



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](#)

工學碩士 學位論文

도플러 주파수를 이용한 수중 이동 음원의
거리 추정

Range Estimation of Underwater Acoustic Moving
Source using Doppler frequency



指導教授 金基萬

2019年 02月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

朴 雄 珍

本 論 文 을 朴 雄 珍 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함 .

委 員 長 : 工 學 博 士 趙 炯 來



委 員 : 工 學 博 士 鄭 智 元



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	vi
제 1 장 서론	1
제 2 장 수중음향 채널	
2.1 수중음향 채널의 특성	4
2.1.1 전달 손실	5
2.1.2 다중 경로 전달	6
2.1.3 도플러 효과	7
2.1.4 잡음	8
2.2 근접장 신호 모델	9
2.2.1 도달 시간차 추정 기반 방법	10
2.2.2 초점 지연-합 빔 형성	12
제 3 장 도플러 주파수 맵을 이용한 거리 추정 방법 제안	
3.1 도플러 주파수 추정 방법	15
3.1.1 CW 신호의 고속 푸리에 변환을 이용한 도플러 주파수 추정	15
3.1.2 PN(pseudo noise) 신호의 모호 함수 기법을 이용한 도플러 주파수 추정	17
3.2 제안된 도플러 주파수 맵을 이용한 거리 추정 방법	19

제 4 장 모의실험 및 호수실험 결과 분석	
4.1 모의실험 결과	22
4.1.1 모호 함수 기법을 이용한 거리 추정 모의실험 결과 ...	26
4.1.2 고속 푸리에 변환 기법을 이용한 거리 추정 모의실험 결과	31
4.2 호수실험 결과	34
 제 5 장 결론	 42
 참고문헌	 44



List of Tables

Table 4.1 Signals designed for lake trial 35



List of Figures

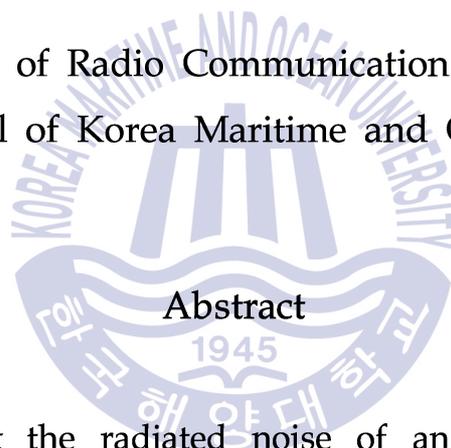
Fig. 2.1 Example of multipath propagation in shallow water	7
Fig. 2.2 Signal modeling in near-field	10
Fig. 2.3 Source localization based on time difference-of-arrival	11
Fig. 2.4 The range between focal point and sensor	13
Fig. 2.5 Concept of the focused delay-and-sum beamformer	13
Fig. 3.1 Geometric structure between a receiver and source	16
Fig. 3.2 Doppler frequency resolution according to FFT size	17
Fig. 3.3 Structure of correlator bank	19
Fig. 3.4 Geometric structure of Doppler frequencies for multiple receivers	20
Fig. 4.1 Sound speed profile for simulations	23
Fig. 4.2 Simulation channel characteristic of between first receiver and transmitter	24
Fig. 4.3 Simulation channel characteristic of between second receiver and transmitter	24
Fig. 4.4 Simulation channel characteristic of between third receiver and transmitter	25
Fig. 4.5 Block diagram of the proposed method based on ambiguity function	26
Fig. 4.6 Ambiguity function result of 80 m range target signal	27
Fig. 4.7 Ambiguity function result of 20 m range target signal	28
Fig. 4.8 Doppler frequency estimation result based on ambiguity function	29
Fig. 4.9 Comparison of range estimation performance (bit rate :	

1kHz)	30
Fig. 4.10 Comparison of range estimation performance (bit rate : 2kHz)	30
Fig. 4.11 Block diagram of the proposed method based on FFT ..	31
Fig. 4.12 Doppler frequency estimation result based on FFT	32
Fig. 4.13 Comparison of range estimation performance according to FFT size	33
Fig. 4.14 Setup for lake trial	34
Fig. 4.15 Sound speed profile of lake	35
Fig. 4.16 Range estimation results according to FFT size (Case #1)	37
Fig. 4.17 Range estimation results according to FFT size (Case #2)	38
Fig. 4.18 Range estimation results according to FFT size (Case #3)	39
Fig. 4.19 Comparison of performance between 4 sec-length CW signal and conventional method (Case #1)	40
Fig. 4.20 Comparison of performance between 4 sec-length CW signal and conventional method (Case #2)	40
Fig. 4.21 Range estimation results according to ambiguity function (Case #1)	41
Fig. 4.22 Range estimation result according to ambiguity function (Case #2)	41

Range estimation of underwater acoustic moving source using Doppler frequency

Woong-Jin Park

Department of Radio Communication Engineering
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University

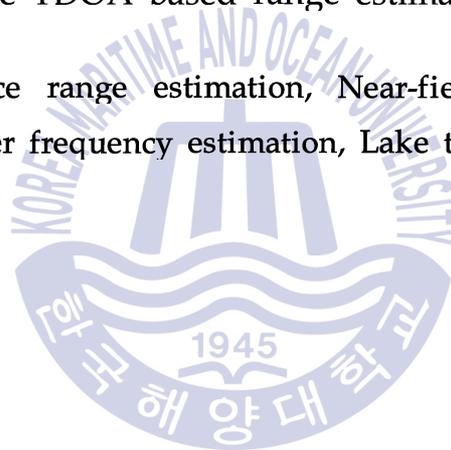


Abstract

When measuring the radiated noise of an underwater vehicle, range information between the acoustic source and the receiver is required. Sonar is effective for detection of underwater source. There are various researches such as TDOA(time difference-of-arrival), AOA(angle-of-arrival), triangulation, and spatial domain correlation for the method of range estimation of near-field source using passive sonar. TDOA based range estimation method estimates the range using the cross-correlation of the received signals. In order to estimate the exact time difference in this method, a high sampling frequency is required, and exact range information can not be obtained due to problems such as multipath propagation and time-varying of the underwater acoustic channel.

This thesis proposes a method to estimate the range of underwater source when it is needed to measure the radiated noise of underwater source. The proposed method compares the Doppler frequency of received signals by a number of receivers with a theoretical Doppler frequency map to estimate the range of underwater source. The Doppler frequency is generalized by the movement of underwater source, and it is estimated using the ambiguity function method and the FFT(fast Fourier transform). In this thesis the performance of the proposed method was compared with the previous method and was analyzed via simulations and lake trial. The proposed method has better the range estimation performance than the TDOA based range estimation method.

KEY WORDS: Source range estimation, Near-field source, Ambiguity function, FFT, Doppler frequency estimation, Lake trial



도플러 주파수를 이용한 수중 이동 음원의 거리 추정

박 응 진

Department of Radio Communication Engineering
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University



수중 운동체의 방사소음을 측정하는 경우 음원과 수신기 사이의 거리 정보를 필요로 한다. 수중에서 기동하는 음원을 탐지하기 위한 방법으로 소나가 효과적이며 수동형 소나를 이용한 근거리 음원의 위치 추정을 위한 방법에는 도달 시간차, 도래 각, 삼각기법, 공간영역 상관도 등의 다양한 연구가 있다. 도달 시간차 기반의 위치 추정은 수신된 신호의 상호 상관을 이용하여 거리를 추정한다. 이 방법에서는 정확한 도달 시간차를 추정하기 위해 높은 샘플링 주파수가 필요하며, 다중경로 전달과 수중 채널의 큰 시변동성 등의 문제로 정확한 위치 정보를 구할 수 없게 된다.

본 논문에서는 근접 영역의 수중 음원의 방사 소음을 측정하고자 하는 경우에 수중 음원의 거리를 측정하는 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 다수의 수신기로 수신된 신호의 도플러 주파수와 이론적으로 계

산되어지는 도플러 주파수 맵을 비교하여 수중 음원의 거리를 추정한다. 도플러 주파수는 수중 음원으로부터 방출된 신호가 수중 음원의 움직임으로 인해 발생되며, 이를 모호 함수 기법 및 FFT를 이용하여 추정한다. 본 논문에서는 모의실험 및 호수실험을 통해 제안된 방법을 비교 분석을 수행하였다. 제안된 방법은 기존의 도플러 주파수 보정 없이 상관함수를 이용하여 거리를 추정하는 도달 시간차 추정 방법보다 안정적인 위치 추정 성능을 가진다.

KEY WORDS: 음원 거리 추정, 근거리 음원, 모호 함수, FFT, 도플러 주파수 추정, 호수실험



제 1 장 서 론

지금까지 수중에서 기동하는 음원을 탐지하기 위한 방법으로 소나가 가장 효과적인 것으로 알려져 있다. 소나를 이용하여 음원을 탐지하는 방법에는 수동형과 능동형으로 분류되는데 수동형 소나는 음원으로부터 방사된 신호를 이용하여 위치를 추정한다. 능동형 소나의 경우 음파를 송신하여 음원에서 반사되는 신호를 탐지하여 위치를 추정한다. 이 경우, 능동소나의 구조상 수 kHz의 주파수를 사용하기 때문에 탐지거리에 제한이 있다. 이에 비해 수동소나의 경우 음원에서 방사되는 기계 소음, 캐비테이션 소음 등을 탐지하여 위치를 추정한다. 소나는 두 개 이상의 공간적으로 분리된 센서들을 이용하여 도달 시간차, 도래 각, 공간영역 상관도 등을 이용하여 음원의 위치를 추정할 수 있다[1-9].

소나에서 근거리 음원의 위치 추정을 위한 방법은 여러 연구가 진행된 바 있다. 첫 번째, 센서에 수신된 신호의 상호 상관을 이용하여 음원에서 방사된 신호의 도달 시간차를 추정하고 이를 이용하여 파면의 곡률을 이용한 위치 추정 기법이 있다[3]. 이 방법은 정확한 도달 시간차를 추정하기 위해 높은 샘플링 주파수가 필요하며, 다중경로 전달과 해수면의 큰 시변동성 등의 문제로 정확한 도달 시간차를 추정하기 어렵다[3-6]. 또한, 다수의 음원이 존재 할 때, 추정된 도달 시간차를 음원 별로 분류를 해야 하는 단점이 있다. 두 번째 방법은 공간적으로 떨어진 배열의 각각의 위치에서 도래 각을 추정하고, 삼각측량법을 이용하여 음원의 위치를 추정한다[7-8]. 이 방법 또한 다수의 표적이 혼재해 있는 경우 이들을 구분하기 어렵고, 배열들의 위치가 근접해 있을 경우 오차가 증가하는 단점을 가지고 있다[8]. 세 번째 방법은 공간 스펙트럼을 이용한 방법으로 공간영

역 상관도를 이용하여 높은 에너지를 가지는 곳을 음원의 위치로 추정한다. 근거리에서 공간영역 상관은 초점 빔 형성기를 이용하여 구현한다. 초점 빔 형성에는 지연 합 방법(delay-and-sum)[11], MVDR(minimum variance distortionless response)[12], MUSIC (multiple signal classification)[13] 방법 등이 있다. 초점 지연 합 방법은 각 센서로 입사되는 신호와 가정된 음원의 위치로부터 생성되는 방향 벡터 사이의 상호 상관도를 구하는 것으로써 다른 방법들에 비해 간단하지만 간섭 신호가 존재하는 환경 등에서는 성능이 좋지 않다. 초점 MVDR 빔 형성은 정해진 위치에서 들어오는 신호의 이득을 1로 하면서 빔 출력을 최소로 하는 기법으로 간섭 신호 제거가 용이하다. 하지만 처리 과정에서 공분산(covariance) 행렬의 역행렬을 구하는 과정이 있어 지연 합 방법 보다 상대적으로 계산량이 많다. 초점 MUSIC 방법은 도래하는 신호의 방향 벡터와 신호의 잡음 부공간의 고유 벡터가 서로 직교하는 성질을 이용한 기법이다. 이 방법 또한 공분산 행렬의 고유치 분해(eigenvalue decomposition) 과정이 필요하므로 지연 합 방법보다 많은 계산량을 필요로 한다.

본 논문에서는 방사 소음을 측정하고자 하는 경우 측정 조건 규격이 정해져 있어 근접 영역에 있는 수중 음원의 이동 경로나 속도 등의 정보를 알고 있는 상황에서 수중 음원의 위치를 추정하는 방법을 제안한다. 수중 음원의 이동 경로 및 속도 등의 정보를 알고 있다면, 신호 발생 장치를 장착한 이동체로부터 방출된 신호는 수중 음원의 움직임으로 인해 수신된 신호에서 도플러 효과가 발생한다. 다수의 수신기에 발생한 도플러 주파수의 추정 값과 수중 음원의 이동 경로, 속도 등의 정보들을 이용하여 계산한 도플러 주파수 맵을 비교하여 가장 작은 오차를 갖는 경우에 대해 음원의 위치로 추정하는 방법을 제안한다. 수신된 신호의 도플러 주파수 추정을 위한 방법은 여러 연구가 진행된 바 있다[16,17]. 첫 번째, 서로 다른 도플러 주파수에 대응하는 정합필터의 뱅크(bank)를 구성하고 수신된 신호를 각 정합필터에 통과시켜 가장 큰 에너지를 가지는 값을 갖는 정합필터 출력을 찾아 도플러 주파수를 추정하는 모호 함수 기법이 있다[18].

