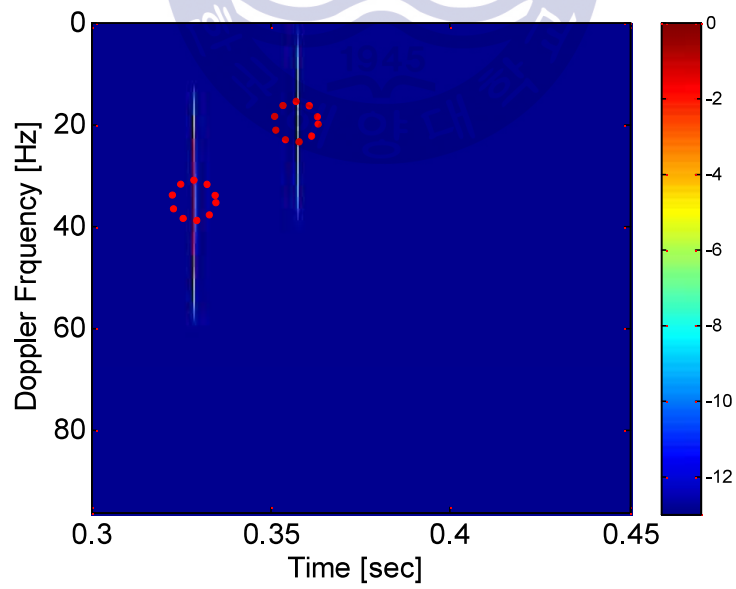
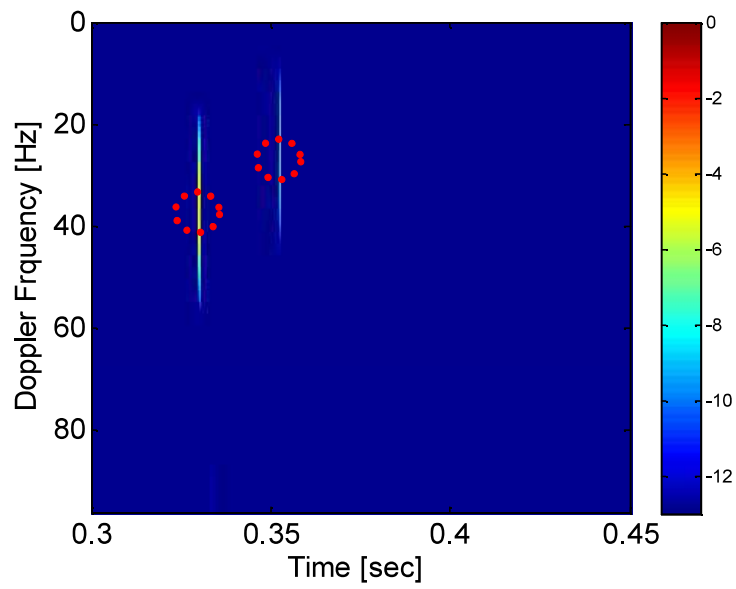
(c)

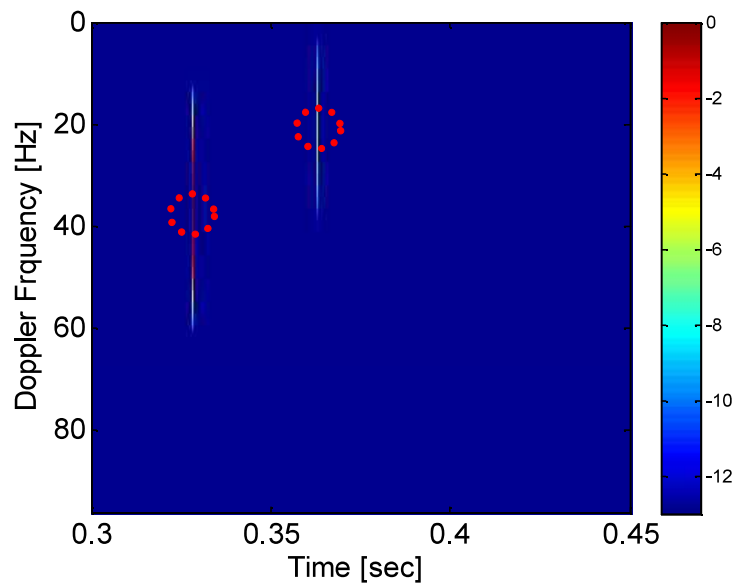
그림 4.6 CPA로부터 20[m] 거리에서 수중 음원(5knot) 신호의 모호 함수 결과,

(a) 수신센서 #1, (b) 수신센서 #2, (c) 수신센서 #3

Fig. 4.6 Ambiguity function result of target(5knot) signal of 20[m] range from CPA,

(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3





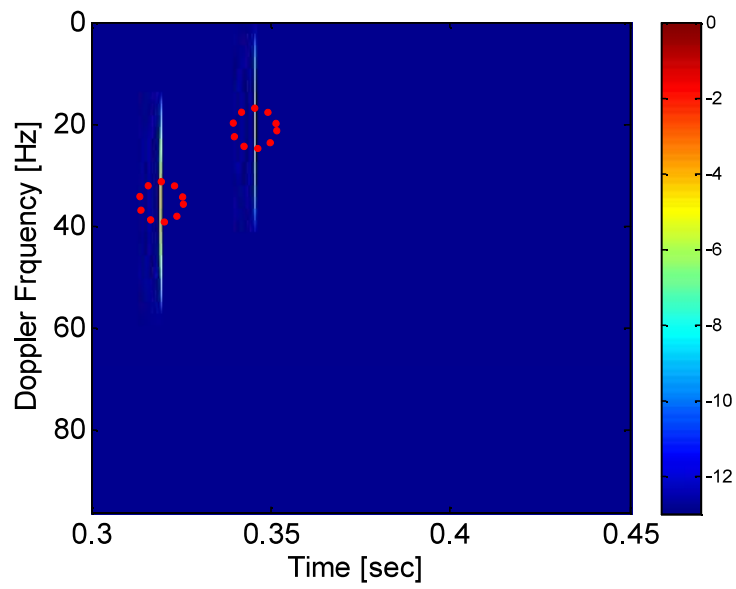
(c)

그림 4.7 CPA로부터 50[m] 거리에서 수중 음원(5knot) 신호의 모호 함수 결과,

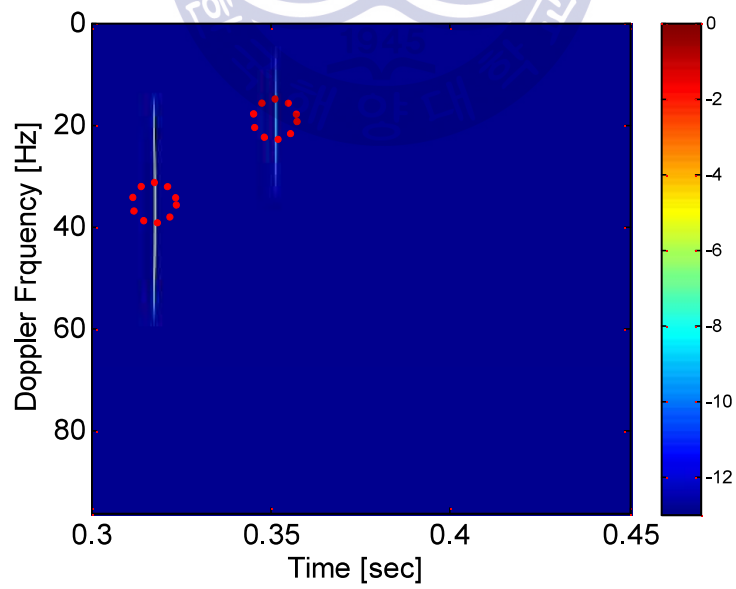
(a) 수신센서 #1, (b) 수신센서 #2, (c) 수신센서 #3

Fig. 4.7 Ambiguity function result of target(5knot) signal of 50[m] range from CPA,

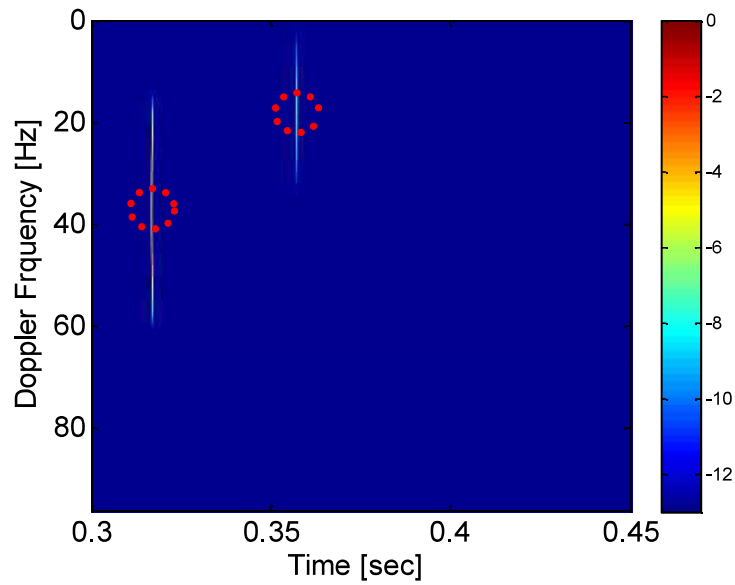
(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3



(a)



(b)



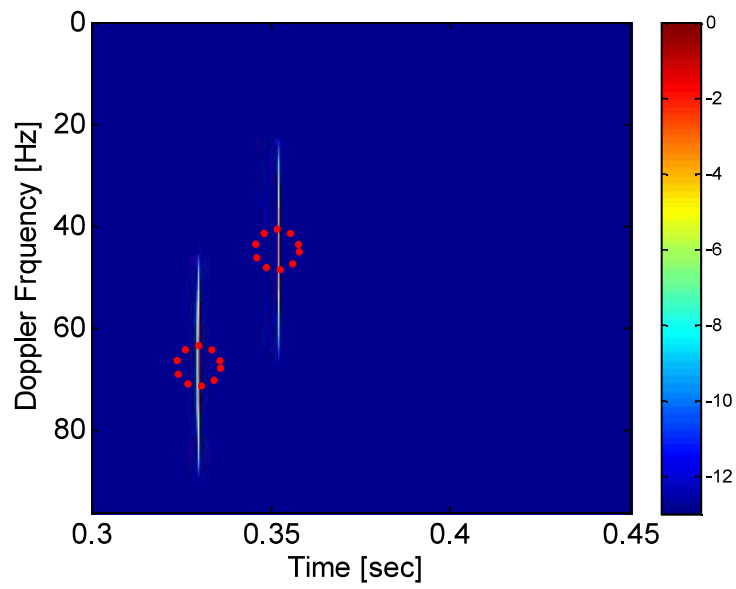
(c)

그림 4.8 CPA로부터 20[m] 거리에서 수중 음원(10knot) 신호의 모호 함수 결과,

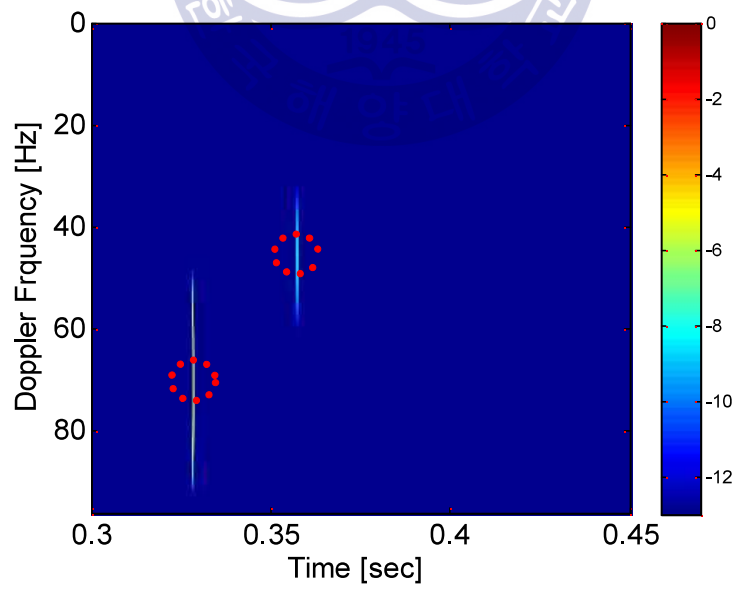
(a) 수신센서 #1, (b) 수신센서 #2, (c) 수신센서 #3

Fig. 4.8 Ambiguity function result of target(10knot) signal of 20[m] range from CPA,

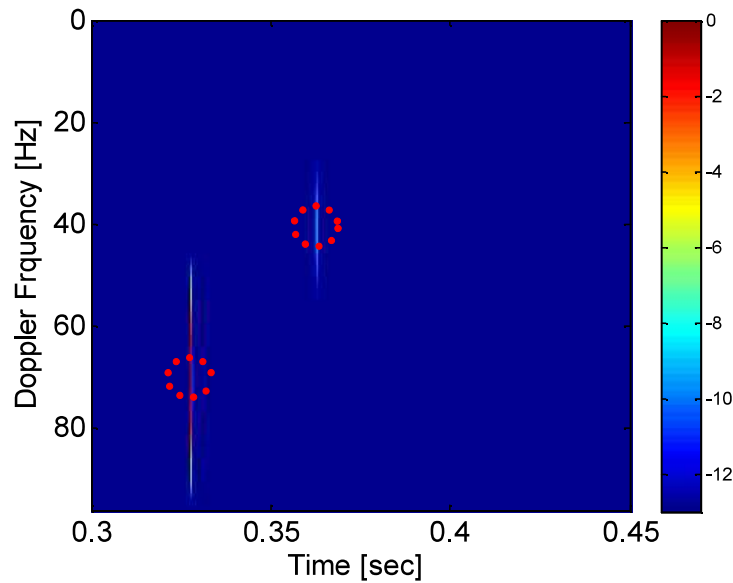
(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3



(a)



(b)



(c)

그림 4.9 CPA로부터 50[m] 거리에서 수중 음원(10knot) 신호의 모호 함수 결과,

(a) 수신센서 #1, (b) 수신센서 #2, (c) 수신센서 #3

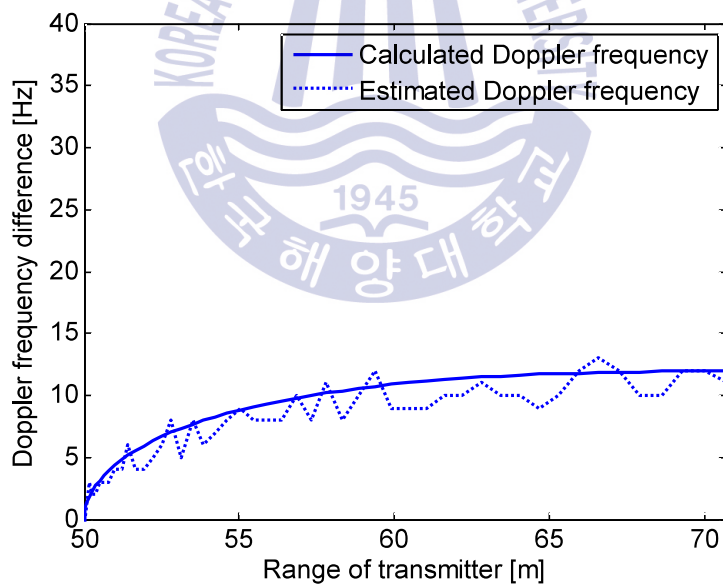
Fig. 4.9 Ambiguity function result of target(10knot) signal of 50[m] range from CPA,

(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3

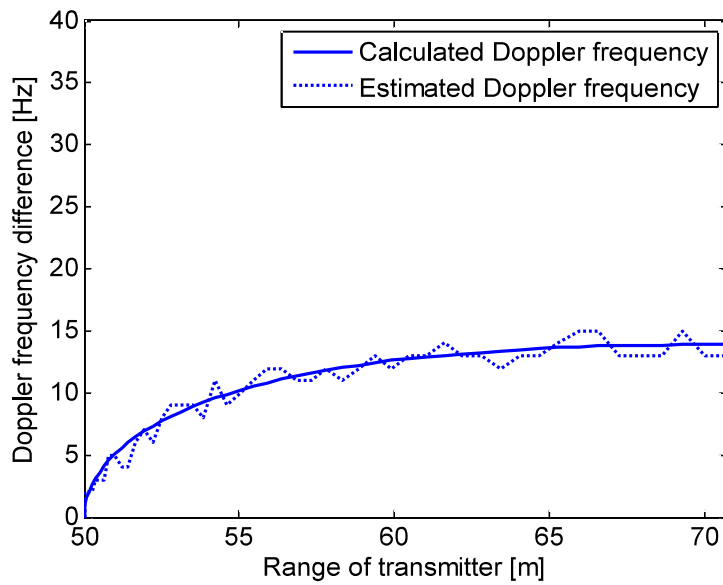
그림 4.6 ~ 4.9의 모호 함수 결과 그림으로부터 직접 경로와 해수면 반사에 의한 간접 경로로 수신되는 신호의 존재 즉, 다중 경로 신호의 존재를 확인할 수 있다. 그림 4.6과 4.7은 수중 음원이 5[knot]의 속도로 CPA로부터 20[m], 50[m]에 떨어져 기동할 때의 센서별로 수신된 도플러 천이 주파수의 결과를 나타내며 상호 다른 도플러 천이 주파수 값을 보이고 있다. 또한 그림 4.8과 4.9는 수중 음원이 10[knot]의 속도로 CPA로부터 20[m], 50[m]에 떨어져 기동할 때의 도플러 천이 주파수의 결과를 나타내는 것으로 앞서 5[knot]의 속도로 수중 음원이 기동 했을 때와 마찬가지로 센서별로 상호 다른 도플러 천이 주파수 값을 볼 수가 있다. 따라서

거리 및 수중 음원의 속도에 따라 센서별로 상호 다른 도플러 천이 주파수 값을 나타내므로 다중 경로 신호의 수신 특성에 따라 수중 음원의 거리 추정이 가능함을 위 그림의 결과로부터 유추할 수 있다.

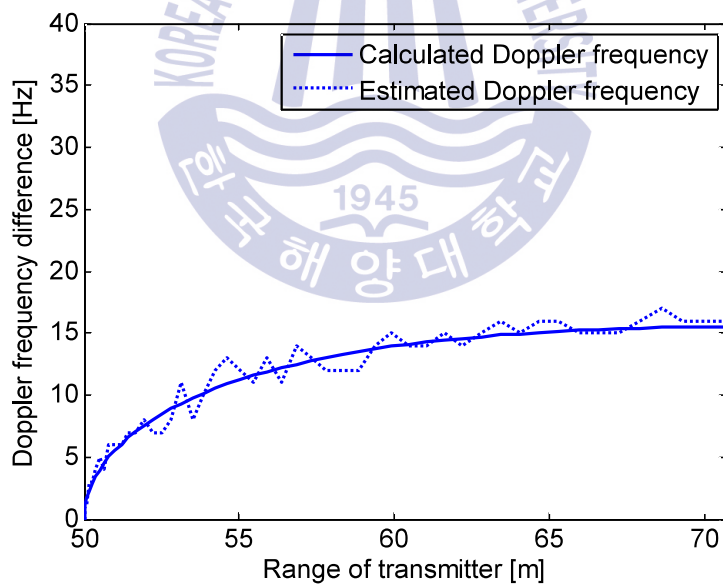
이에 앞 절에서 기술한 모의실험의 수행 조건별로 본 연구에서 제안한 방법의 성능을 고찰 해보았다. 먼저 그림 4.10은 송신 신호 대역폭이 1[kHz], 3개의 수신 센서에서 신호를 수신하고, 수중 음원이 5[knot] 속도로 CPA 거리 중심에서 멀어질 때의 추정된 도플러 천이 주파수와 이론적으로 계산된 도플러 천이 주파수를 나타낸다. 수신 센서 3개 모두 CPA 거리 50[m] 근처에서는 상호간의 도플러 천이 주파수의 차이가 별로 나타나지 않았고, CPA 거리로부터 점점 멀어질수록 차이가 커짐을 확인할 수 있다.



(a) 수신센서 #1



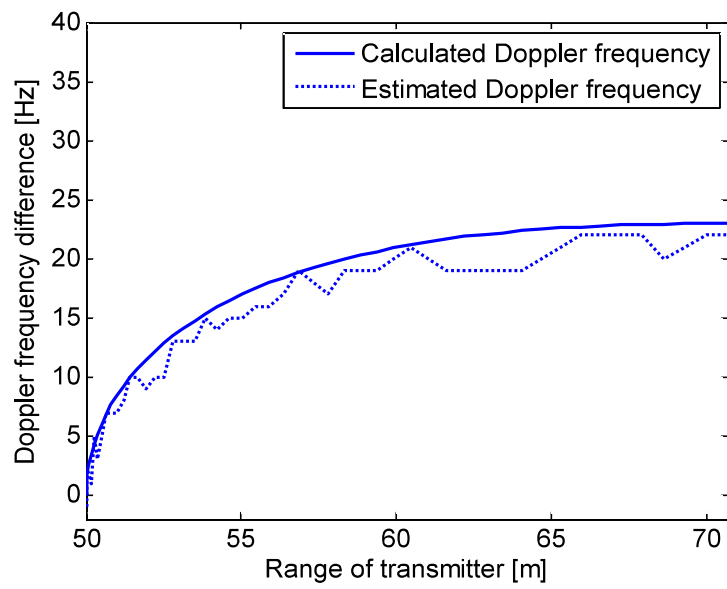
(b) 수신센서 #2



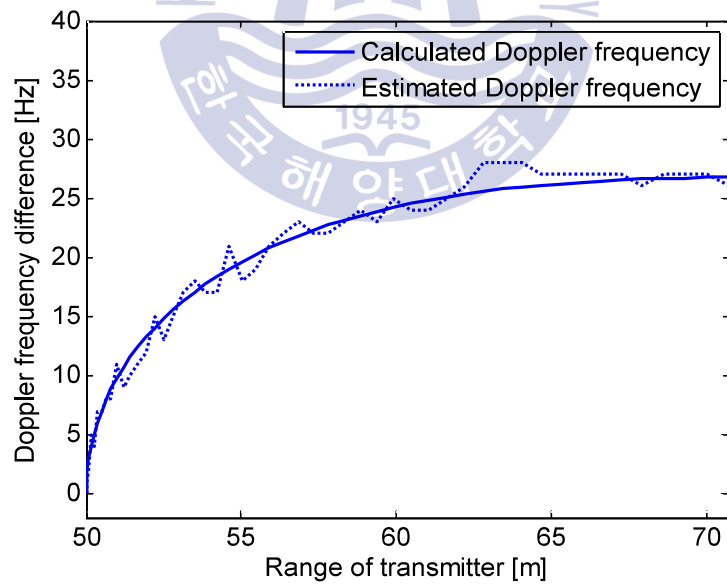
(c) 수신센서 #3

그림 4.10 수신센서 별 도플러 천이 주파수 차이 모의실험 결과
(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3

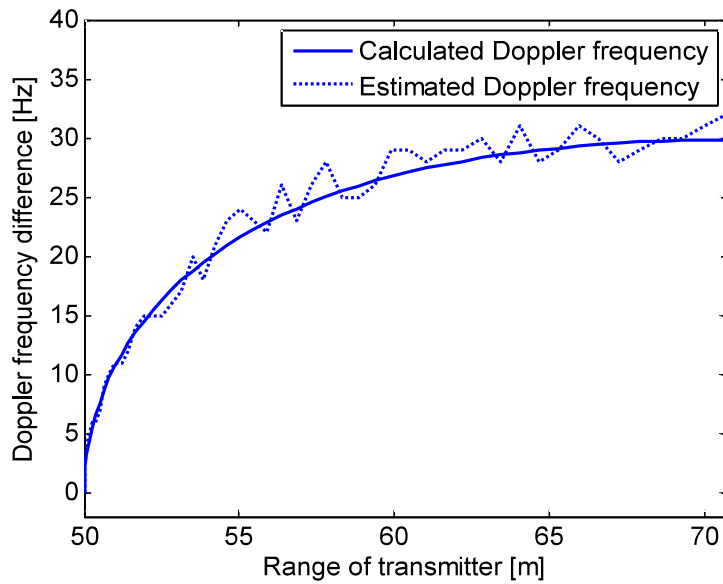
Fig. 4.10 Simulation results of doppler shift frequency difference
according to receive sensor



(a) 수신센서 #1



(b) 수신센서 #2



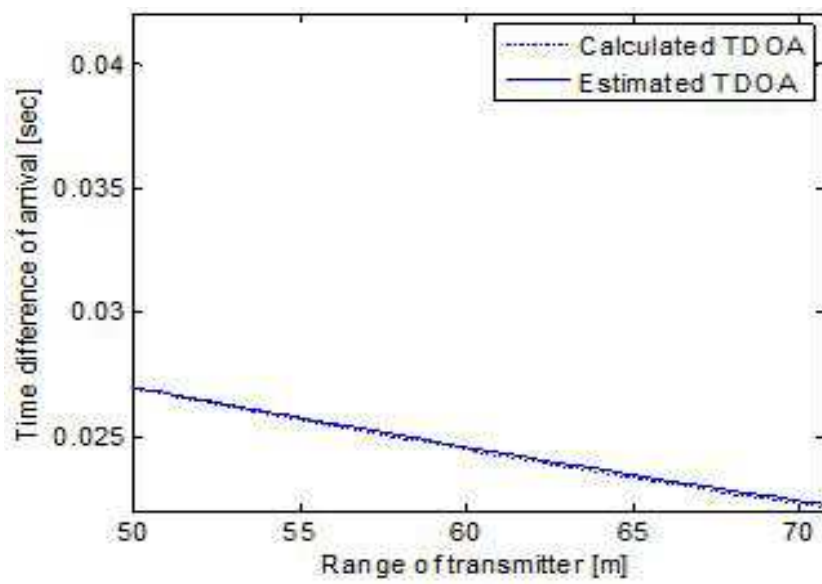
(c) 수신센서 #3

그림 4.11 수신센서 별 도플러 천이 주파수 차이 모의실험 결과
(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3