이 방법은 도플러 주파수 추정 값의 정확도가 정합필터 수에 비례하기 때문에 정확한 값을 찾기 위해서는 정합필터의 개수가 늘어나는 단점이 있다. 두 번째 방법은 수신된 신호를 주파수 영역으로 변환하여 수신신호의 중심 주파수를 찾는 고속 푸리에 변환 기법이 있다[17]. 하지만 이 방법은 높은 SNR(signal-to-noise ratio)을 요구하며, 정확한 추정을 위해서는 많은 양의 데이터를 사용해야 한다. 세 번째 방법은 샘플 상관을 이용한 추정이 있다[19]. 주파수 오차는 복소수의 곱으로 구해지며, 알고리즘이 단순하다는 장점이 있으나 낮은 SNR 환경에서는 주파수 추정이 힘들다.

본 논문에서는 먼저 기존의 수중 음원의 위치를 추정하기 위한 도달 시간차를 이용한 위치 추정 방법과 지연 합 초점 빔 형성 방법을 소개한다. 그리고 도플러 주파수 맵을 이용한 수중 음원의 위치 추정 방법의 성능을 고찰하기 위하여 수중 채널 전달 모델에 기반한 모의실험과 함께 실제 호수실험을 수행하고 성능을 분석하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다.

제 2 장에서는 수중음향 채널의 특성, 근접장 음원의 신호 전달 모델과 함께 기존의 도래 시간차, 초점 지연 합 방법을 기술한다.

제 3 장에서는 이동하는 수중 음원의 계산된 도플러 주파수 맵과 추정된 도플러 주파수의 비교를 통한 수중 음원의 위치 추정 방법을 기술한다.

제 4 장에서는 제안한 방법의 성능을 분석하기 위해 모의실험을 실시하고, 호수실험을 통한 결과를 기술한다.

마지막으로 제 5 장에서는 결론 및 향후 연구 방향에 대하여 기술한다.

제 2 장 수중음향 채널

2.1 수중음향 채널의 특성

수중음향 채널은 통신하기 가장 어려운 환경으로 인식되고 있다. 수중음향 채널은 해수면의 변화, 수심에 따른 음속 구조, 전송 거리, 해저 지형 등으로 인해 다양하고 복잡한 특성을 가진다. 수중에서는 직접파와 더불어 해수면과 해저면의 반사파들에 의해 음파가 전달되어 간다. 특히 천해의 경우, 해수면과 해저면의 반사 등으로 인해 다중 경로 전달을 포함한 다양한 특성으로 수중음향통신의 성능 저하를 일으키며 심해에 비해 음파가 전달되는 형태가 복잡하다. 특히 해저면의 상태에 따른 신호의 지연은 진흙의 경우 10 ms, 모래일 경우 30 ms까지 신호의 지연이 발생하기도 하며[21], 음원에서 발생한 신호의 주파수가 차단 주파수 이하일 경우 원거리까지 전파되지 못한다. 이때의 차단 주파수는 다음 식과 같다 [22].

$$f_{cut} = \frac{c}{4D\sqrt{1-(c/c_B)^2}} \quad (2.1)$$

c 는 수중에서의 음속이며, c_B 는 해저에서의 음속, D 는 수심이다. 해저의 경우 층상구조로 되어 있어 실제의 차단 주파수는 더욱 복잡한 성질을 나타낸다. 일반적으로 음파의 속도는 공기 중에서는 340 m/s, 수중에서는 1,450 ~ 1,540 m/s, 해저에서는 1,500~2,500 m/s로 알려져 있다. 특히 천해의 경우 음파의 속도가 수압의 영향보다는 수온의 영향을 많이 받게 되

며 다음과 같이 식(2.2) 으로 표현 된다[22].

$$c = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.01T)(S - 35) + 0.016z \quad (2.2)$$

이때 $T [^{\circ}\text{C}]$ 는 수온, $S [PPT]$ 는 염분, $z [m]$ 는 수심을 뜻한다.

수중음향 시스템의 성능을 결정하는 요인에는 음향 신호의 거리에 따른 전달 손실과 다중 경로 전달 과정으로 인한 간섭 신호, 배경 잡음, 음원의 이동이나 해수면의 거칠기에 의한 도플러 효과 등이 있다.

2.1.1 전달 손실 (transmission loss)

전달 손실은 크게 신호가 모든 방향으로 퍼져 나감으로써 생기는 확산 손실과 신호의 에너지가 매질로 흡수되는 흡수 손실, 그리고 해수면의 기포 등에 의해 발생하는 산란 손실로 구분될 수 있다. 확산 손실은 전송 거리에 따라 달라지며, 흡수 손실은 전송 거리와 주파수에 의해 결정된다. 일반적으로 산란 손실은 예측이 힘들기 때문에 통상적인 전달 손실은 확산 손실과 흡수 손실의 합으로써 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$TL = 10 \log \frac{I_{(R)}}{I_0} = 20 \log R + \alpha_a R 10^{-3} \quad (2.3)$$

위 식에서 I_0 와 $I_{(R)}$ 은 각각 음원으로부터 1 m 거리 및 R m 에서의 Intensity이다. 또한 α_a 는 흡수 계수이며 주파수를 $f [kHz]$ 라 할 때 다음과 같다.

$$\alpha_a \simeq 3.3 \times 10^{-3} + \frac{0.11f^2}{1+f^2} + \frac{44f^2}{4100+f^2} + 3.0 \times 10^{-4}f^2 \quad (2.4)$$

식(2.3)에는 포함되지는 않으나 산란 손실은 해수면은 물론 해저면에서도 서로 다른 매질에 의해 발생한다. 해수면의 산란 손실 α_s 는 다음과 같다.

$$\alpha_s = -10 \log [1 - 0.0234(f \cdot H)^{\frac{3}{2}}] \quad (2.5)$$

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.

$$\Gamma = \frac{Z_2/Z_1 \sin \theta_i - \sin \theta_t}{Z_2/Z_1 \sin \theta_i + \sin \theta_t} \quad (2.6)$$

여기서 θ_i 는 입사각, θ_t 는 투과 각이다. 해저면에서 산란손실 α_b 은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\alpha_b = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (2.7)$$

2.1.2 다중 경로 (multi-path) 전달

다중 경로 전달에 의해 수신된 신호는 수중음향 시스템의 성능 저하를 가져오는 주요 원인 중 하나이다. 그림 2.1과 같이 음향 신호가 전달되는 과정에서 수신기로 직접 도달되는 직접파와 해수면과 해저면에 반사

(reflection)되거나 산란(scattering)되어 발생하는 잔향(reverberation) 현상이 존재한다. 또한 식 (2.2)와 같이 수심에 따라 달라지는 수온에 의해 음파의 전파 속도가 달라지는 Ray bending 현상은 다중 경로를 만들게 된다. 통상적으로 수직(vertical) 채널의 경우 대부분 해수면의 후방 산란에 의해 짧은 시간의 다중 경로 확산이 생기는 반면 수평(horizontal) 채널의 경우 매우 긴 다중 경로 확산이 생길 수 있다. 천해 환경에서는 직접파와 대부분 해수면과 해저면의 잔향에 의한 다중경로 전달 신호가 합해져서 수신되며, 대부분은 Ray bending 현상에 의해 발생한다[23-25].

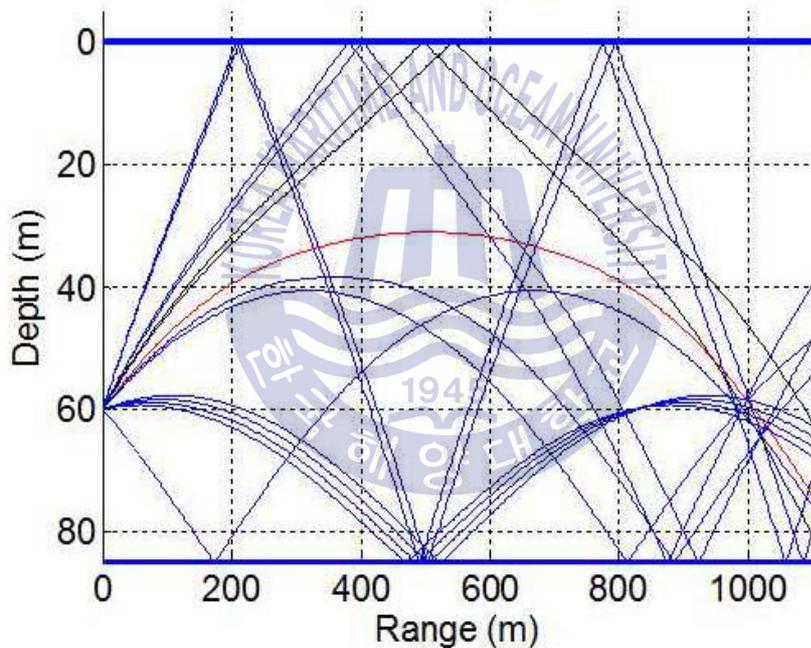


그림 2.1 천해에서 다중 경로 전달의 예

Fig. 2.1 Example of multipath propagation in shallow water

2.1.3 도플러 효과 (Doppler effect)

도플러 효과는 음원과 수신기의 상대속도에 따라 신호의 주파수가 달라지는 현상으로 소리와 같이 매질을 통해 전파되는 경우에는 음원과 수신기의 매질에 대한 상대속도에 따라 변한다. 이러한 도플러 효과는 육상

에 사용되는 전자기파에 비해 상대적으로 매우 느린 전파속도를 가진 음파를 이용하는 수중음향 시스템의 성능에 상당한 영향을 미친다. 특히 파도 혹은 해류에 의한 송수신기의 움직임은 다중경로 전달에 도플러가 더해져 더 복잡한 채널 구조를 생성한다. 이러한 도플러 효과에 의해 신호의 주파수가 변동되고 퍼지는 도플러 확산 현상이 발생한다. 만약 송수신기간의 상대속도가 일정하면 도플러 천이 주파수 또한 일정하기 때문에 단일 주파수 천이만 발생한다. 하지만 도플러 주파수가 시간에 따라 변화한다면 연속적인 주파수 확산을 발생시키게 되며 또한 높은 주파수에 비례하여 높은 도플러 확산을 가지게 된다.

도플러 주파수는 v 의 속도로 이동하는 이동체로부터 단방향으로 전송된 송신신호가 고정된 단일 센서로 수신되면서 발생하게 되는 도플러 주파수는 다음과 같이 표현된다.

$$f_d = f_c \frac{v}{c} \cos\theta \quad (2.8)$$

이때 f_c 는 송신신호의 중심 주파수이며, θ 는 이동체와 고정된 센서 사이의 각도이다.

2.1.4 잡음

수중음향 시스템의 성능은 채널의 잡음에 크게 의존한다. 특히 통신 가능 거리와 대역폭(bandwidth), SNR을 결정짓는 요소이다. 해양환경에서의 잡음은 크게 인공 잡음(man-made noise)과 주변 잡음(ambient noise)으로 구분할 수 있다. 전자는 항해중인 선박과 같이 전기 및 기계 소음을 말하며, 후자는 해류, 폭풍, 바람, 지진, 해저 화산 활동, 비, 부빙 등의 자연 현상과 수중 포유류 및 새우 등의 해양 생물에 의해 발생하는 소음이다.

2.2 근접장 신호 모델

음원이 원거리에 있게 되면 센서 배열에 도달하는 신호의 파면은 평면파로 가정한다. 하지만 음원이 근거리에 존재한다면 파면은 구면파가 된다. 원거리와 근거리를 구분하는 절대적인 기준은 모호하나, 대체적으로 식 (2.9)를 기준으로 원거리와 근거리를 구분한다[14,15].

$$R = 2L^2/\lambda \quad (2.9)$$

여기서 L 은 전체 배열 길이이며, λ 는 파장이다. 평면파 모델링을 사용하는 원거리 신호 모델을 구면파 모델링을 사용하는 근거리 신호에 적용할 수 없다. 따라서 신호원의 거리와 방향에 따라 곡면률이 달라지는 새로운 근접장 신호에 대한 모델링이 필요하다.

근접장에서 입사 신호의 모델링을 그림 2.2에 나타내었다. 신호원과 기준 센서가 이루고 있는 거리 및 방위각을 R 및 θ 로 가정한다면, N 개의 센서에 입력되는 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다[8].

$$x_i(t) = s(t + \tau_i) + n_i(t) \quad (2.10)$$

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

$$\tau_i = (\sqrt{d_i^2 + 2d_i R \cos(\theta)} + R^2 - R)/c \quad (2.11)$$

여기서 d_i 는 기준 센서와 i 번째 센서 사이의 거리이다.