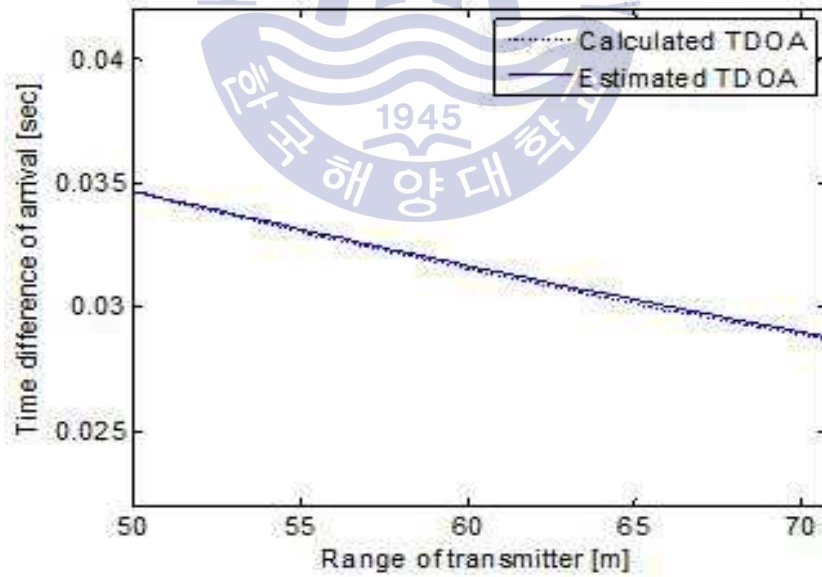
Fig. 4.11 Simulation results of doppler shift frequency difference according to receive sensor

그림 4.11은 송신 신호 대역폭이 1[kHz], 3개의 수신 센서에서 신호를 수신하고, 수중 음원이 10[knot] 속도로 CPA 거리 중심에서 멀어질 때의 추정된 도플러 천이 주파수와 이론적으로 계산된 도플러 천이 주파수를 나타낸다. 결과는 그림 4.10과 비슷한 형태를 보였고, 상호간의 오차는 수중 음원이 5[knot] 일 때 보다는 줄어든 것을 확인할 수 있다. 이는 수중 음원이 빨라질수록 다중 경로 신호들 사이의 도플러 천이 주파수의 차이가 커짐으로 상호간의 신호 구분이 명확해지기 때문에 추정하는 오차는 반대로 줄어드는 것이다.

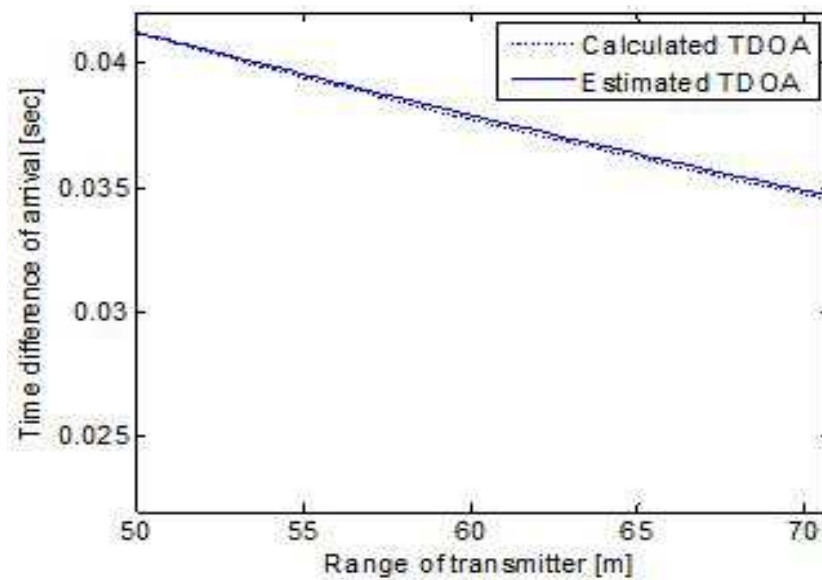
다중 경로에 의해 이론적으로 계산된 도플러 천이 주파수와 추정된 도플러 천이 주파수간의 차이 결과 확인에 이어 다중 경로에 의해 도달하는 신호들 간의 시간 차이의 결과도 고찰 해보았다.



(a) 수신센서 #1



(b) 수신센서 #2



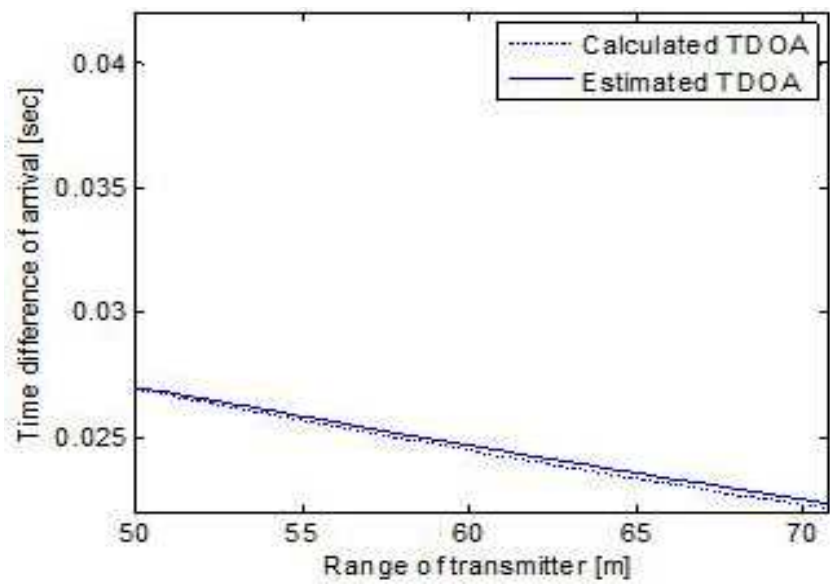
(c) 수신센서 #3

그림 4.12 수신센서 별 도달 시간 차이 모의실험 결과

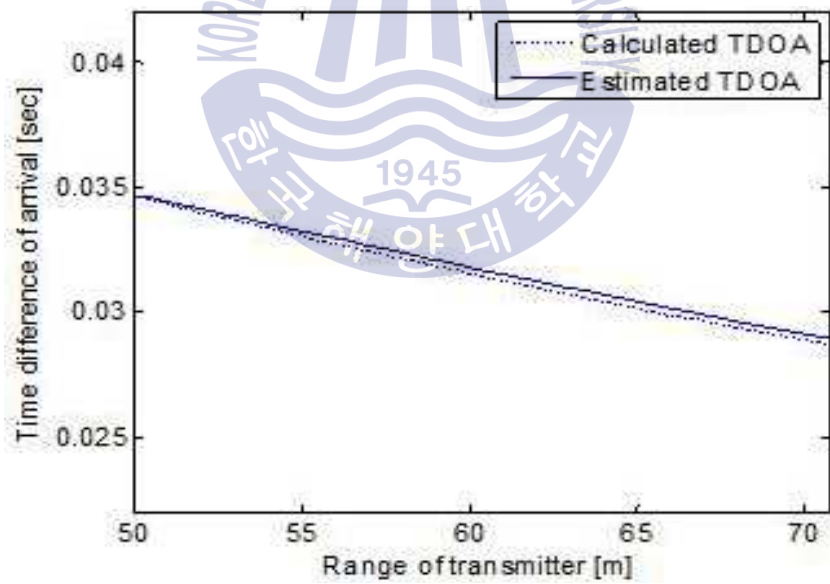
(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3

Fig. 4.12 Simulation results of time difference of arrival according to receive sensor

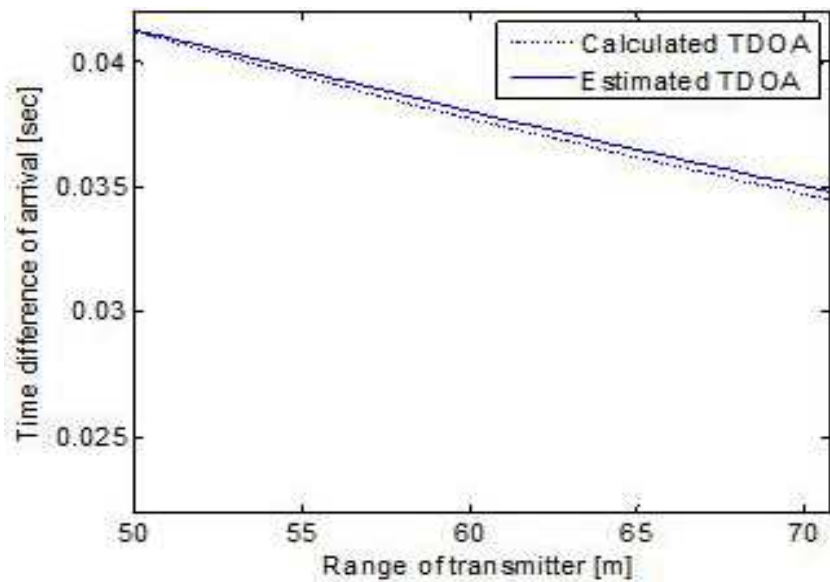
그림 4.12는 송신 신호 대역폭이 1[kHz], 3개의 수신 센서에서 신호를 수신하고, 수중 음원이 5[knot] 속도로 CPA 거리 중심에서 멀어질 때의 추정된 도달 시간 차와 이론적으로 계산된 도달 시간 차를 나타낸다. 수신 센서 3개 모두 CPA 거리 50[m] 근처에서는 상호간의 차이가 별로 나타나지 않았고, CPA 거리로부터 점점 멀어지더라도 상호간의 차이 없이 좋은 결과를 보였다.



(a) 수신센서 #1



(b) 수신센서 #2



(c) 수신센서 #3

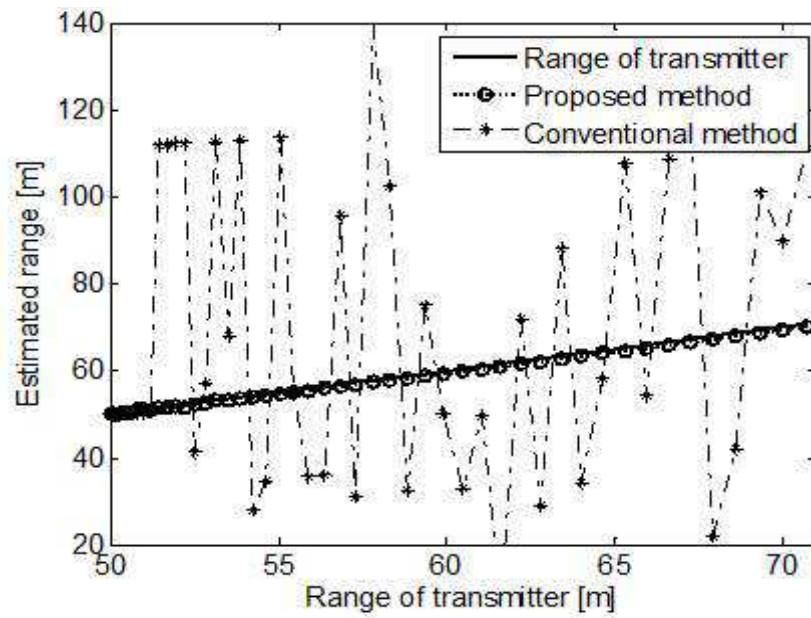
그림 4.13 수신센서 별 도달 시간 차이 모의실험 결과

(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3

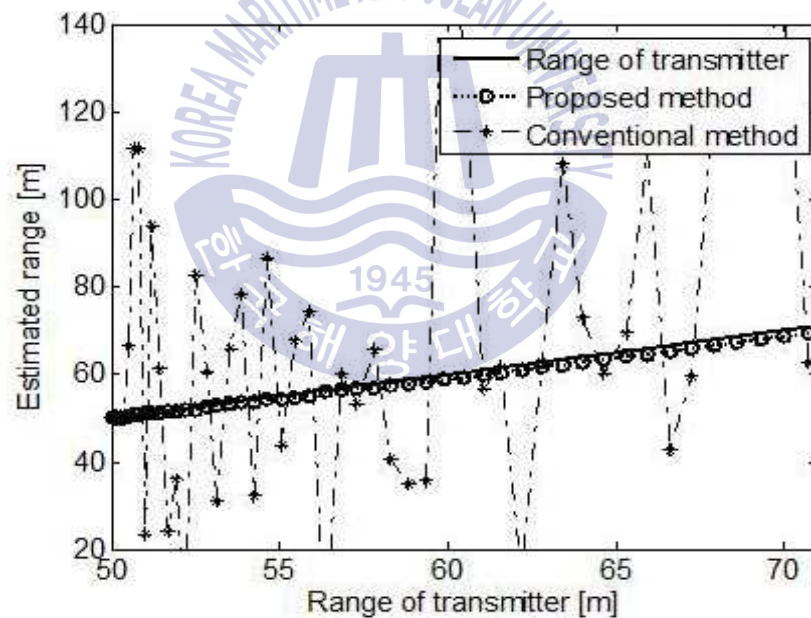
Fig. 4.13 Simulation results of time difference of arrival according to receive sensor

그림 4.13은 송신 신호 대역폭이 1[kHz], 3개의 수신 센서에서 신호를 수신하고, 수중 음원이 10[knot] 속도로 CPA 거리 중심에서 멀어질 때의 추정된 도달 시간 차와 이론적으로 계산된 도달 시간 차를 나타낸다. 수중 음원이 5[knot]일 때의 속도로 이동했을 때와 비슷하게 오차가 거의 없이 좋은 결과를 보였다.