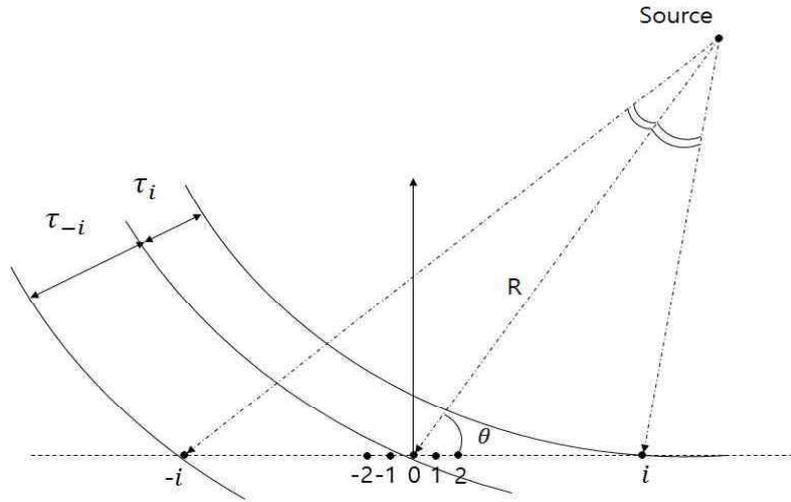


그림 2.2 근접장에서 입사 신호 모델링

Fig. 2.2 Signal modelling in near-field

2.2.1 도달 시간차 추정 기반 방법

과면 곡면률 기반의 위치 추정 방법은 공간적으로 분리된 3개 이상의 센서 또는 부 배열을 사용한다. 3개 이상의 센서를 사용 할 때는 센서의 신호 출력을 이용하여 상호 상관을 통해 도달 시간차를 추정하며, 센서 부 배열을 사용 할 때는 각각 원거리 빔 형성을 한 후 빔 출력 신호를 이용하여 상호 상관을 추정하여 신호 도달 시간차를 추정한다. 그림 2.3과 같이 부 배열을 형성 한다면 가운데 부 배열과 남은 두 부배열 사이의 거리를 L_1, L_2 이라고 할 때, 가운데 부 배열과 나머지 부 배열 사이에 발생하는 도달 시간차는 ΔT_1 과 ΔT_2 이다. ΔT_1 과 ΔT_2 는 다음 식으로 나타낼 수 있다[3].

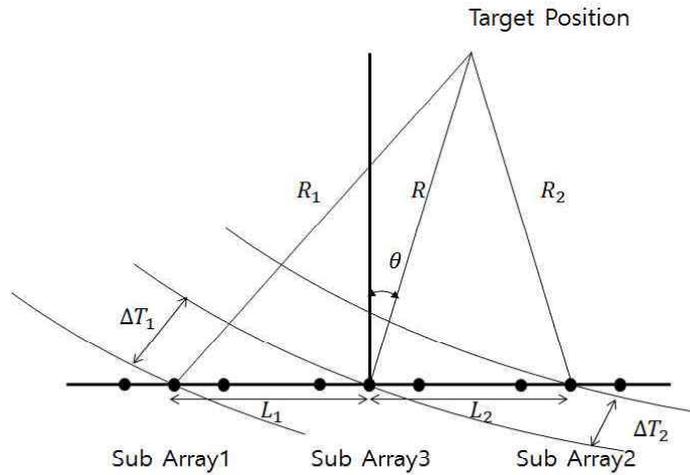


그림 2.3 도달 시간차 기반의 위치 추정
 Fig. 2.3 Source localization based on time difference-of-arrival

$$\Delta T_1 = \frac{-R + (R^2 + L_1^2 - 2RL_1 \cos(\theta))^{1/2}}{c}, \quad (2.12)$$

$$\Delta T_2 = \frac{R - (R^2 + L_2^2 + 2RL_2 \cos(\theta))^{1/2}}{c} \quad (2.13)$$

식 (2.12) 와 (2.13)은 비선형 방정식이므로 풀기 위하여 다음 과 같이 나타 낼 수 있다.

$$c\Delta T_1 = -R + R \left(1 + \frac{L_1^2}{R^2} - \frac{2L_1}{R} \cos(\theta) \right)^{1/2} \quad (2.14)$$

$$c\Delta T_2 = R - R \left(1 + \frac{L_2^2}{R^2} + \frac{2L_2}{R} \cos(\theta) \right)^{1/2} \quad (2.15)$$

식 (2.14)와 (2.15)를 연립하면 R 과 θ 로 정리할 수 있다.

$$R = \frac{L_1 L_2 (L_1 + L_2) \sin^2(\theta)}{2c(L_2 \Delta T_1 - L_1 \Delta T_2)} \quad (2.16)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{c(L_2^2 \Delta T_1 + L_1^2 \Delta T_2)}{-L_1 L_2 (L_1 + L_2)} \right] \quad (2.17)$$

2.2.2 초점 지연-합 빔 형성

2차원 평면에서 센서들이 등 간격, 선형으로 배치되어 있으며, 같은 평면상에 음원이 위한 경우를 가정한다면 초점 지연-합 빔 형성기는 그림 2.4와 같이 탐색 구역을 정한 뒤 일정한 구간으로 나누어 셀을 형성한다. 각각의 셀에 맞는 지연-합 빔 형성기를 설계한 뒤 출력의 파워를 계산하여 음원의 위치를 찾는다.

각 셀에 해당 하는 초점 지연-합 빔 형성기는 그림 2.5와 같이 구성된다. 센서에 수신된 신호는 셀 위치에 따라 발생 되는 시간 지연차를 보정하고, 다시 합성하는 과정을 통해 빔 출력을 얻을 수 있다. 각 수신된 신호는 식 (2.10)으로 구할 수 있고, 초점 지연-합 빔 형성기의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다[11].

$$\begin{aligned} y_{DAS}(r_{nf}, \theta_{nf}) &= \sum_{i=0}^{N-1} w_i s_i(t - T_i) \\ &= W^H S(t). \end{aligned} \quad (2.18)$$

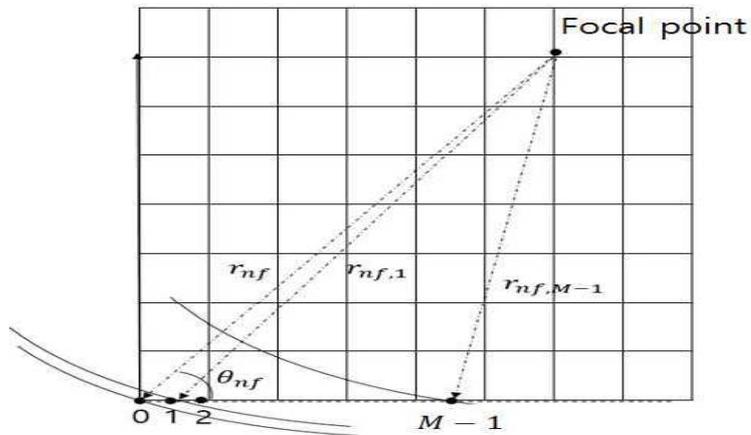


그림 2.4 초점과 센서 사이의 거리

Fig. 2.4 The range between focal point and sensor

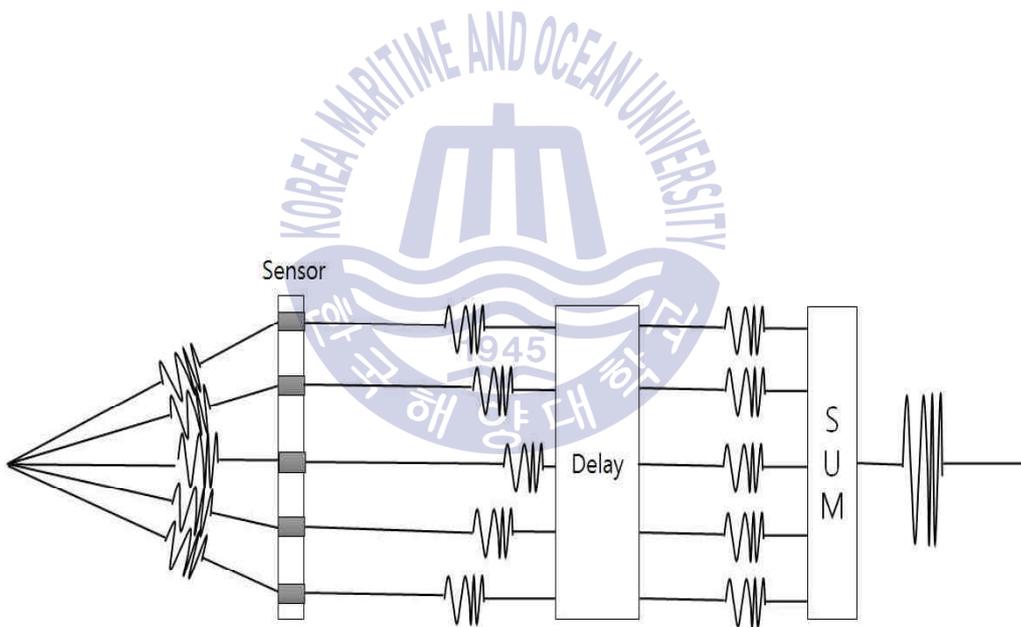


그림 2.5 초점 지연-합 빔 형성 개념

Fig. 2.5 Concept of the focused delay-and-sum 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.

$$T_i = (r_{nf} - r_{nf,i})/c \quad (2.19)$$

$$r_{nf,i} = \sqrt{(dm_i - x)^2 + y^2}. \quad (2.20)$$

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

$$\begin{aligned} P_{DAS} &= E\{|y_{DAS}|^2\} \\ &= E\{W^H S(t)S(t)^H W\} \\ &= W^H R W \end{aligned} \quad (2.21)$$

여기서 $E\{\cdot\}$ 는 기댓값(expected value)이고, R_{cov} 는 공분산 행렬이다. 행렬 R_{cov} 은 다음과 같이 정의된다.

$$R_{cov} = E\{S(t)S(t)^H\}. \quad (2.22)$$

실제로는 다음과 같이 센서들에 수신된 신호 벡터로부터 구성된 샘플 공분산 행렬들의 평균으로 추정한다.

$$\hat{R}_{cov} = \frac{1}{u} \sum_{t=0}^{u-1} S(t)S(t)^H \quad (2.23)$$

제 3 장 도플러 주파수 맵을 이용한 거리 추정 방법 제안

수중음향 채널에서 도플러 천이는 육상 채널에 비해 큰 값을 가지게 된다. 음파의 속도가 전자기파에 비해 매우 느리기 때문에 같은 움직임이라 해도 천이되는 주파수 차이는 전파속도의 비율만큼 차이가 난다. 도플러 추정을 위한 연구는 가장 간단한 고속 푸리에 변환을 이용한 기법부터 모호 함수 기법, 블록 도플러 추정 및 보간 기법에 이르기까지 여러 방법이 이미 연구가 진행되었다[16,17].

본 장에서는 우선 두 가지 도플러 추정 기법을 소개하고, 추정된 도플러 주파수와 이론적으로 계산되어지는 도플러 주파수 맵을 비교하여 수중 음원의 위치를 추정하는 기법을 제안한다.

3.1 도플러 주파수 추정 방법

3.1.1 CW 신호의 고속 푸리에 변환을 이용한 도플러 주파수 추정

수중 이동체에서 송신하는 CW 신호는 중심 주파수 f_c 에서 다음과 같이 표현된다.

$$s(t) = \exp(j2\pi f_c t). \quad (3.1)$$

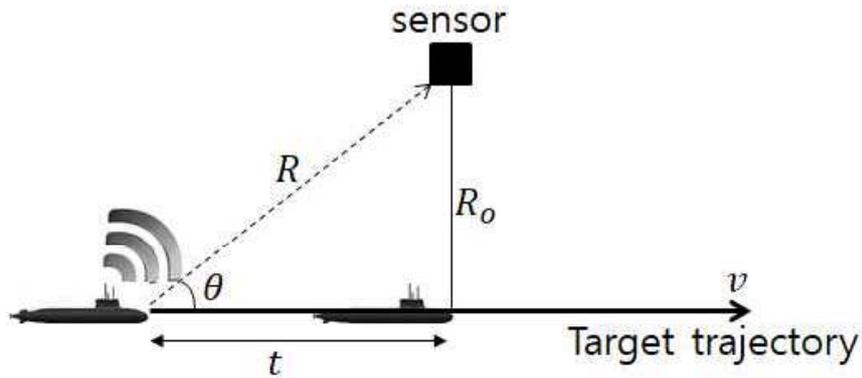


그림 3.1 송수신기 사이의 기하학적 구조

Fig. 3.1 Geometric structure between a receiver and source

그림 3.1에서와 같이 송신신호가 단방향으로 전송되면서 도플러 천이되어 수신된 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x(t) = A \exp \left[j2\pi f_c \left(t + \frac{R}{c} \right) \right] + n(t), \quad (3.2)$$

$$R = R_0 + vt \cos \theta \quad (3.3)$$

여기서 A 는 송수신단 사이의 거리에 따르는 감쇄, $n(t)$ 는 백색 가우시안 첨가 잡음, R 은 이동체의 $t=0$ 에서의 거리, R_0 는 $t=t_c$ 에서의 거리이다. 식 (3.3)을 정리하게 되면 식 (3.4)과 같이 표현된다.

$$x(t) = \exp \left[j2\pi \left(f_c + f_c \frac{v}{c} \cos \theta \right) t + \frac{2\pi f_c R_0}{c} \right] + n(t) \quad (3.4)$$

고정된 단일 센서와 이동체간의 기하학적 모델에서 이동체의 속도 v 에

의해 발생하는 도플러 주파수는 식 (2.8)과 같다. 수신된 CW 신호를 고속 푸리에 변환 기법을 사용하여 도플러 주파수를 추정한다. 고속 푸리에 변환 기법의 주파수 해상도는 주파수 추정에 사용되는 신호의 길이에 따라서 도플러 주파수 추정 해상도가 결정되며 길이에 따른 주파수 해상도는 그림 3.2와 같다.

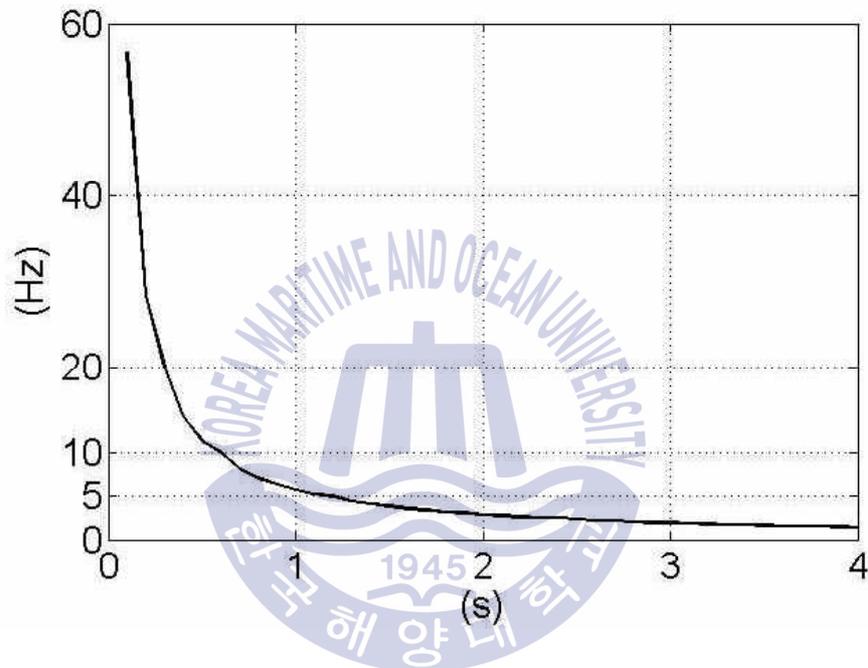


그림 3.2 고속 푸리에 변환 크기에 따른 주파수 해상도

Fig. 3.2 Doppler frequency resolution according to FFT size

3.1.2 PN(pseudo noise) 신호의 모호 함수 기법을 이용한 도플러 주파수 추정

도플러 천이를 Δ 라고 정의할 때, 도플러 효과로 인한 도플러 천이를 갖는 신호는 다음과 같이 표현한다.

$$r(t) = s((1 + \Delta)t) \quad (3.5)$$

송신된 신호와 도플러 주파수 천이된 신호는 각각 $s(t)$ 와 $r(t)$ 로 대응된다. 모호 함수는 입력된 신호의 지연 및 도플러 천이를 정합필터의 응답으로 나타낸다[16]. 대역폭을 가지는 연속적인 신호에 대하여 모호 함수는 다음과 같이 나타난다.

$$A_s(\tau, \Delta) = (1 + \Delta) \int_{-\infty}^{\infty} s((1 + \Delta)t) s(t - \tau) dt \quad (3.6)$$

τ 는 지연시간, Δ 는 도플러 천이를 뜻한다. 만약 수신된 신호를 $r(t)$ 로 나타낸다면, 상호-모호 함수(cross-ambiguity function)는 다음과 같이 표현된다.

$$A_{sr}(\tau, \Delta) = (1 + \Delta) \int_{-\infty}^{\infty} s((1 + \Delta)t) r(t - \tau) dt \quad (3.7)$$

$r(t)$ 의 도플러 주파수 천이를 추정하기 위해 지연시간은 $\tau=0$ 으로 시간 정렬하고, 아래의 상호-모호 함수 가운데 최대치를 찾는다.

$$A_{sr}(0, \Delta) = (1 + \Delta) \int_{-\infty}^{\infty} s((1 + \Delta)t) r(t) dt \quad (3.8)$$

식 (3.4)의 값이 최대가 될 때, 수신된 신호의 도플러 주파수 천이는 Δ 로 추정된다. 그림 3.3은 모호 함수 기법에 사용되는 상관 बैं크를 나타낸다. 일정한 간격의 주파수 차이를 가지는 기준 신호들을 बैं크로 구성하고 수신된 신호와 각각 상호상관을 취한다. 그 중 가장 큰 상관 값을 갖는

기준 신호를 선택하여 도플러 주파수 천이를 추정한다.

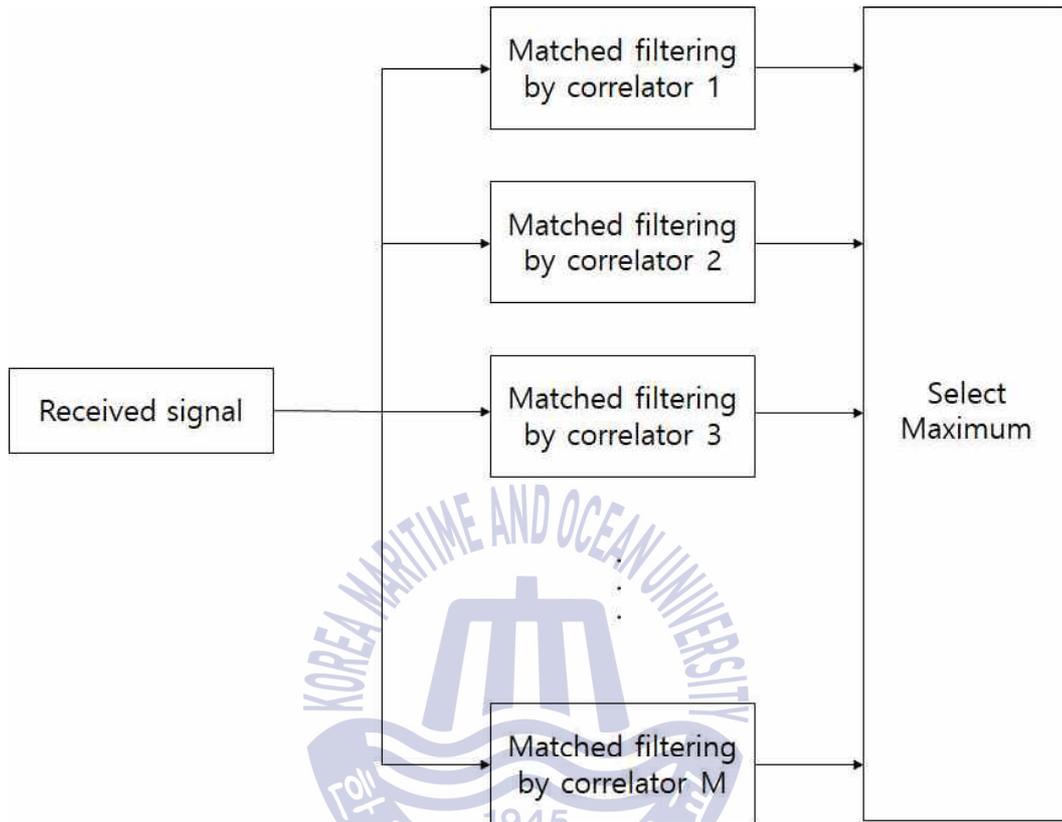


그림 3.3 상관 बैं크 구조

Fig. 3.3 Structure of correlator bank

3.2 제안된 도플러 주파수 맵을 이용한 거리 추정 방법

그림 3.1은 수평면 상에서의 구조를 표현한 것이며, 도플러 주파수는 수직면상에서도 수신기와 음원 사이의 상대적인 위치에 따라 변화한다. 이동체로부터 수직으로 배열된 다수의 수신기로 전달된 신호의 도플러 주파수의 기하학적 모델은 그림 3.3과 같다.

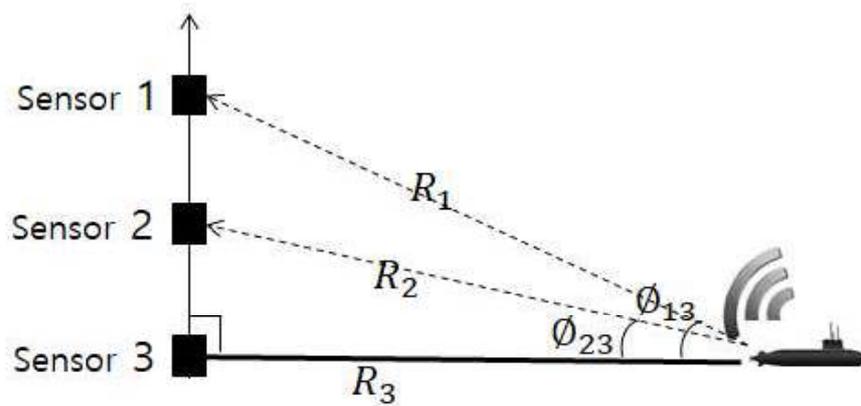


그림 3.4 다수의 수신기에 대한 도플러 주파수의 기하학적 구조
 Fig. 3.4 Geometric structure of Doppler frequencies for multiple receivers

그림 3.4에서 ϕ_{13} 과 ϕ_{23} 은 음원과 같은 깊이에 위치한 3번째 센서가 이루는 평면을 기준으로 1, 2번째 센서 사이의 각도를 의미한다.

음원과 같은 수심에 위치한 3번째 센서의 도플러 주파수를 f_{d3} 으로 정의할 때, 1, 2번째 센서에서의 도플러 주파수를 f_{d1} 과 f_{d2} 로 정의하고 다음과 표현한다.

$$\begin{aligned} f_{d1} &= f_{d3} \cos\phi_{13}, \\ f_{d2} &= f_{d3} \cos\phi_{23} \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} \cos\phi_{13} &= \frac{R_1}{R_3}, \\ \cos\phi_{23} &= \frac{R_2}{R_3} \end{aligned} \quad (3.10)$$

f_{d3} 는 식 (2.8)을 대입하여 이론적으로 각 수신기에서 관찰되는 도플러 주파수를 다음과 같이 산출할 수 있다.

$$\begin{aligned} f_{d1} &= f_c \frac{v}{c} \cos\phi_{13}, \\ f_{d2} &= f_c \frac{v}{c} \cos\phi_{23}, \\ f_{d3} &= f_c \frac{v}{c} \end{aligned} \tag{3.11}$$

도플러 주파수 맵은 사전에 알고 있는 수신기 위치, 이동체의 속도, 이동경로 정보들을 관심 영역내의 임의의 위치에서 식 (3.10), (3.11)을 이용하여 이론적인 도플러 주파수들로 맵을 구성한다. 이렇게 구성된 맵과 수신된 데이터로부터 추정된 도플러 주파수를 비교하여 가장 작은 오차를 나타내는 도플러 주파수를 찾고, 찾은 도플러 주파수가 계산되어진 지점의 거리 값을 음원의 위치로 추정한다. 제안한 방법은 별도의 시간 동기화 과정이 필요하지 않다. 도플러 주파수 추정에 사용되는 고속 푸리에 변환 기법은 주파수 추정에 사용되는 신호의 길이에 따라서 도플러 주파수 추정 해상도가 결정되고 또한 모호 함수 방법은 상관 बैं크의 개수와 해상도에 따라 도플러 주파수 추정 해상도가 결정된다. 더욱더 정확한 주파수 해상도를 위해서는 고속 푸리에 변환 기법의 경우 수신 신호의 수집 기간이 길어야하고 모호 함수 방법의 경우는 상관 बैं크의 간격을 좁게 하여 높은 주파수 해상도를 만족할 수 있다.

제 4 장 모의실험 및 호수실험 결과 분석

제안한 도플러 주파수 맵을 이용한 수중 음원의 거리 추정 방법의 성능을 알아보기 위해 벨합 기반의 VirTEX(Virtual Time series Experiment) [20] 수중 채널 시뮬레이터를 이용한 모의실험을 수행하였다. 또한 경상북도 문경에 위치한 경천호수에서 호수실험을 수행하여 실제 데이터를 획득하였으며, 이를 이용하여 제안한 방법의 성능을 분석하였다.

4.1 모의실험 결과

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. 해저면에서의 음속은 1475 m/s , 해저면 밀도는 1.145 g/cm^3 , 해저면 감쇄계수는 $0.09 \text{ dB}/\lambda$ 로 하였다. 송신기와 수신기가 위치한 바닥면까지의 수심은 500 m 로 하였고, 송신기의 수심은 80 m 에 위치하였다. 3개의 수신기 수심은 각각 $20, 40, 80 \text{ m}$ 지점에 위치하였다. 그림 4.1 ~ 4.4는 전송 거리가 50 m 인 경우 모의실험에 사용된 음속 구조, 수신기와 각각의 수신기에 대한 음선 분포 및 채널응답 특성을 나타낸다. 음선 분포 및 채널응답 특성은 직접 전달 경로와 해수면으로 반사된 간접 전달 경호가 나타나는 것을 보여주며, 수신기 위치마다 약간의 시간차가 발생하는 것이외에는 비슷한 형태를 보였다.

모호 함수 기법을 이용한 도플러 주파수 추정을 위한 음원 신호는 63

bits m-sequence를 BPSK로 변조하였으며, 비트 전송률은 1, 2 *kbps*로 하고, 변조 주파수 및 샘플링 주파수는 각각 30, 120 *kHz*를 사용하였다. 고속 푸리에 변환 기법을 이용한 도플러 주파수 추정을 위한 음원 신호는 4 초 길이의 CW 신호를 사용하였으며, 변조 주파수 및 샘플링 주파수는 m-sequence와 같이 30, 120 *kHz*를 사용하였다. 모의실험을 위해 생성한 음원 신호는 송수신기간의 거리가 가장 근접한 CPA(closest point approach) 지점의 거리를 50 *m*, 이 기준점으로부터 송신기를 0 *m*에서 80 *m*까지 5 *m/s*로 이동한다고 가정하여 모의실험을 위한 신호를 생성하였다.