본 연구에서 제안한 방법과 도플러 천이 주파수를 보정하지 않고, 상관 함수를 이용하여 거리를 추정하는 기존의 도달 시간차 추정 방법 (Conventional method)과의 성능 비교를 위해 모의실험을 시나리오별로 수행하였다. 그림 4.14는 송신 신호 대역폭이 1[kHz], 3개의 수신 센서에서 신호를 수신할 때 수중 음원의 이동 속도별 거리 추정 결과를 나타낸다.



(a)



(b)

그림 4.14 수중 음원 속도별 거리 추정 모의실험 결과

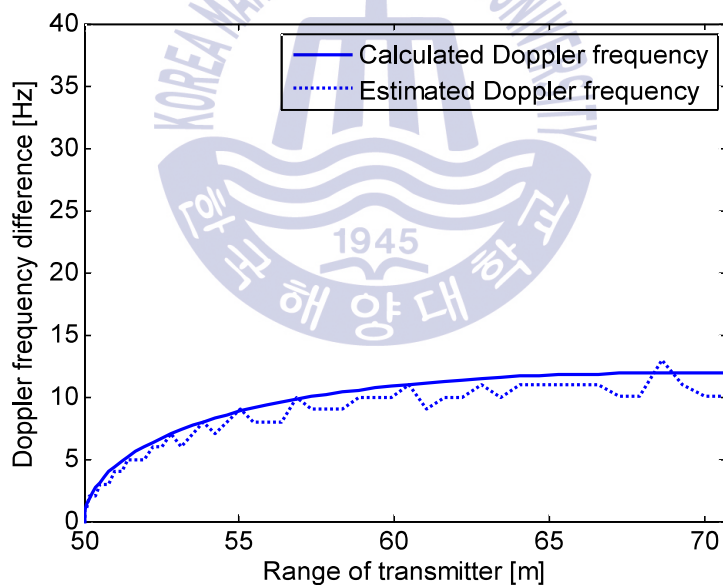
(a) 5knot, (b) 10knot

Fig. 4.14 Simulation results of range estimation according to velocity of acoustic source

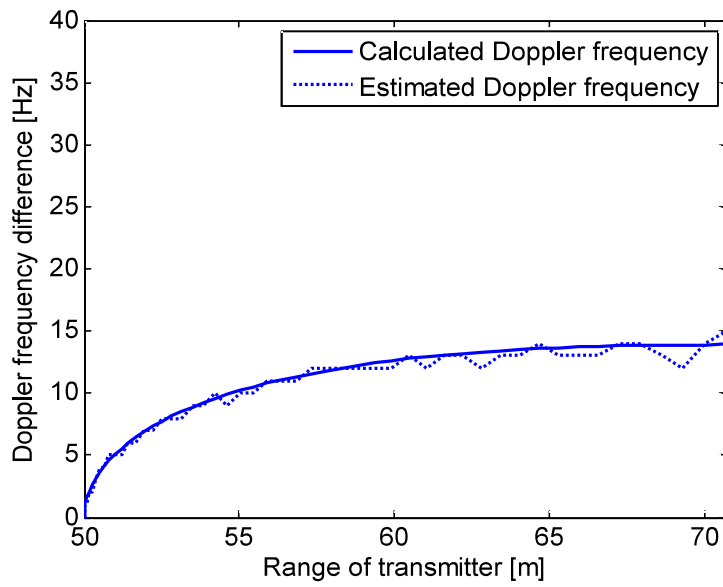
이동하는 수중 음원의 도플러 주파수를 추정하지 않는 기존의 도달 시

간차 추정 방법의 성능은 CPA 거리부터 안정적이지 못하고, CPA로부터 거리가 멀어질수록 큰 오차를 발생시키는 반면에, 제안한 방법은 CPA 거리부터 오차가 작고, 큰 변동 없이 거의 정확하게 수중 음원의 거리를 잘 추정하고 있음을 확인할 수 있다.

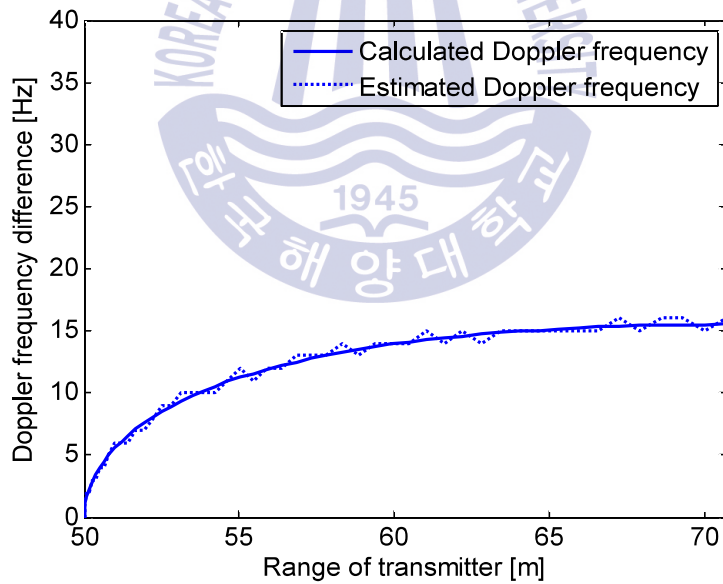
다음으로 그림 4.15는 송신 신호 대역폭만 2[kHz] 넓히고, 나머지 조건들은 그림 4.10의 결과에서 설정했던 사항과 동일하게 수행한 결과이다. 결과 역시 그림 4.10과 같이 CPA 주위에서는 수신 센서별 계산된 도플러 천이 주파수와 추정된 도플러 천이 주파수의 차이가 많이 나지 않았고, CPA 거리로부터 멀어질수록 오차가 커지는 것을 확인할 수 있다.



(a) 수신센서 #1



(b) 수신센서 #2

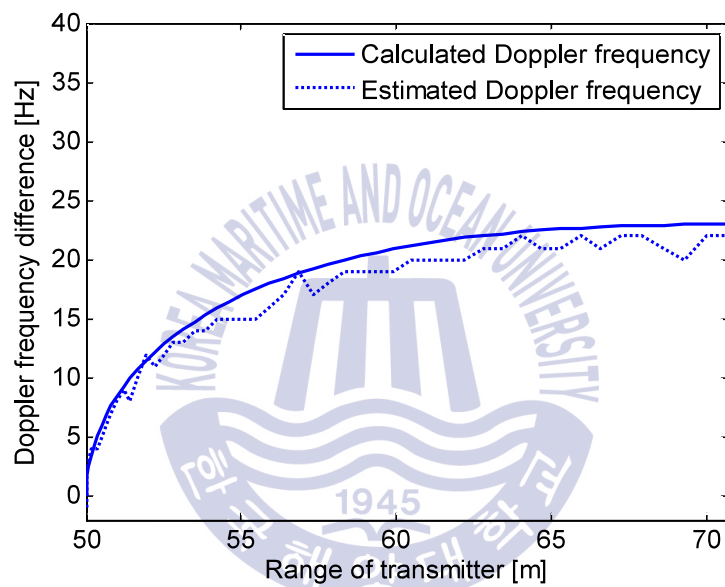


(c) 수신센서 #3

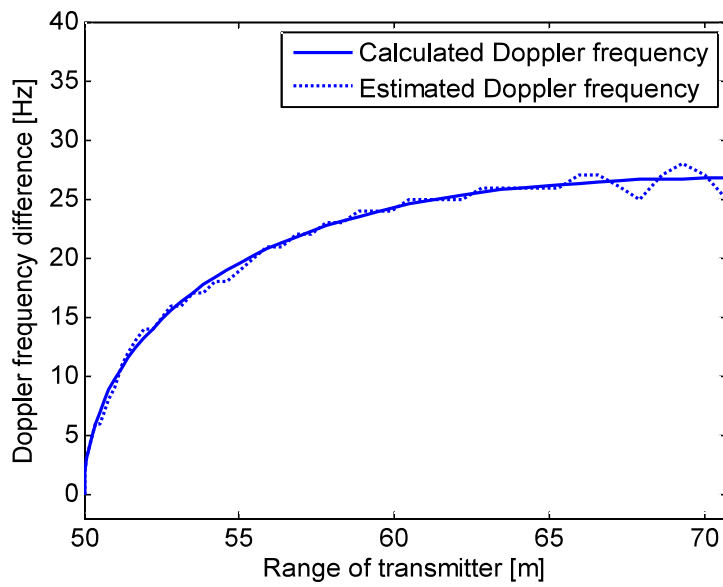
그림 4.15 수신센서 별 도플러 천이 주파수 차이 모의실험 결과
(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3

Fig. 4.15 Simulation results of doppler shift frequency difference
according to receive sensor

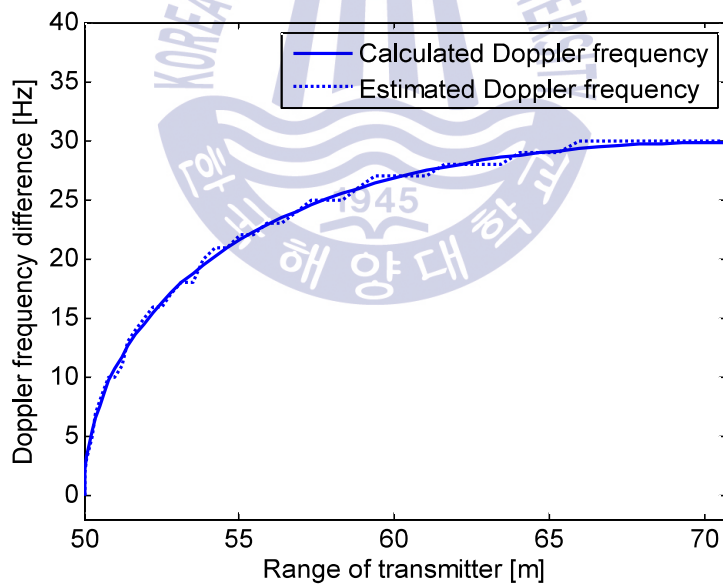
그림 4.16은 송신 신호 대역폭만 2[kHz] 넓히고, 나머지 조건들은 그림 4.11의 결과에서 설정했던 사항과 동일하게 수행한 결과이다. 이 결과 역시 그림 4.11과 비슷한 형태를 나타내었다. CPA 근처에서는 각 수신 센서마다 이론적인 값과 추정한 값의 차이가 거의 나지 않고, CPA로부터 멀어질수록 차이를 많이 보였다.



(a) 수신센서 #1



(b) 수신센서 #2

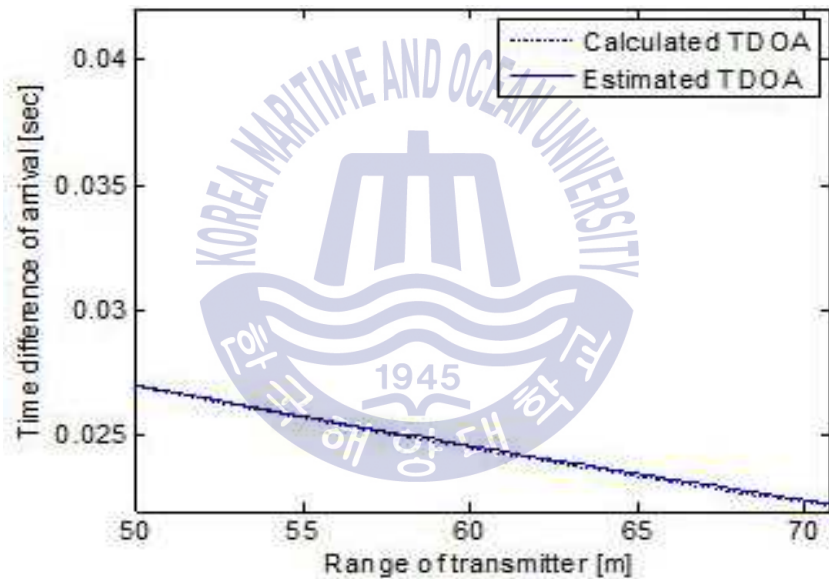


(c) 수신센서 #3

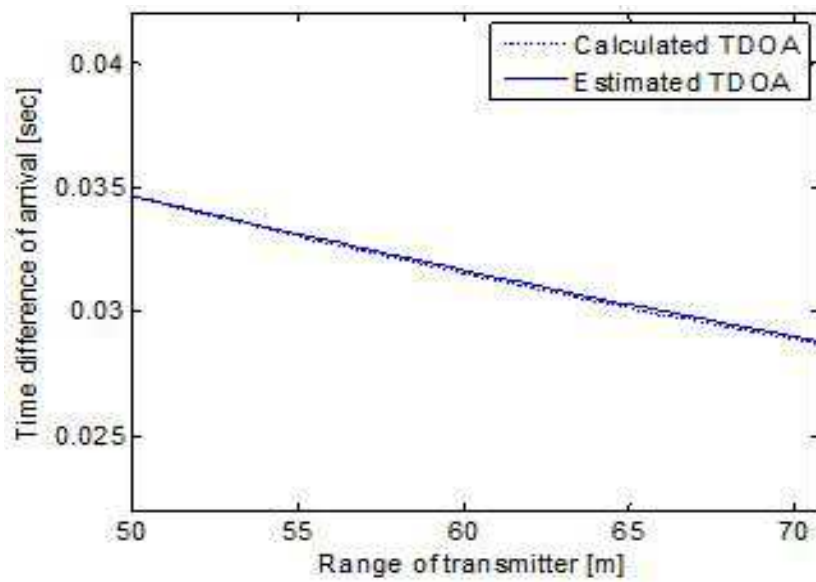
그림 4.16 수신센서 별 도플러 천이 주파수 차이 모의실험 결과
(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3

Fig. 4.16 Simulation results of doppler shift frequency difference
according to receive sensor

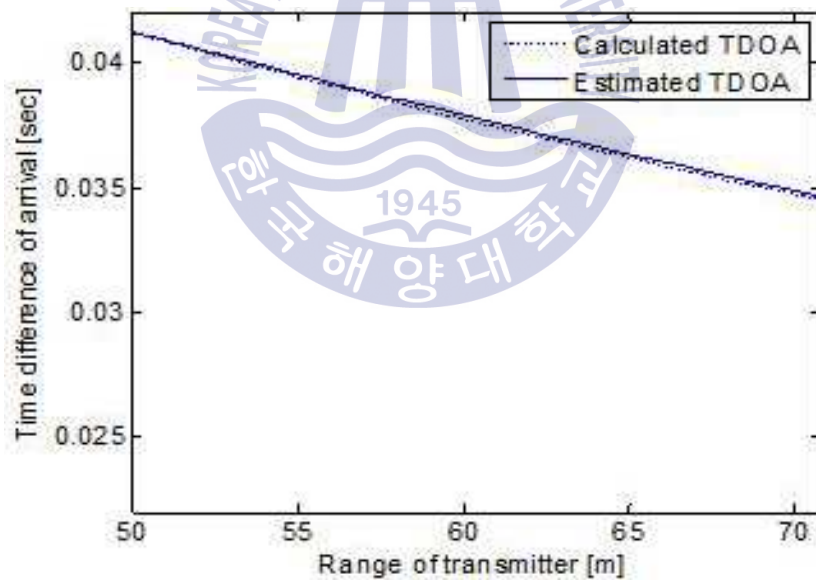
마찬가지로 송신 대역폭을 2[kHz]로 넓힌 후에 도달 시간 차이에 대한 결과도 확인해보았다. 그림 4.17은 수중 음원의 속도가 5[knot]일 때의 결과 그림이고, 그림 4.18은 수중 음원의 속도가 10[knot]일 때의 결과 그림이다. 송신 신호 대역폭을 2[kHz]로 넓힌 후의 결과도 앞선 결과 내용들과 마찬가지로 수중 음원의 속도가 5[knot], 10[knot]의 속도 모두 이론적으로 계산된 도달 시간 차와 추정된 도달 시간 차의 상호간의 오차가 거의 없이 거리별로 좋은 결과를 보였다.



(a) 수신센서 #1



(b) 수신센서 #2

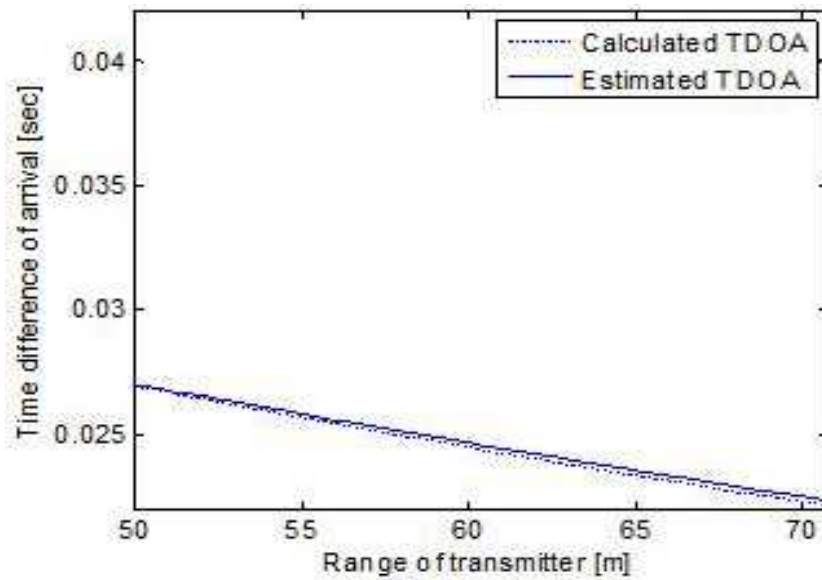


(c) 수신센서 #3

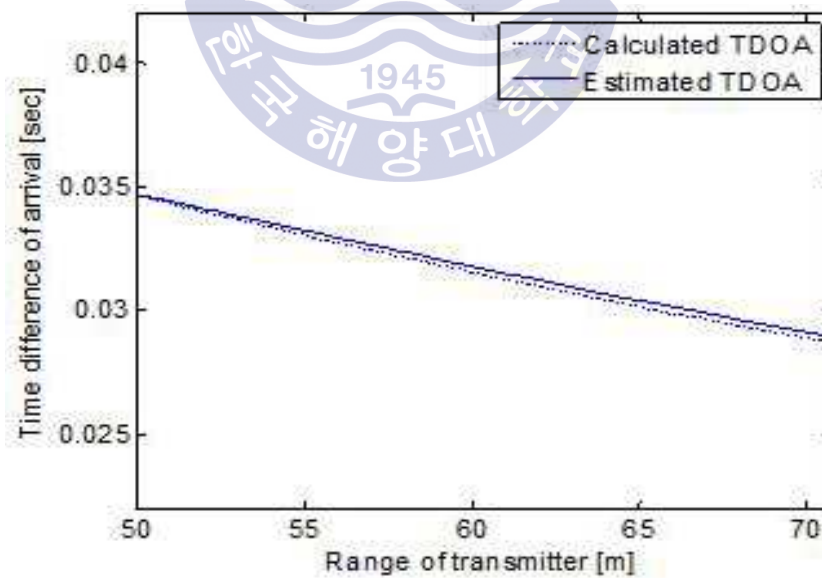
그림 4.17 수신센서 별 도달 시간 차이 모의실험 결과

(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3

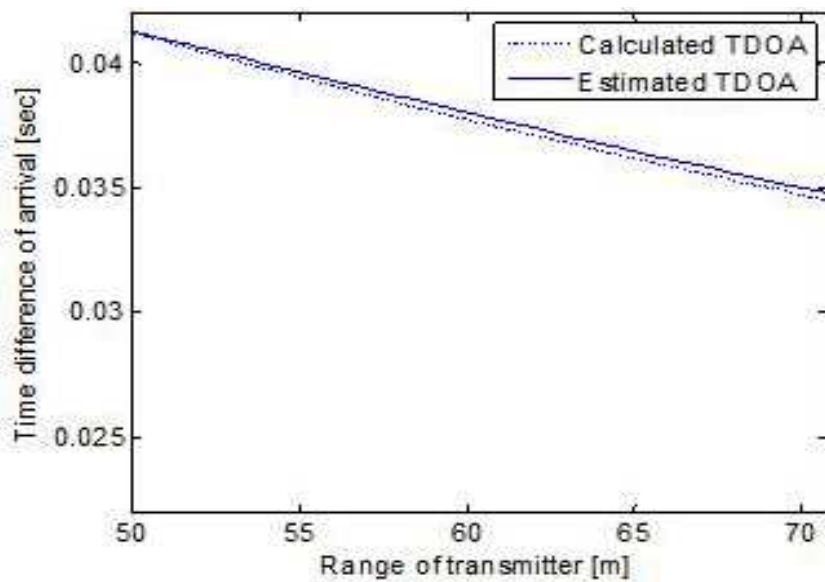
Fig. 4.17 Simulation results of time difference of arrival according to receive sensor



(a) 수신센서 #1



(b) 수신센서 #2



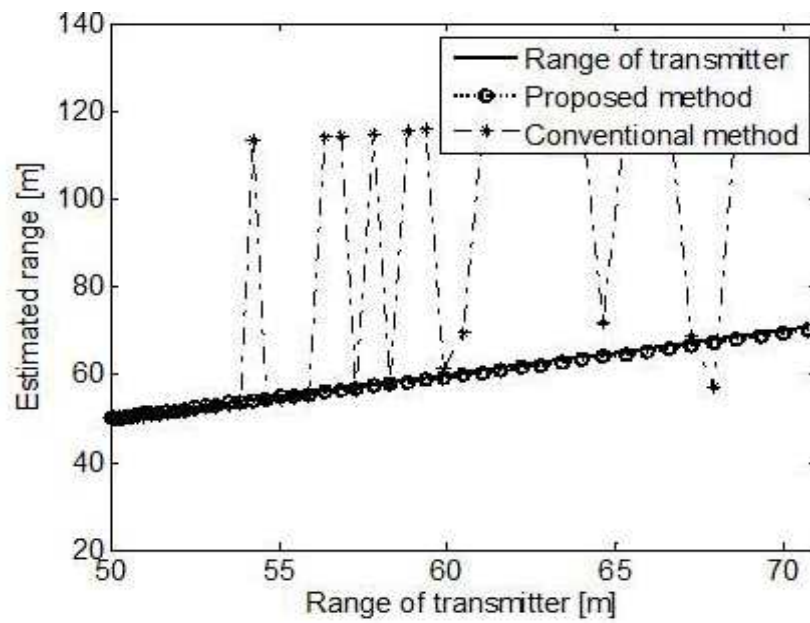
(c) 수신센서 #3

그림 4.18 수신센서 별 도달 시간 차이 모의실험 결과

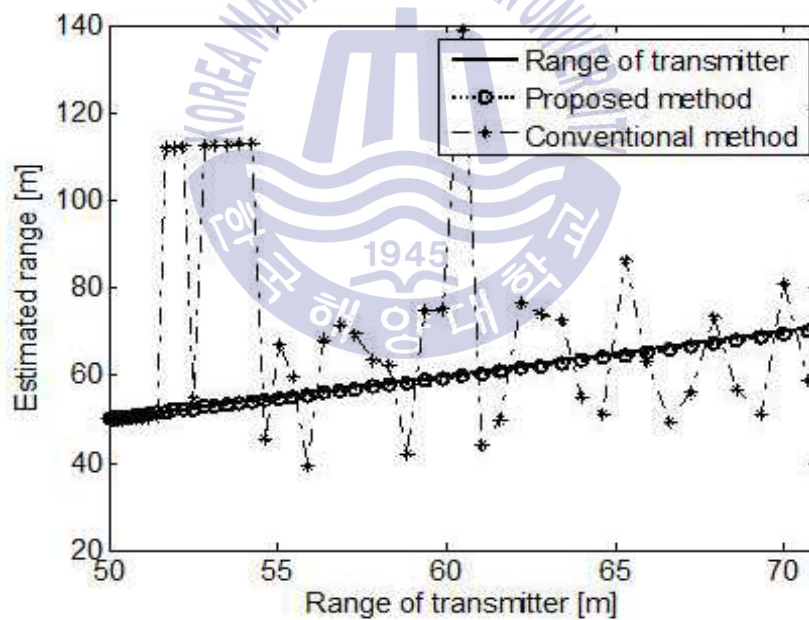
(a) receive sensor #1, (b) receive sensor #2, (c) receive sensor #3

Fig. 4.18 Simulation results of time difference of arrival according to receive sensor

송신 신호 대역폭을 2[kHz]로 변경했을 때에도 기존의 도달 시간차 추정 방법(Conventional method)과 제안한 방법의 성능 비교를 모의실험을 통해 확인해 해보았다.