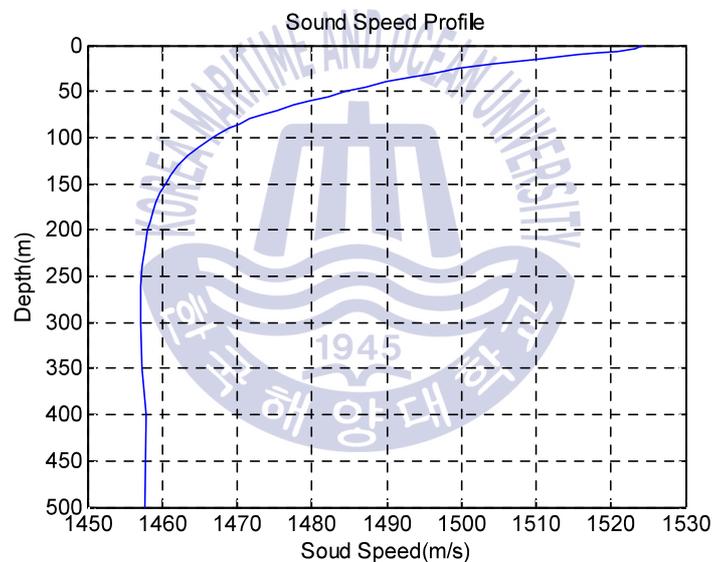
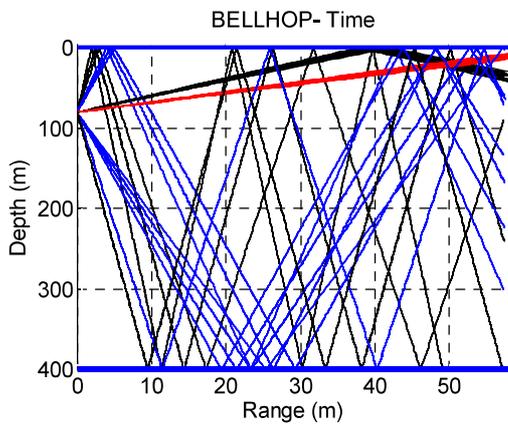
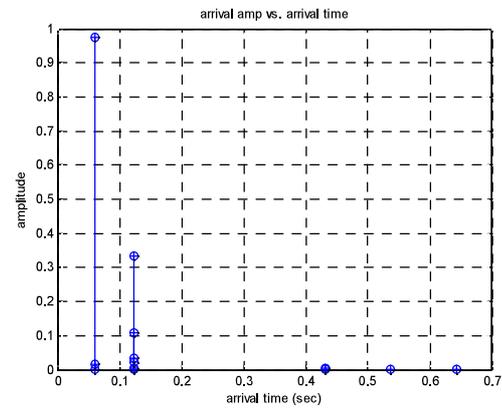


그림 4.1 모의실험을 위한 음속 구조

Fig. 4.1 Sound speed profile for simulation.



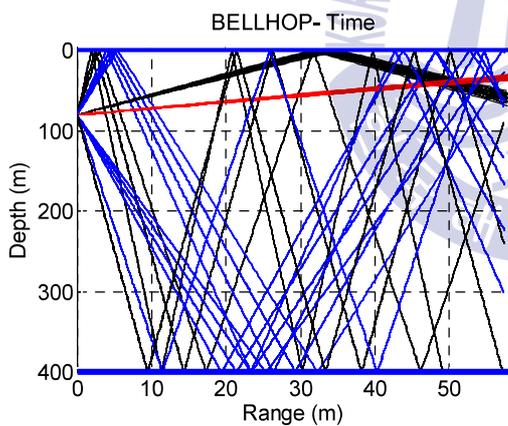
(a)



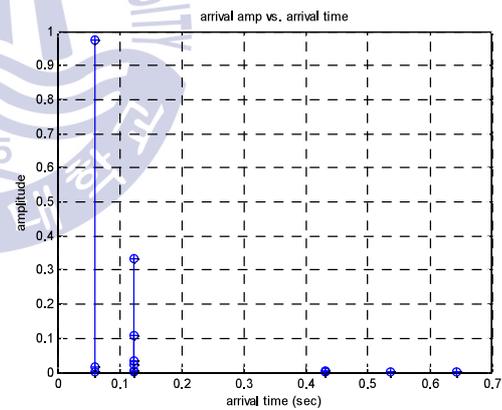
(b)

그림 4.2 첫번째 수신기와 송신기 사이의 모의실험 채널 특성,
(a) 음선 분포, (b) 채널응답 특성

Fig. 4.2 Simulation channel characteristic of between first receiver and transmitter, (a) eigen-rays, (b) channel impulse response



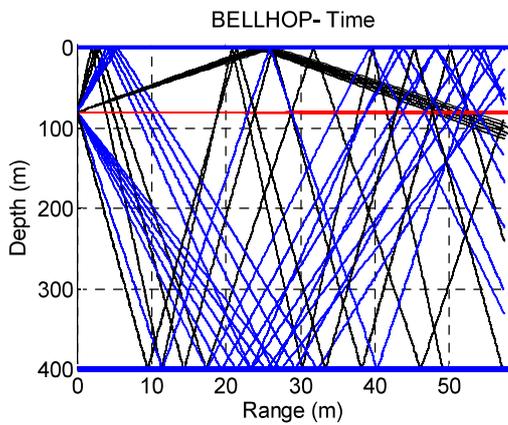
(a)



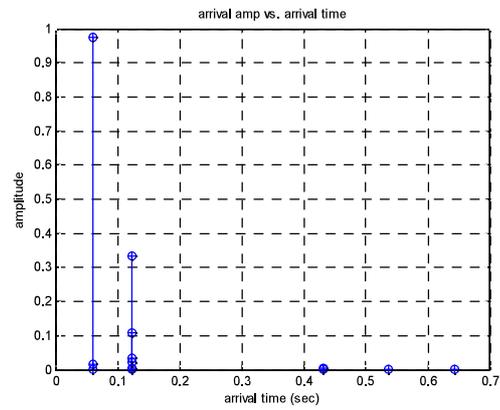
(b)

그림 4.3 두번째 수신기와 송신기 사이의 모의실험 채널 특성,
(a) 음선 분포, (b) 채널응답 특성

Fig. 4.3 Simulation channel characteristic of between second receiver and transmitter, (a) eigen-rays, (b) channel impulse response



(a)



(b)

그림 4.4 세번째 수신기와 송신기 사이의 모의실험 채널 특성,
(a) 음선 분포, (b) 채널응답 특성

Fig. 4.4 Simulation channel characteristic of between third receiver and transmitter, (a) eigen-rays, (b) channel impulse response



4.1.1 모호 함수 기법을 이용한 거리 추정 모의실험 결과

그림 4.5은 모의실험과 호수실험을 위한 모호 함수 기법을 이용하여 도플러 주파수를 추정하고 계산된 도플러 맵과 비교하여 거리 추정하는 방법에 대한 블록 다이어그램을 나타낸다. 이동하고 있는 송신 신호를 다수의 수신기에 수신된 신호에 대역통과 필터를 거치고, 필터를 통과한 신호를 관심 도플러 주파수 영역의 상관 बैं크와의 상호 상관도를 계산하여 송신기의 이동으로 발생한 도플러 주파수를 추정한다. 추정한 도플러와 사전에 알고 있는 수신기 위치, 이동체의 속도, 이동경로 정보들을 이용하여 관심 영역 내의 임의의 위치에 대한 도플러 주파수 맵과 비교하여 가장 작은 오차를 나타내는 도플러 주파수를 찾고, 찾은 도플러 주파수가 계산되어진 지점의 거리값을 음원의 위치로 추정한다.

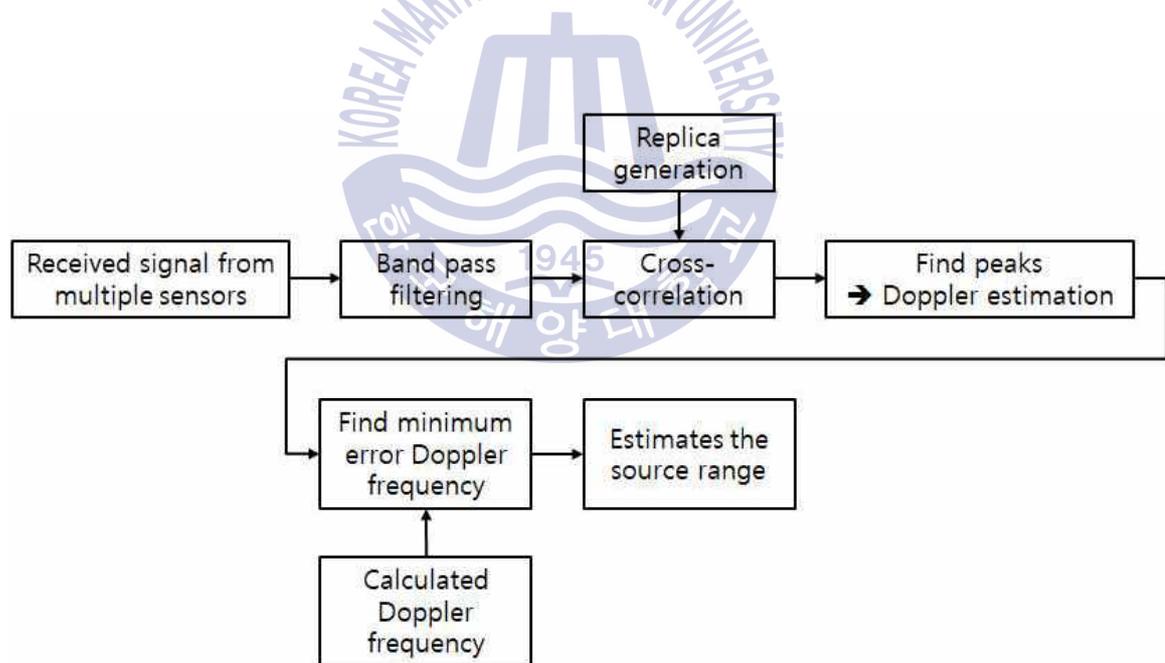


그림 4.5 제안된 방법 블록 다이어그램 (모호 함수 기반)

Fig. 4.5 Block diagram of the proposed method (based on ambiguity function)

VirTEX를 이용한 m -sequence의 모의실험 신호를 생성하고 모호 함수를 이용하여 도플러 주파수를 추정한다. 송신기가 CPA 지점에서 20 m , 80 m 에 위치해 있을 때의 모호 함수의 결과를 그림 4.6과 그림 4.7에 나타내었다.