(a)

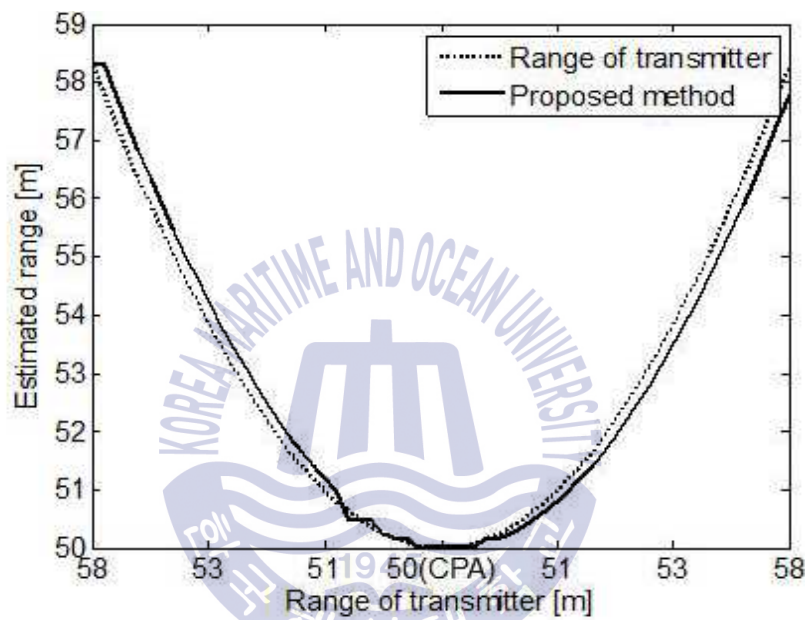


(b)

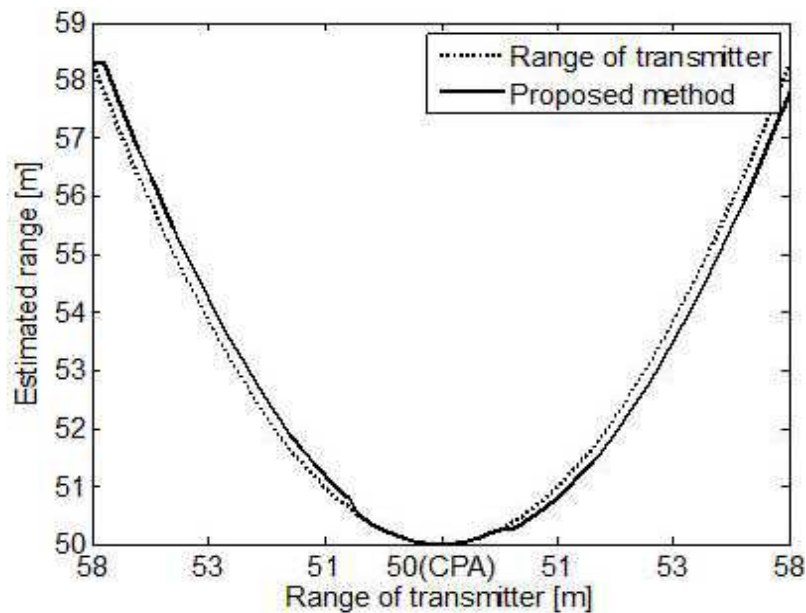
그림 4.19 수중 음원 속도별 거리 추정 모의실험 결과
(a) 5knot, (b) 10knot

Fig. 4.19 Simulation results of range estimation according to velocity of acoustic source

그림 4.14의 결과와 마찬가지로 이동하는 표적의 도플러 주파수를 추정하지 않는 기존의 도달 시간차 추정 방법의 성능은 안정적이지 않고, 큰 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있고, 제안한 방법의 거리 추정이 안정적임을 또다시 확인할 수 있다.



(a) 송신 신호 대역폭[1kHz]



(b) 송신 신호 대역폭[2kHz]

그림 4.20 송신 신호 대역폭별 거리추정 모의실험 결과

(a)transmit signal bandwidth[1kHz], (b)transmit signal bandwidth[2kHz]

Fig. 4.20 Simulation results of range estimation according to transmit signal bandwidth

그림 4.20은 CPA 거리 중심에서 5[knot]의 속도로 이동하는 수중 음원 거리 대비 제안한 방법이 추정한 거리를 송신 신호 대역폭별로 나누어 나타낸 결과이다. 수중 음원과 최근접 거리 50[m], 즉 CPA에서는 송신 신호 대역폭에 상관없이 거의 정확하게 거리를 추정하는 것을 볼 수 있다. 그에 비해 CPA에 수중 음원이 진입하기 전 거리에서는 약간의 거리 추정 오차 값을 보이고 있고, CPA 거리를 지나 수중 음원이 멀어지는 경우에도 진입하기 전 결과와 비슷하게 약간의 오차 값을 나타내고 있다. 또한 송신 신호 대역폭이 커짐에 따라 CPA 거리에 진입하기 전과 후의 오차 값이 좀 더 줄어든 것을 확인할 수 있다.

Table 4.3은 앞서 그림으로 확인했던 기존의 일반적인 거리 추정 방법과 본 연구에서 제안한 방법에 의해 추정된 평균 거리 추정 오차 값을 나타내고, 그림 4.21은 제안한 방법에서 수중 음원의 속도 및 송신 신호 대역폭에 따른 거리별 추정 오차의 결과 그림이다.

Table 4.3 Average value of range estimation error between conventional method and proposed method

구 분	송신 신호 대역폭	5knot	10knot
conventional method	1[kHz]	25.5[m]	25.2[m]
	2[kHz]	21.2[m]	17.6[m]
proposed method	1[kHz]	0.4[m]	0.7[m]
	2[kHz]	0.4[m]	0.4[m]

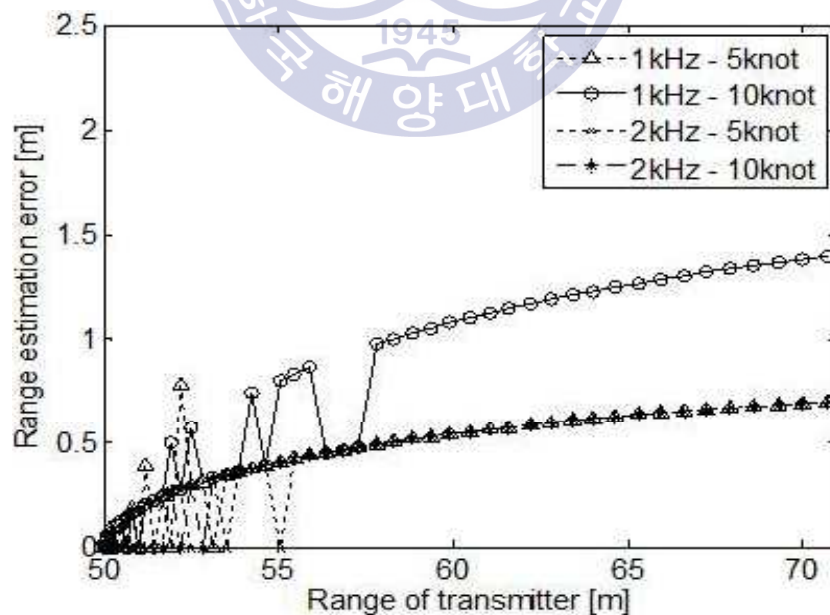


그림 4.21 제안한 방법의 거리 추정 오차 모의실험 결과

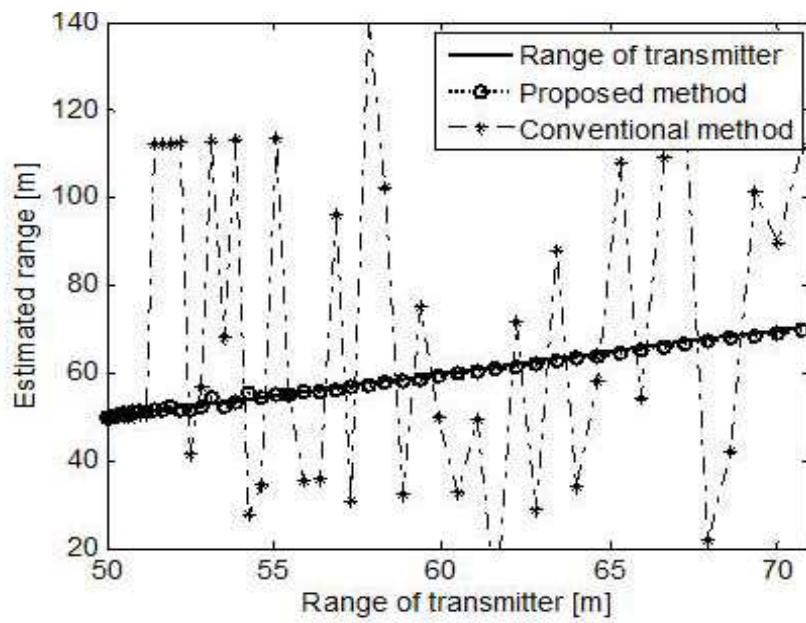
Fig. 4.21 Simulation results of range estimation error of proposed method

먼저 기존의 일반적인 거리 추정 방법에서 송신 신호 대역폭이 1[kHz]에서 2[kHz]로 증가 했을 때 거리 추정 오차 값을 비교해보면 약 17% ~ 27% 줄어들었음을 확인할 수 있지만 제안한 방법과 상호 비교를 해보면 제안한 방법이 최대 95% 이상 오차가 작아져 성능이 월등히 앞서는 것을 확인할 수 있다. 모의실험의 결과가 좋은 이유는 해수면이 Flat 하다는 가정하에 해수면에 입사 및 반사되는 각도가 정확하게 일치하고, 또한 수중 방사 소음 측정 거리의 아주 짧은 구간에 내에서 도달 신호의 주파수 및 시간 차 분해능이 아주 세밀하여 오차가 크기 않기 때문에 거의 정확하게 거리를 추정할 수 있기 때문인 것으로 판단된다.

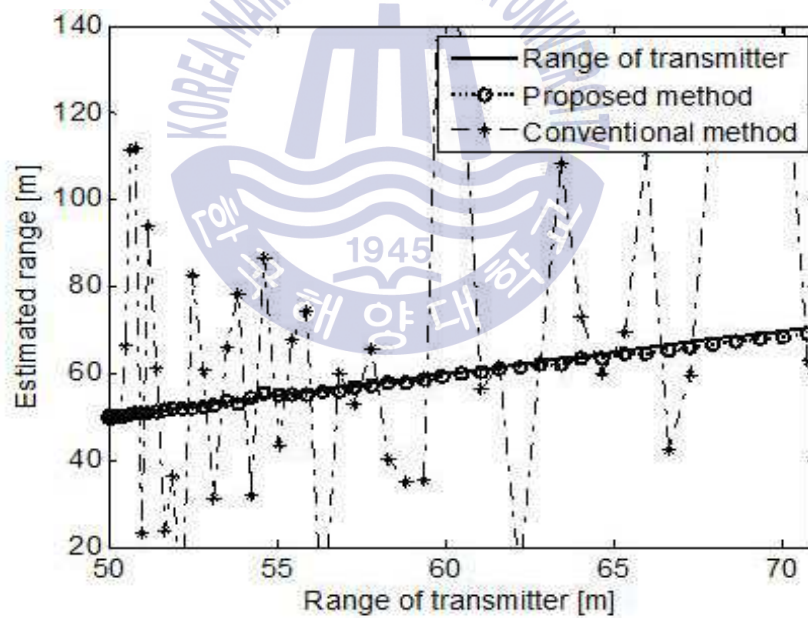
그림 4.21 제안한 방법의 거리 추정 오차 모의실험 결과를 보게 되면 1[kHz], 10[knot]가 CPA로부터 조금 떨어진 거리에서 약 1.2~1.3[m]의 오차를 보였고, 그 외는 CPA부터 멀어지는 전 구간까지 모두 1[m] 이내의 추정 오차를 보이고 있어, Table 4.3의 평균 추정 값과 일치함을 알 수 있다.