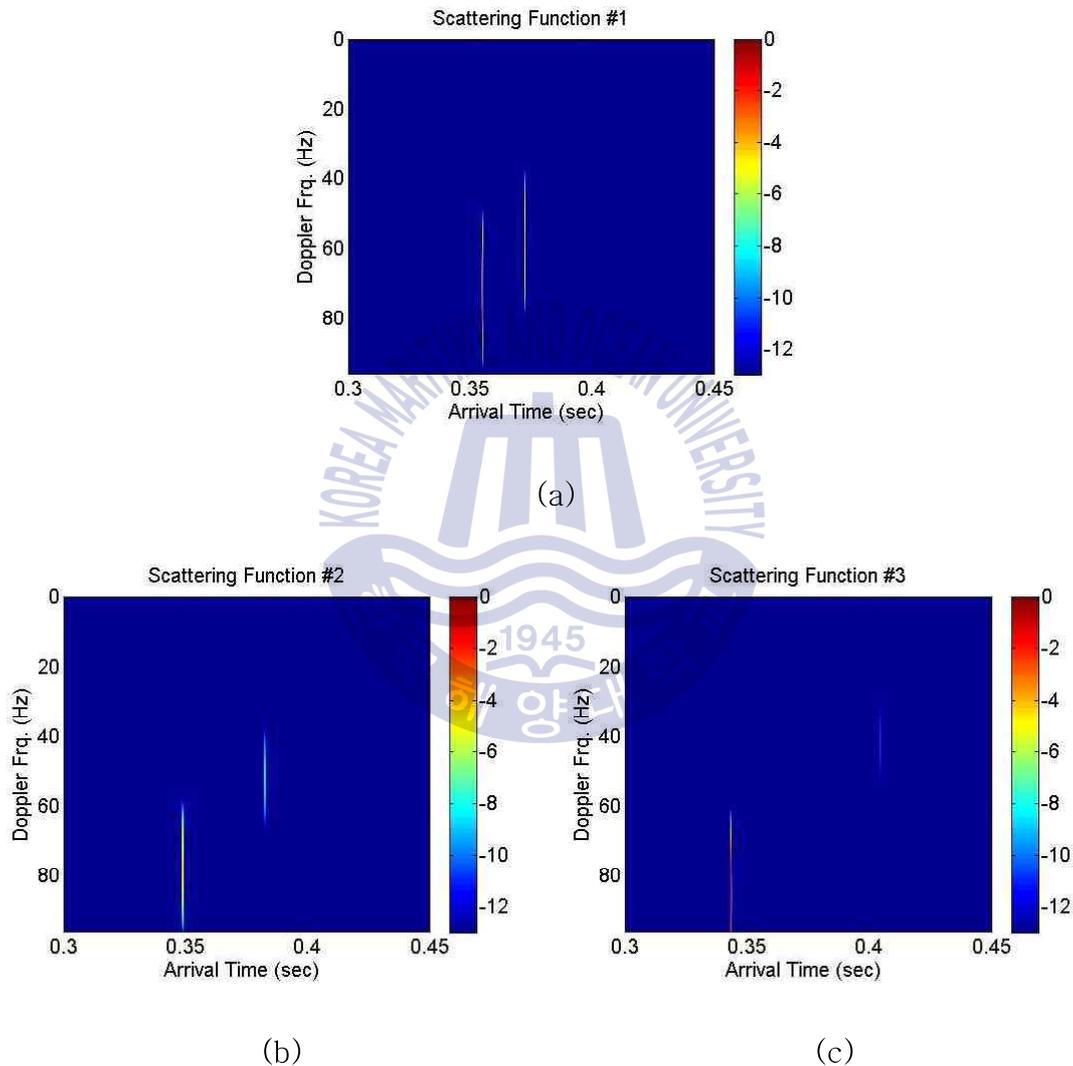
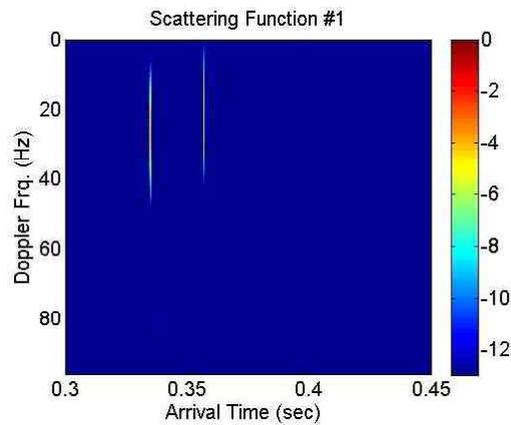
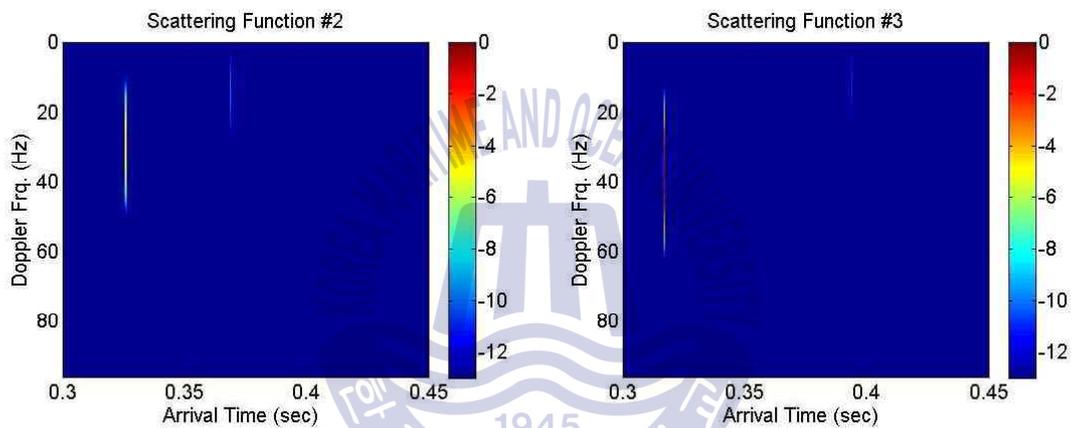


그림 4.6 80 m 거리 표적 신호의 모호 함수 결과,
 (a) 첫번째 수신기, (b) 두번째 수신기, (c) 세번째 수신기

Fig. 4.6 Ambiguity function result of 80 m range target signal,
 (a) 1-th receiver, (b) 2-nd receiver, (c) 3-rd receiver.



(a)



(b)

(c)

그림 4.7 20 m 거리 표적 신호의 모호 함수 결과,

(a) 첫번째 수신기, (b) 두번째 수신기, (c) 세번째 수신기

Fig. 4.7 Ambiguity function result of 20 m range target signal,

(a) 1-th receiver, (b) 2-nd receiver, (c) 3-rd receiver.

그림 4.6과 그림 4.7의 모호 함수 그림으로부터 모의실험의 채널 특성인 다중 경로 신호의 존재와 송신기의 이동으로 인한 도플러 주파수 값을 추정할 수 있다. 모의실험은 SNR이 0 dB인 환경에서의 m-sequence의 비트 전송률에 따른 모호 함수를 이용해 추정된 도플러 주파수의 오차를 식 (4.1)과 같은 식으로 구하고 결과 값을 그림 4.8와 같이 나타내었다.

$$e = \frac{|f_{d,c} - f_{d,e}|}{f_{d,c}} \times 100 [\%]. \quad (4.1)$$

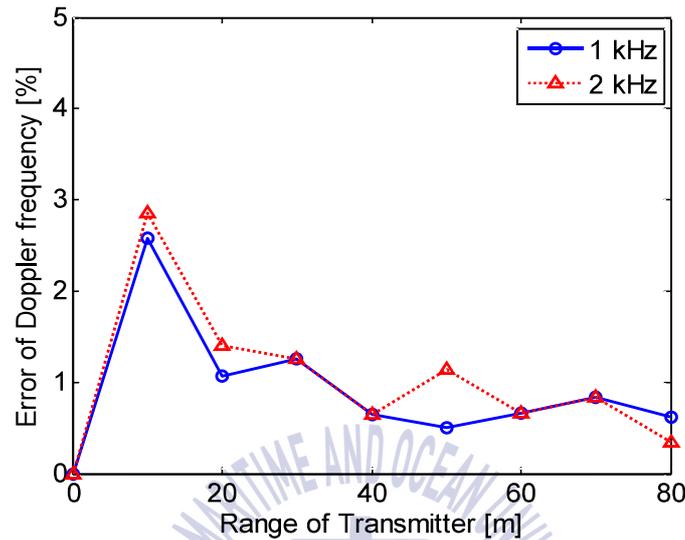


그림 4.8 도플러 주파수 추정 결과 (모호 함수 기반)

Fig. 4.8 Doppler frequency estimation result (based on ambiguity function)

그림 4.8의 결과로부터 이론적으로 산출된 도플러 주파수 값과 모의실험으로부터 도플러 천이된 수신 신호로부터 추정된 도플러 주파수 값의 오차가 약 3 %이며, 도플러 주파수 값의 오차는 평균 약 1%로 나타났다.

도플러 주파수 보정 없이 상관함수를 이용하여 거리를 추정하는 기존의 도달 시간차 추정 방법과 제안한 방법의 성능을 비교한 결과를 비트 전송률에 따라 그림 4.9과 그림 4.10에 나타내었다. 이동하는 표적의 도플러 주파수를 추정하지 않는 기존의 도달 시간차 추정 방법의 성능은 안정적이지 않고 큰 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있고, 제안한 방법의 거리 추정 방법은 오차가 적고 안정적으로 표적의 거리를 추정하는 것을 확인할 수 있다.

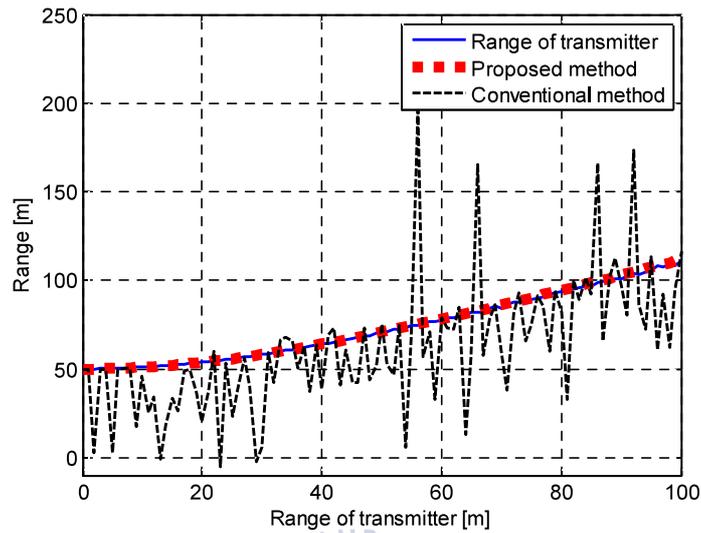


그림 4.9 거리 추정 성능 비교 (1 kHz 비트 전송률)

Fig. 4.9 Comparison of range estimation performance (bit rate : 1 kHz)

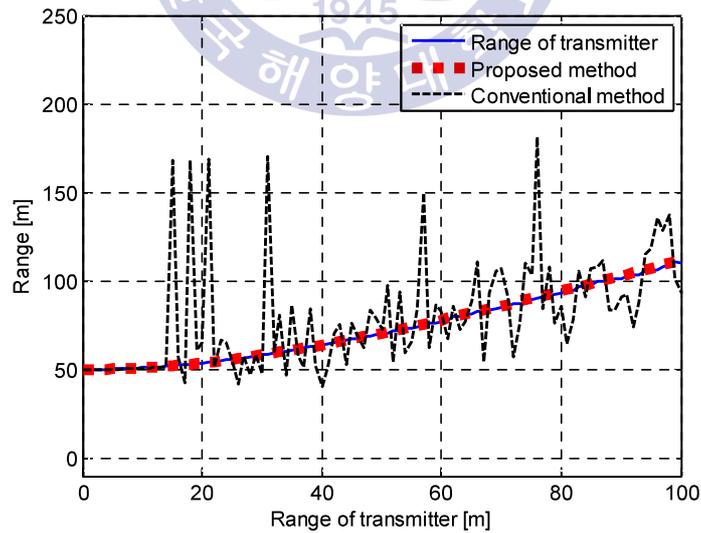


그림 4.10 거리 추정 성능 비교 (2 kHz 비트 전송률)

Fig. 4.10 Comparison of range estimation performance (bit rate : 2 kHz)

4.1.2 고속 푸리에 변환 기법을 이용한 거리 추정 모의실험 결과

그림 4.11은 CW 신호를 이용한 고속 푸리에 변환 기법을 이용하여 도플러 주파수를 추정하고 계산된 도플러 맵과 비교하여 거리 추정하는 방법에 대한 블록 다이어그램을 나타낸다. 이동하고 있는 송신 신호를 다수의 수신기에 수신된 신호에 대역통과 필터를 거치고, 필터를 통과한 신호를 고속 푸리에 변환 기법을 적용하여 송신기의 이동으로 발생한 도플러 주파수를 추정한다. 추정한 도플러와 사전에 알고 있는 수신기 위치, 이동체의 속도, 이동경로 정보들을 이용하여 관심 영역 내의 임의의 위치에 대한 도플러 주파수 맵과 비교하여 가장 작은 오차를 나타내는 도플러 주파수를 찾고, 찾은 도플러 주파수가 계산되어진 지점의 거리값을 음원의 위치로 추정한다.

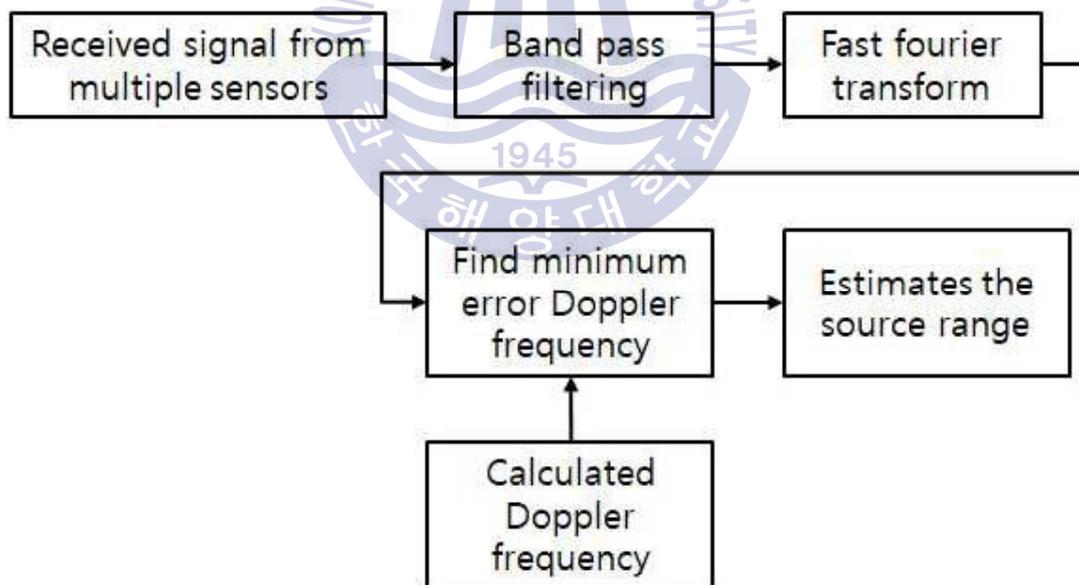


그림 4.11 제안된 방법 블록 다이어그램 (고속 푸리에 변환 기반)

Fig. 4.11 Block diagram of the proposed method (based on FFT)

고속 푸리에 변환 기법의 해상도는 주파수 추정에 사용되는 신호의 길이에 따라서 도플러 주파수 추정 해상도가 결정되기 때문에 길이에 따른 모의실험의 결과를 비교하여 그림 4.12에 나타내었다. 또한 거리 추정 성능의 결과를 그림 4.13에 나타내었다. 주파수 추정에 사용되는 신호의 길이는 1, 2, 3, 4초 길이의 CW 신호를 이용하여 추정하였다.

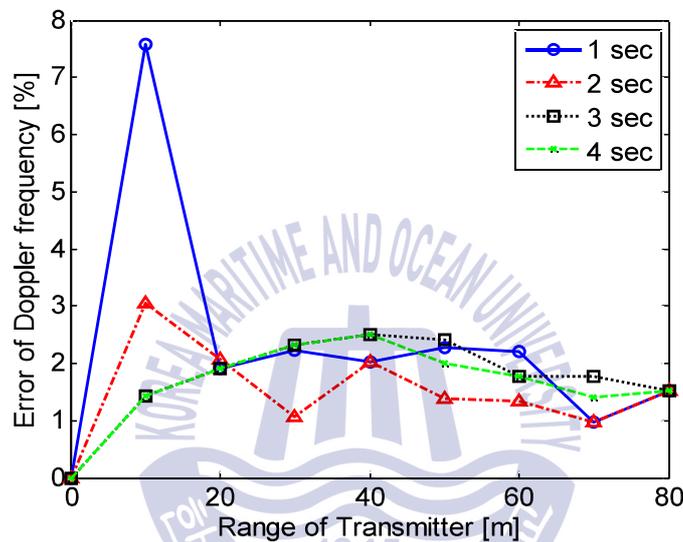


그림 4.12 도플러 주파수 추정 결과 (고속 푸리에 변환 기반)
 Fig. 4.12 Doppler frequency estimation result (based on FFT)

그림 4.12의 결과로부터 이론적으로 산출된 도플러 주파수 값과 모의실험으로부터 도플러 천이된 수신 신호로부터 추정한 도플러 주파수 값의 오차가 CW신호의 길이에 따라 대부분 약 3 %이며, 도플러 주파수 값의 오차 평균은 1초 길이인 경우 약 2.5 %, 2~4초 길이인 경우 약 1.5%로 나타났다. 고속 푸리에 변환 기법을 이용하여 도플러 주파수를 추정할 때에 주파수 해상도가 높을수록 오차의 값이 줄어드는 것을 확인하였다. 그림 4.13의 결과로부터 거리가 멀어질수록 추정 오차가 증가하고 신호의 길이가 짧을수록 거리 추정 결과의 변동성이 큰 것을 확인하였다.

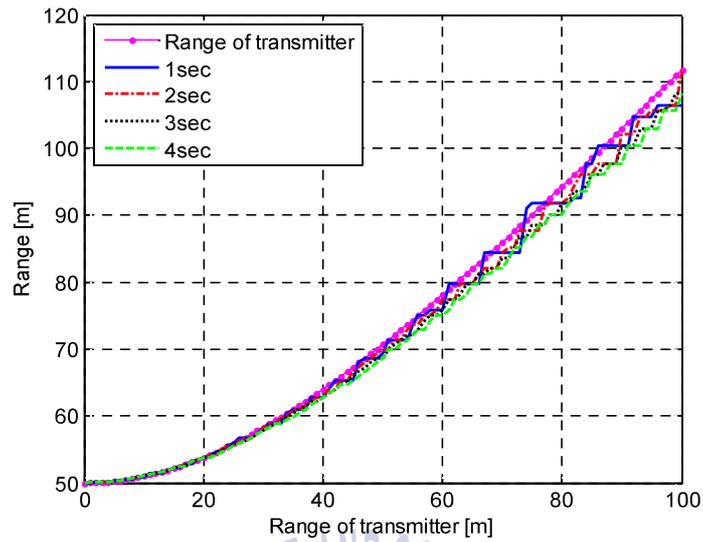


그림 4.13 고속 푸리에 변환 크기에 따른 거리 추정 성능 비교
 Fig. 4.13 Comparison of range estimation performance according to
 FFT size



4.2 호수실험 결과

경상북도 문경에 위치한 경천호수에서 실험을 수행하였다. 실험 당시 기상은 강한 비가 내리는 상태였다. 실험이 진행된 수역의 수심은 약 30~40 m였으며, 장비 운용의 문제로 인하여 다중 수신기가 아닌 하나의 수신기만을 사용하여 깊이 약 10 m에 위치시켰다. 송신기는 예인 보트에서 로프에 매달아 약 1 m/s의 일정한 속도로 이동하면서 수심 약 10 m 정도가 유지되도록 하였다. 송신기에는 측심기를 부착하여 기동하는 동안의 수심 정보를 기록하도록 하였고, 보트에는 GPS 수신기를 장착하였으며, 기동 정보는 실시간으로 전달되어 저장되었다. CPA 지점에서 송수신 단 사이의 거리는 약 40 m 정도가 유지되도록 하였다. 지속적으로 송신되는 신호를 부이에 달린 수신을 위한 수신기는 B&K 8106 모델이 사용되었다. 컨디셔닝 증폭기를 거친 수신 신호는 130 kHz의 샘플링 주파수로 저장되었다. 실험 환경은 그림 4.14에 나타내었다.

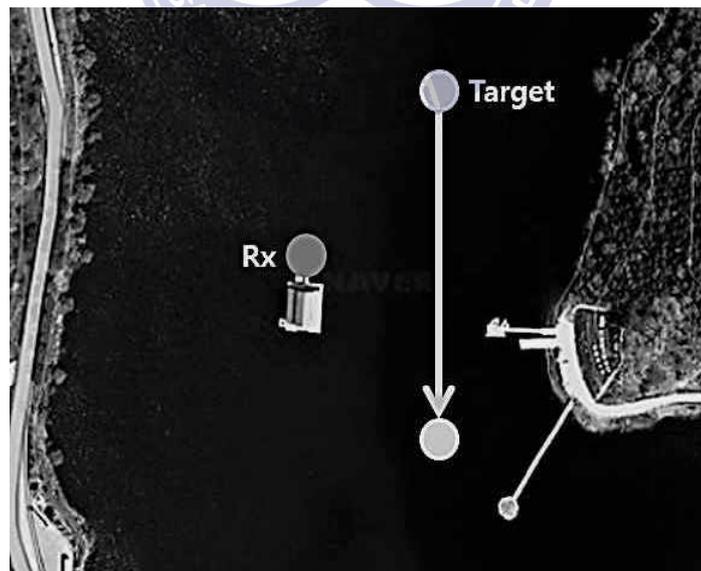


그림 4.14 호수실험 구성

Fig. 4.14 Setup for lake trial

실험을 진행하기 전에 CTD (conductivity temperature depth) 장비를 이용하여 수심에 따른 음속을 측정하였으며, 결과는 그림 4.15과 같다. 그 결과 실험이 진행되었던 10 m 수심에서의 음속은 약 1480 m/s인 것을 확인하였다. 호수실험에 사용된 신호의 구성은 표 4.1과 같이 하였다.

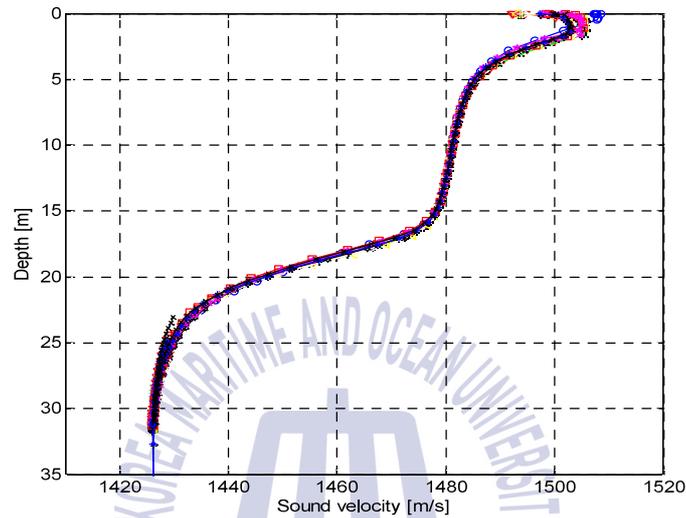


그림 4.15 호수의 음속 구조

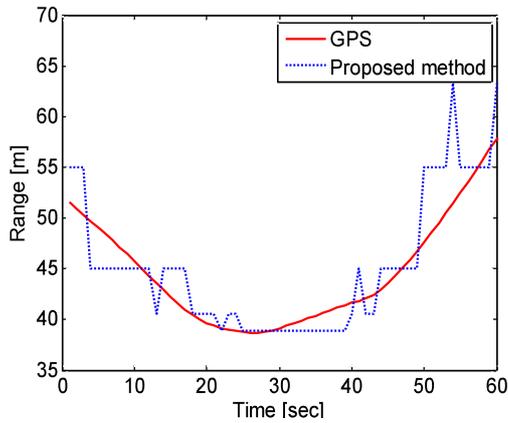
Fig. 4.15 Sound speed profile of lake

Table 4.1 Signals designed for lake trial

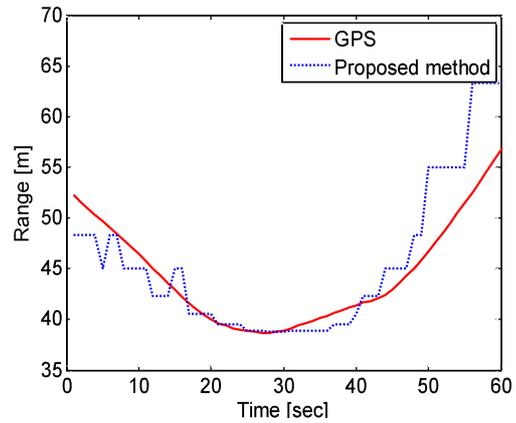
	신호 형태	PN 대역폭
Case #1	m-sequence + CW	1 kHz
Case #2	m-sequence + CW	2 kHz
Case #3	CW	-

호수실험도 모의실험과 같은 변조방식, 비트 전송률 및 데이터 크기를 갖는 m-sequence 신호와 CW 신호를 사용하였으며 거리 추정 방법 또한 모의실험과 같은 방법으로 추정하였다. 제안된 도플러 주파수 맵을 이용한 음원의 거리 추정 방법은 예인 보트에 부착되어 있는 GPS 정보와 비교하여 결과를 나타내었다.

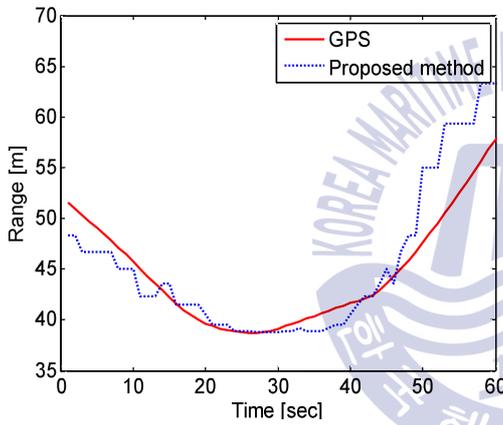
1~3번의 호수실험 중에서 먼저 CW 신호를 이용한 실험을 확인하면, 1~4초 길이의 CW 신호에 고속 푸리에 변환 기법을 이용하여 도플러 주파수를 추정하고 도플러 맵과 비교하여 음원의 거리를 추정한 결과는 그림 4.16, 그림 4.17, 그림 4.18와 같은 것을 확인하였다. 주파수 추정에 사용되는 CW 신호가 길어질수록 GPS 정보의 곡선과 비슷한 형태가 되는 것을 확인할 수 있다. 또한 송신기 사이의 거리가 가장 가까운 CPA 지점에서 GPS 정보와 가장 비슷한 결과를 나타내는 것을 확인하였다. 또한 그림 4.19, 그림 4.20에서 기존의 방법과의 성능 비교에서는 기존의 방법은 그림 20의 38초 부근에서 추정 오류가 크게 발생하는 것을 확인할 수 있다. 반면 제안하는 방법은 발생하는 오류의 크기가 기존의 방법에 비해 작은 것을 확인하였다. 1, 2 번의 호수실험에서 PN 신호를 이용한 실험의 결과는 그림 4.21, 그림 4.22과 같다. PN 신호를 이용한 모호 함수로 도플러 주파수를 추정하는 경우 고속 푸리에 변환 기법보다 외부 환경의 영향을 민감하여 성능이 고속 푸리에 변환 기법을 이용한 것보다 좋지 않은 것을 확인하였다. 제안된 방법의 성능 분석은 다소 오차가 발생하였지만 GPS 정보의 경로와 비슷한 형태를 유지하며 음원의 거리를 추정한 것을 확인할 수 있다. 호수실험에서 발생한 오차는 송신기와 배에 부착되어 있는 GPS 정보 사이의 오차, 도플러 주파수 맵을 계산할 때 적용되는 송신기의 이동한 궤적이나 속도 등의 불일치, 좋지 않았던 기상 상태 등이 오차의 원인으로 판단된다.