지금까지는 모의실험 수행 시나리오 중 수신 센서를 3개를 사용했을 때의 결과들을 확인하였다. 다음으로 실제 수중함의 수중방사 소음을 측정할 때 측정 센서 개수의 조건과 동일한 수신 센서 1개를 사용했을 때의 성능을 확인해 보았다.

그림 4.22는 송신 신호 대역폭을 1[kHz], 수신 센서 1개로 신호를 수신할 경우, 기존의 일반적인 거리 추정 방법과 본 연구에서 제안한 방법의 성능을 고찰한 결과이다. 수신 센서 1개의 설치 위치는 수중 음원이 수심 변경 없이 수평으로만 이동한다는 가정 하에 수중 음원과 동일 수심인 50[m]에 위치시키고, 모의실험을 수행한 결과이다.



(a)



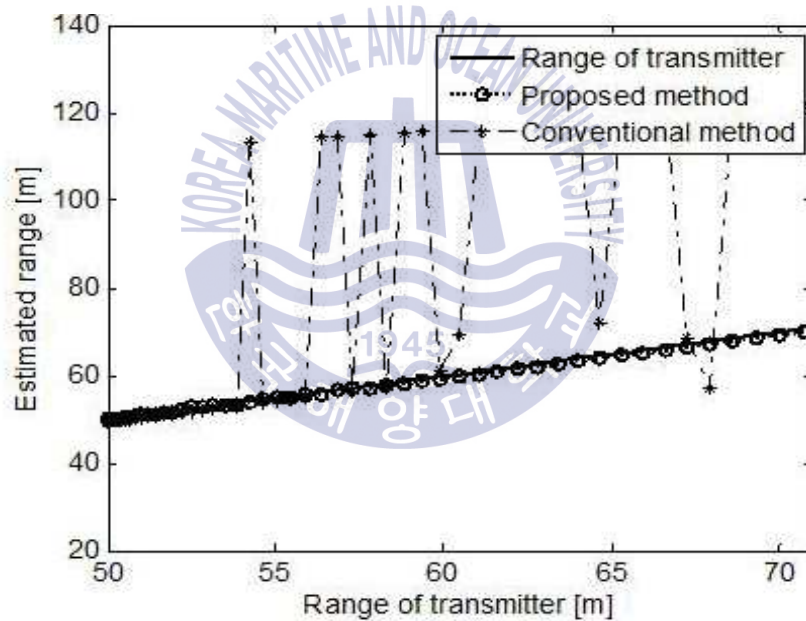
(b)

그림 4.22 수중 음원 속도별 거리 추정 모의실험 결과
(a) 5knot, (b) 10knot

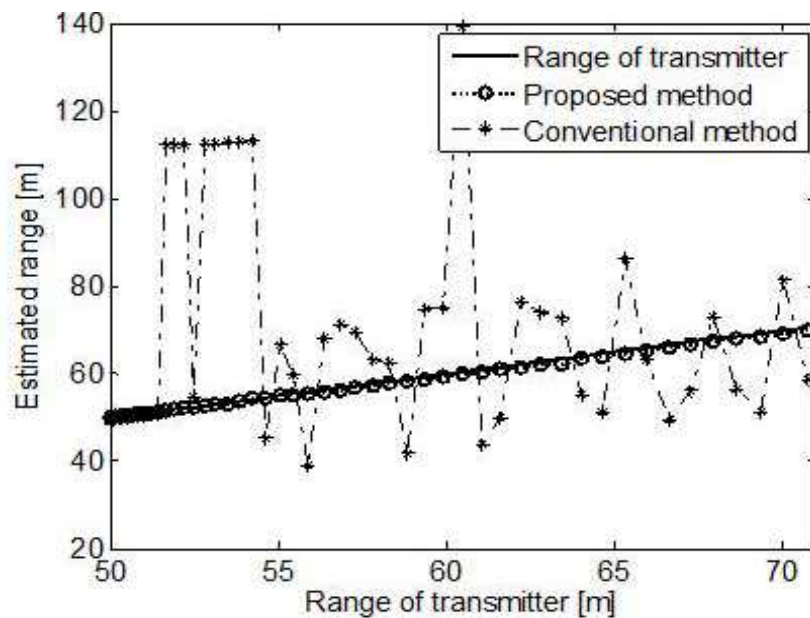
Fig. 4.22 Simulation results of range estimation according to velocity of acoustic source

수중 음원과 동일 수심에 수신 센서 1개를 설치하여 모의실험을 수행한 결과도 기존의 일반적인 거리 추정 방법에서는 CPA 거리 근처에서부터 멀어지는 거리까지 거리 추정 값이 일정하지 않고, 튀는 것을 볼 수 있는 반면에 제안한 방법에서는 수신 센서 3개를 사용했을 때의 결과와 마찬가지로 CPA 거리부터 멀어지는 거리까지 큰 변동 없이 안정적인 거리 추정의 결과를 확인할 수 있다.

그림 4.23은 모의실험 수행 시나리오 중 송신 신호 대역폭만 2[kHz]로 넓히고, 그 외 조건은 앞서 수행한 조건과 동일하게 두고 모의실험을 수행한 결과를 나타낸다.



(a)



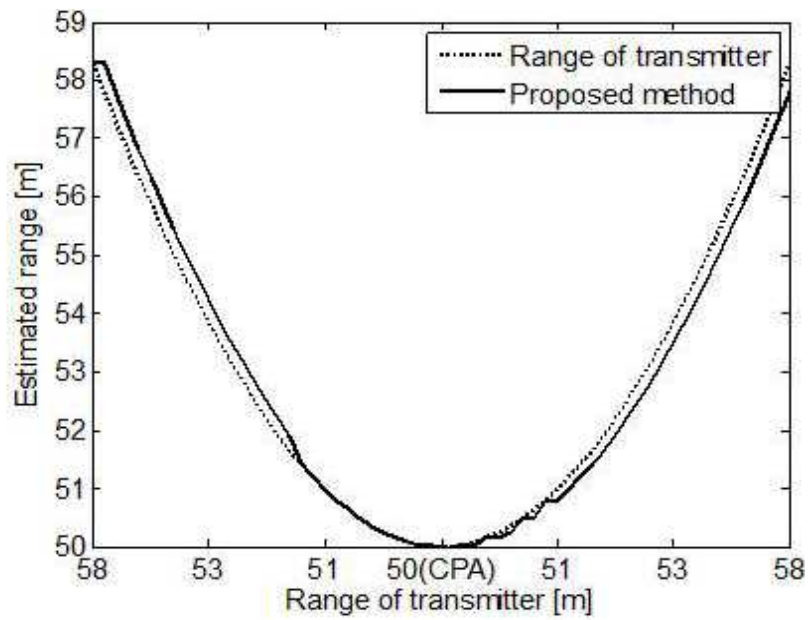
(b)

그림 4.23 수중 음원 속도별 거리 추정 모의실험 결과

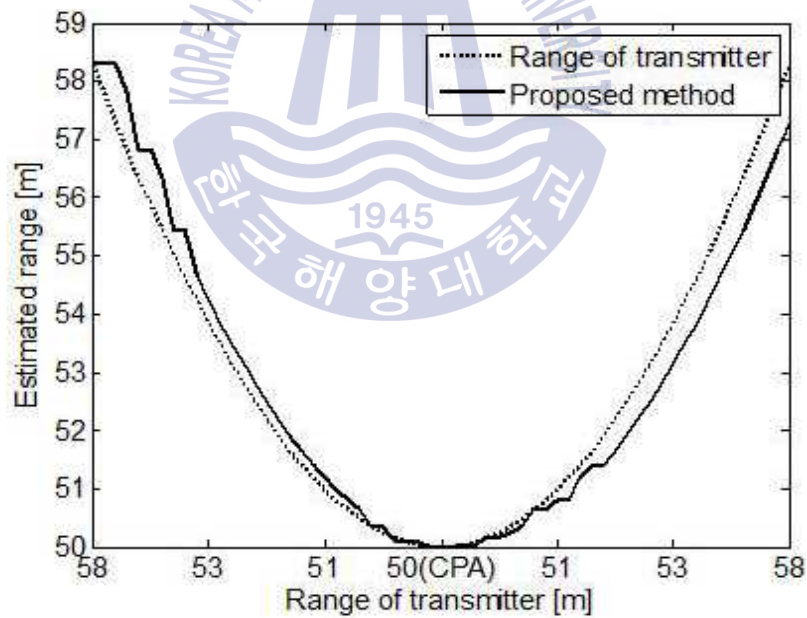
(a) 5knot, (b) 10knot

Fig. 4.23 Simulation results of range estimation according to velocity of acoustic source

송신 신호 대역폭을 1[kHz]에서 2[kHz]로 변경한 결과 역시 그림 4.21과 거의 차이가 없이 동일한 형태의 양상을 보였다. 기존의 일반적인 거리 추정 방법에서는 수중 음원의 속도 증가 했을 때 일부 거리 구간에서는 거리 추정 오차의 값이 줄어들었지만 전체적으로는 많이 튀는 모습을 보였다. 하지만 제안한 방법은 CPA거리부터 멀어지는 구간까지 안정적으로 거리를 잘 추정하고 있음을 확인할 수 있다.



(a) 송신 신호 대역폭[1kHz]



(b) 송신 신호 대역폭[2kHz]

그림 4.24 송신 신호 대역폭별 거리추정 모의실험 결과

(a)transmit signal bandwidth[1kHz], (b)transmit signal bandwidth[2kHz]

Fig. 4.24 Simulation results of range estimation according to transmit signal bandwidth

그림 4.24는 10[knot]의 속도로 이동하는 수중 음원의 거리 대비 제안한 방법이 추정한 거리를 그림 4.20과 같이 CPA 거리 중심에서 송신 신호 대역폭별로 나누어 나타낸 결과이다. 결과 역시 수중 음원과 최근접 거리 50[m], 즉 CPA에서는 송신 신호 대역폭에 상관없이 거의 정확하게 거리를 추정하는 것을 볼 수 있다. 그에 비해 CPA에 수중 음원이 진입하기 전 거리에서는 약간의 거리 추정 오차 값을 보이고 있고, CPA를 지나 수중 음원이 멀어지는 경우에도 진입하기 전 결과와 비슷하게 약간의 오차 값이 나타났다.

그림 4.22, 4.23와 같이 거리 추정에 대한 전 구간의 그래프를 거리 추정 오차 평균값으로 Table 4.4에 나타내었고, 그림 4.25는 그림 4.21과 마찬가지로 제안한 방법에서 수중 음원의 속도 및 송신 신호 대역폭에 따른 거리별 추정 오차의 결과 그림이다.

Table 4.4 Average value of range estimation error between conventional method and proposed method

구 분	송신 신호 대역폭	5knot	10knot
conventional method	1[kHz]	25.5[m]	24[m]
	2[kHz]	25.5[m]	24[m]
proposed method	1[kHz]	0.5[m]	0.5[m]
	2[kHz]	0.3[m]	0.3[m]

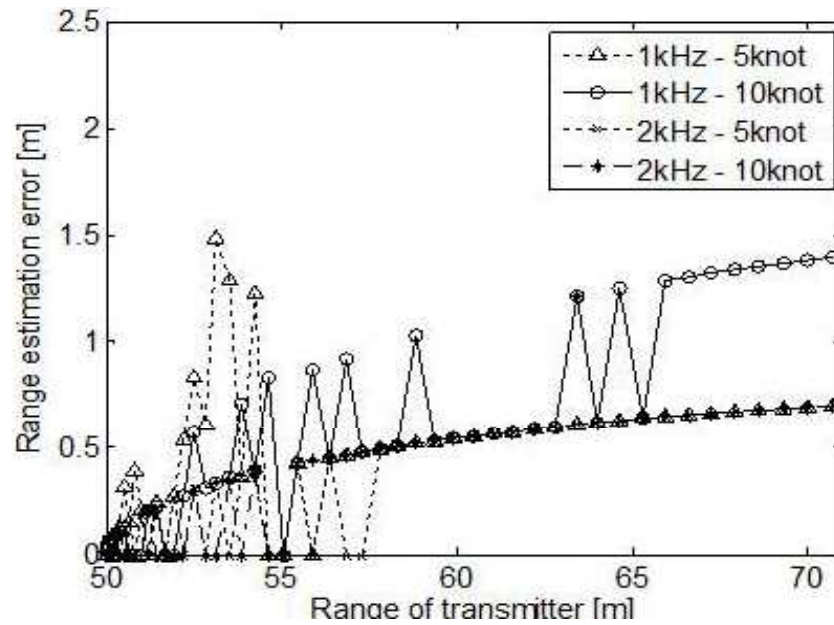


그림 4.25 제안한 방법의 거리 추정 오차 모의실험 결과

Fig. 4.25 Simulation results of range estimation error of proposed method

수중 음원과 동일한 수심에 수신 센서 1개를 설치하고, 모의실험을 수행한 결과 값을 보게 되면 기존의 방법에서는 수중 음원의 속도 및 송신 신호 대역폭의 변경에도 눈에 띄는 변화를 보이지 않았다. 또한 제안한 방법에서도 미세한 차이만 나타났다. 하지만 두 방법에 대한 상호 비교에서는 수신 센서 3개를 사용하고, 모의실험을 수행한 결과와 마찬가지로 최대 95% 이상 오차가 감소하는 것으로 나타나 제안한 방법의 성능이 월등히 앞서는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 4.25 제안한 방법의 거리 추정 오차 모의실험 결과를 보더라도 1[kHz], 5[knot]의 시나리오에서 최대 1.5[m]의 추정 오차를 보였을 뿐 나머지 시나리오의 조건에서는 1[m]이내의 오차를 보여 Table 4.4의 평균 추정 값과 일치함을 알 수 있다.

제 5 장 결 론

수중에서는 음파에 의해 신호가 전달된다. 또한 수온, 염분, 밀도 등 다양한 수중 환경의 특성으로 인해 음파는 직접 혹은 해수면 및 해저면 반사 등에 의한 간접 경로로 전달된다. 이런 복잡한 수중 환경에서 잠수함의 생존성과 적 함정으로부터 피탐 위험성 정도를 파악하기 위해 수중방사 소음 측정은 더욱더 중요시 되고 있고, 측정 기준을 만족했을 때 해군에 잠수함이 인도된다.

수중방사 소음 측정을 위한 조건들 중 가장 중요한 것이 측정 센서와 잠수함과의 거리이다. 보통 수중방사 소음의 음원 준위 측정은 측정 센서와 잠수함과의 최근접 점(CPA : Closet Point of Approach) $\pm$ 수 미터내에서 이루어져야 측정한 음원 준위 값을 유효한 것으로 간주한다. 일반적으로 수상함에서 거리에 대한 조건들을 만족하기 위한 여러 시험에서는 GPS, Radar 정보를 사용하지만 수중에서는 GPS 혹은 Radar 정보를 이용할 수가 없다. 따라서 거리에 대한 추정을 위해 다른 방법들이 사용되어야 한다.

이에 본 연구에서는 수중방사 소음 측정과 같이 근접 영역에서, 잠수함 측, 측정하고자 하는 수중 음원의 속도, 경로, 측정에 사용되는 수신 센서 수심 등의 정보들을 알고 있을 때 거리를 추정하는 방법을 제시하였다.

제시한 방법은 이미 알고 있는 수중 음원 및 수신 센서의 위치 정보들로부터 이론적으로 산출한 다중 경로 신호의 도플러 천이 주파수를 계산하여, 수신 센서로 입사되는 신호들로부터 추정된 다중 경로 신호의 도플러 천이 주파수를 상호 비교하여 수중 음원의 거리를 추정하는 것이다.

모의실험을 통해 본 연구에서 제시한 방법의 성능을 고찰한 결과 기준

의 일반적인 거리 추정 방법에 비해 최대 95% 이상 오차 감소를 보여 성능면에서 월등히 앞서는 것을 확인할 수 있었다. 또한 제시한 방법은 기존의 일반적인 거리 추정 방법에서 필요한 시간 동기화가 과정이 필요하지 않아 덜 복잡한 장점도 가지고 있다. 모의실험에서는 실제 잠수함의 수중방사 소음 측정 조건과 동일하게 수신 센서 1개를 사용했을 때의 성능도 제안한 방법으로 확인하였다. 확인 결과 다수의 수신 센서를 사용했을 때와 큰 차이 없이 기존의 일반적인 거리 추정 방법에 비해 약 95% 이상의 오차 감소 효과가 있는 것으로 나타나 실제 해상 시험에서 적용할 수 있는 가능성을 엿볼 수 있었다.

향후, 본 연구 내용을 기반으로 다양한 모의실험 환경을 통해 제안한 방법의 검증이 좀 더 필요할 것으로 판단되며, 실제 해상 실험을 통한 수집된 데이터들과 다중 경로 및 수중 채널 환경에 대한 정보를 면밀히 분석하여 보완한다면 더욱더 정확한 거리 추정 방법이 될 것으로 기대된다.



참 고 문 헌

- [1] H. L. Van Trees, *Optimum array processing*, John Wiley & Sons, New York, 2004.
- [2] A. D. Waite, *Sonar for practising engineers*, John Wiley & Sons, New York, 2004.
- [3] Carter, G. C. "Time delay estimation for passive sonar signal processing." *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol.29, no.3 pp.463-470, 1981.
- [4] W. B. Adams, J. P. Kuhn, and W. P. Whyland, "Correlator compensation requirements for passive time delay estimation with moving source or receivers." *IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing*, vol.28, no.2, pp.158-168, 1980.
- [5] G. C. Carter, "Passive ranging errors due to receiving hydrophone position uncertainty." *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol.65, no2, pp.528-530, 1979.
- [6] Moose, R., "Passive range estimation of an underwater maneuvering target" *IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Processing*, vol.35, no.3, pp.274-285, 1987.
- [7] Hinich and Melvin J. "Passive range estimation using subarray parallax." *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol.65, no.5, pp.1229-1230, 1979.
- [8] Chan, Yiu-Tong, and K. C. Ho. "A simple and efficient estimator for hyperbolic location." *IEEE Trans. Signal Processing* vol.42, no.8, pp.1905-1915, 1994.

- [9] Y.D. Huang and B. Mourad, "Near-field multiple source localization by passive sensor array." *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol.39, no.7, pp.968-975, 1991.
- [11] Van Trees, Harry L. *Detection, estimation, and modulation theory, optimum array processing*, John Wiley & Sons, New York, 2004.
- [12] Chen, H-W., and J-W. Zhao "Wideband MVDR beamforming for acoustic vector sensor linear array" *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, vol.151, no.3, pp.158-162. 2004.
- [13] Liang, Junli, and Ding Liu. "Passive localization of mixed near-field and far-field sources using two-stage MUSIC algorithm." *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.58, no.1, pp.108-120, 2010.
- [14] Rodney A. Kennedy, Darren B. Ward, and Thushara D. Abhayapala, "Nearfield beamforming using radial reciprocity" , *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol.47, no.1, pp.33-40, Jan. 1999.
- [15] Thushara D. Abhayapala, Rodney A. Kennedy, and Robert C. Williamson, "Nearfield broadband array design using a radially invariant modal expansion" , *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol.107, no.1, pp.392-403, Jan. 2000.
- [16] B.S. Sharif, J. Neasham, O.R. Hinton and A.E. Adams, "Computationally efficient doppler compensation system for underwater acoustic communications", *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.25, no.1, pp.52-1, Jan. 2000.
- [17] R. Diamant, A. Feuer, and L. Lampe, "Choosing the right signal: Doppler shift estimation for underwater acoustic signals," in *ACM Conference on Under Water Networks and Systems (WUWNet)*, Los angles, USA, Nov. 2012.
- [18] O. Rabaste and T. Chonavel, "Estimation of multipath channels with long impulse response at low SNR via an MCMC method," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 4, pp. 1312-1325, Apr. 2007.
- [19] S. Tao, L. Xu-Wen, C. Xiao-Ting, "Decision-directed estimation of carrier frequency and phase for burst PSK transmission," in *Proc. Int. Conf.*

- Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM '09)*, pp.1-4, Beijing, China, Sept. 2009.
- [20] M. Siderius and M. B. Porter, "Modeling broadband ocean acoustic transmissions with time-varying sea surface," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 124, pp. 137-150, Apr. 2008.
- [21] A. Kaya and S. Yauchi, "An acoustic communication system for subsea robot," *MTS/IEEE Oceanic Eng. Conf.*, pp.765-770, Sept. 1989.
- [22] F. B. Jensen, *Computational Ocean Acoustics*, Springer, 1994.
- [23] L. Brekhovskikh and Y. Lysanov., , *Fundamentals of Ocean Acoustics*, Springer, 1982.
- [24] R.J. Urick., *Principles of underwater sound*, McGraw-Hill, 1983.
- [25] P.E. Etter, *Underwater Acoustic Modeling and Simulation. 3rd Edition*, Spon Press, 2003.
- [26] A. Tangen, 2014. *Near-field characterization of sonars, Master's thesis*. University of Oslo.
- [27] G. Pelegris, 1994. *A triangulation method for passive ranging, Master's thesis*. Naval Postgraduate School.
- [28] H.C. Hung Lai, 2004. Sub-aperture beam-based adaptive beamforming for large dynamic arrays. *Proc. of IEEE 38rd Asilomar Conference Signals Systems and Computers*.
- [29] 권택익 등, 2016. 신호 대 잡음비 차이에 따른 TDoA 추정 기반 위치 추정 성능 분석. *한국음향학회 춘계학술대회 논문집*, pp.98.
- [30] 김동관, 김영신, 2016. 수중감시용 선배열 센서에 적용 가능한 거리추정기법 성능분석. *한국음향학회 춘계학술대회 논문집*, pp.28-31.
- [31] 김준환, 양인식, 김기만, 오원천, 2001. 이중 초점 빔 형성기를 사용한 수동형 거리 추정 기법의 성능. *한국음향학회 논문지*, 20(2), pp.52-57.
- [32] 박정수, 최진혁, 2001. 해양에서 근거리 효과를 이용한 수동 위치 추정 오차분석.

한국음향학회 논문지, 20(6), pp.75-81.

[33] 양인식, 2005. 매설된 선배열 음향센서를 이용한 표적 위치 추정 성능 향상 기법 연구. *한국군사과학기술학회지*, 8(2), pp.49-57.

[34] 양인식, 2018. *부배열을 이용한 수중 음원 위치 추정 오차의 최소화에 관한 연구*. 박사학위논문. 부산:한국해양대학교.

[35] 이수형, 류창수, 이균경, 2000. 다중경로 환경에서 바닥 고정형 선배열 센서를 이용한 근거리 표적의 위치추정 기법. *한국음향학회 논문지*, 19(7), pp.7-14.

[36] 정태진, 이균경, 2016. 원근 혼합 환경에서 간단한 닫힌 형식을 이용한 단일 음원 위치 추정 기법. *한국음향학회 논문지*, 35(1), pp.35-41.

[37] 한민수 등, 2017. 수중에서 고속 기동하는 표적의 방위 탐지를 위한 최적의 청음기 배치 연구. *한국군사과학기술학회지*, 20(3), pp.369-375.

[38] 형성웅, 박영호, 황수복, 배건성, 2016. 능동소나 linear frequency modulation 신호의 fractional Fourier transform 분석에 기반한 표적의 거리 추정. *한국음향학회 논문지*, 35(1), pp.8-15.

[39] B.R. Mahafza, 2000. *Radar systems analysis and design using Matlab*. Chapman & Hall/CRC.

[40] N. Levanon and E. Mozeson, 2004. *Radar signals*. A John Wiley & Sons, Inc.

[41] T.H. Glisson, C.I. Black and A.P. Sage, 1970. On sonar signal analysis. *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol.6, no.1, Jan., pp.37-49.

[42] K.B. Theriault and R.M. Zeskind, 1981. Inherent bias in wavefront curvature ranging. *IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Proc.*, 29(3), pp.524-527.

[43] K.M. Kim, I.S. Yang, S.Y. Chun and W.T. Oh, 2002. Passive range estimation using dual focused beamformers. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 27(3), pp.638-641. Near-field multiple source localization by passive sensor array.

[44] M.H. Brill, X. Zabal, M.E. Harman and A.I. Eller, 1993. Doppler-based detection in reverberation-limited channels : Effects of surface motion and signal spectrum. *Proc. IEEE Conf. Oceans '93*, Oct., pp.1220-1224.

- [45] R.A. Altes, 1971. Optimum waveforms for sonar velocity discrimination. *Proc. IEEE*, vol.59, no.11, Nov., pp.1615-1617.
- [46] A. Aubry, A.D. Maio and M.M. Naghsh, 2015. Optimizing radar waveform and doppler filter bank via generalized fractional programming. *IEEE J. Selected Topics in Signal Proc.*, vol.9, no.8, pp.1387-1399.



감사의 글

먼저 학위 논문을 쓰기까지 너무나 많은 도움을 주신 김기만 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 2015년부터 2016년까지 일주일에 한 번씩 학교에 나가 수업을 들으면서 힘든 부분도 있었지만, 다시금 학창 시절의 추억을 떠올릴 수 있었던 소중한 시간이었습니다.

같은 시간 같은 공간에서 함께 했던 최재용 책임, 인식, 동현에게도 고맙고, DSP 실험실 후배님들, 특히 웅진에게도 고맙다는 말 진심으로 전합니다.

마지막으로 학위과정을 잘 끝낼 수 있게 옆에서 묵묵히 지켜봐주고, 도움 준 사랑하는 가족 민정, 주왕, 우진에게 고맙다는 말 전하며 마칩니다.