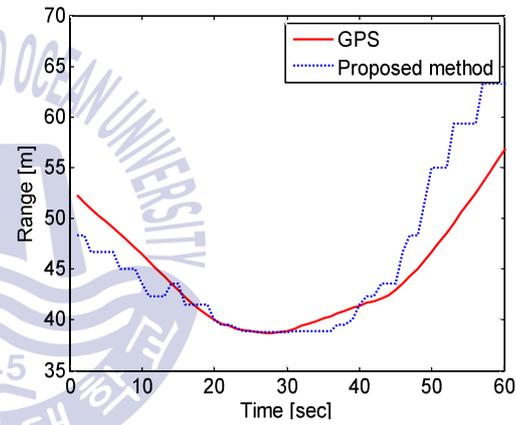
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 4.16 고속 푸리에 변환 크기에 따른 거리 추정 결과 (Case #1),
 (a) 1초 길이, (b) 2초 길이, (c) 3초 길이, (d) 4초 길이

Fig. 4.16 Range estimation result according to FFT size (Case #1),
 (a) 1 sec-length, (b) 2 sec-length, (c) 3 sec-length, (d) 4 sec-length

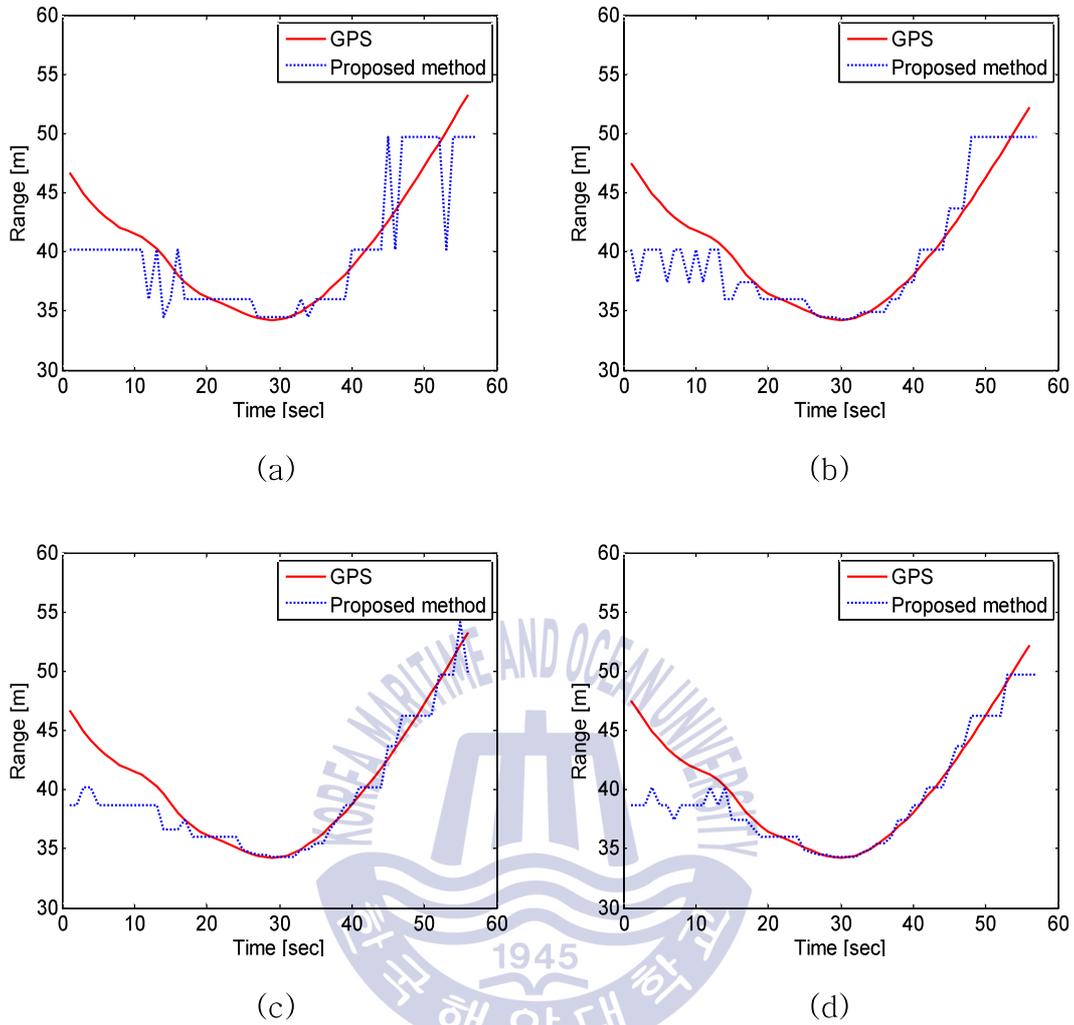
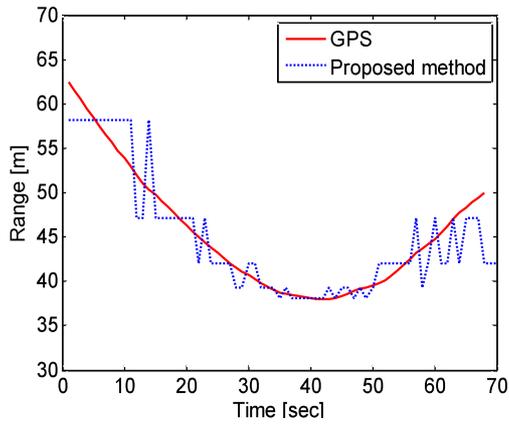
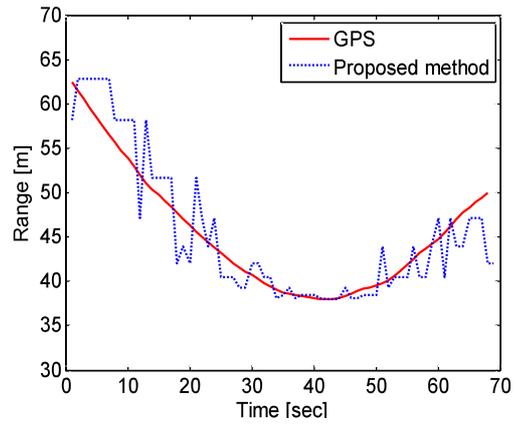


그림 4.17 고속 푸리에 변환 크기에 따른 거리 추정 결과 (Case #2),
 (a) 1초 길이, (b) 2초 길이, (c) 3초 길이, (d) 4초 길이

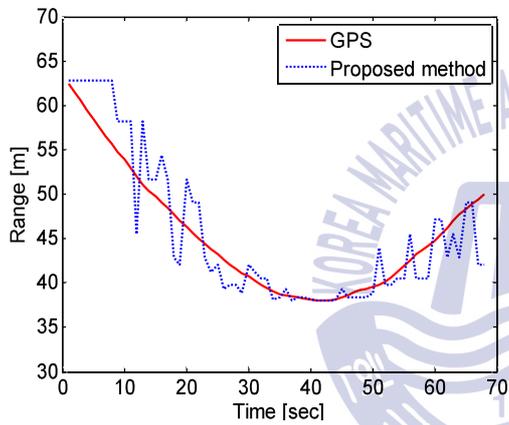
Fig. 4.17 Range estimation result according to FFT size (Case #2),
 (a) 1 sec-length, (b) 2 sec-length, (c) 3 sec-length, (d) 4 sec-length



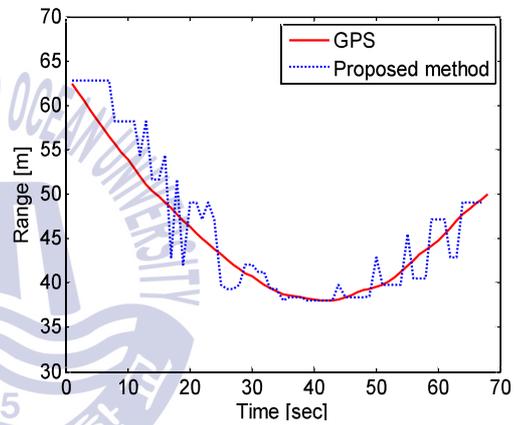
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 4.18 고속 푸리에 변환 크기에 따른 거리 추정 결과 (Case #3),
 (a) 1초 길이, (b) 2초 길이, (c) 3초 길이, (d) 4초 길이

Fig. 4.18 Range estimation result according to FFT size (Case #3),
 (a) 1 sec-length, (b) 2 sec-length, (c) 3 sec-length, (d) 4 sec-length

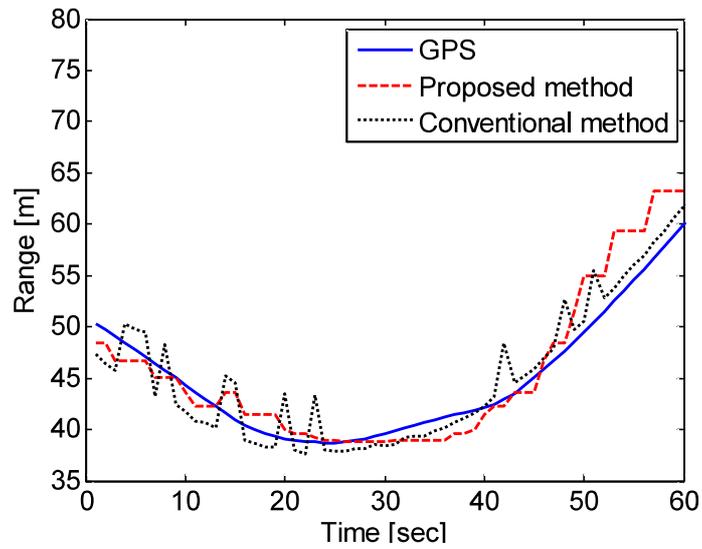


그림 4.19 4초 길이 CW 신호와 기존 방법의 성능 비교 (Case #1)

Fig. 4.19 Comparison of performance between 4 sec-length CW signal and conventional method (Case #1)

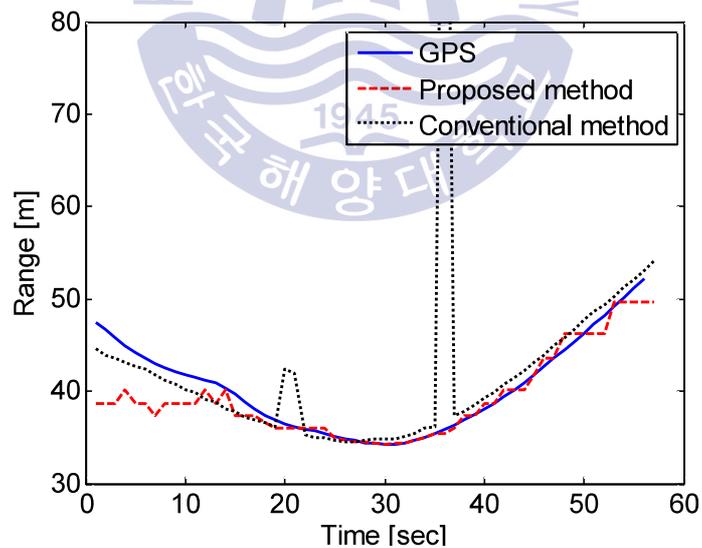


그림 4.20 4초 길이 CW 신호와 기존 방법의 성능 비교 (Case #2)

Fig. 4.20 Comparison of performance between 4 sec-length CW signal and conventional method (Case #2)

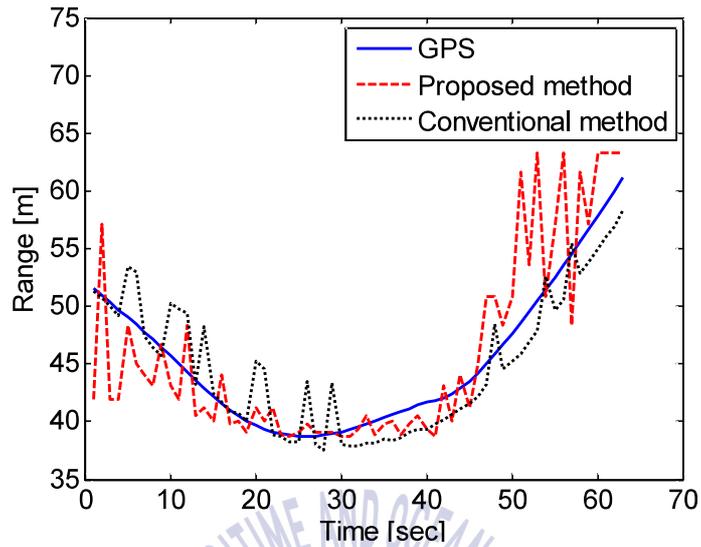


그림 4.21 모호 함수 기법을 이용한 거리 추정 결과 (Case #1)
 Fig. 4.21 Range estimation result according to ambiguity function (Case #1)

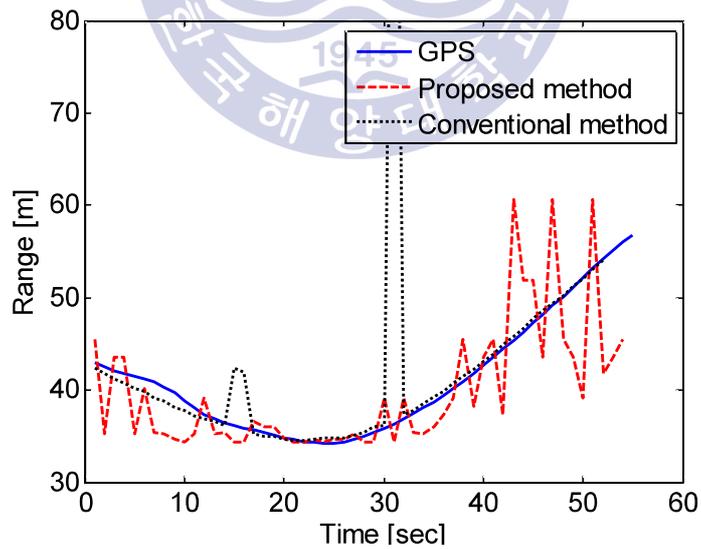


그림 4.22 모호 함수 기법을 이용한 거리 추정 결과 (Case #2)
 Fig. 4.22 Range estimation result according to ambiguity function (Case #2)

제 5 장 결 론

수중에서 기동하는 음원을 탐지하기 위한 방법으로 소나를 이용한 도달 시간차, 도래각, 공간 스펙트럼 기반 등의 여러 방법들이 있다. 도달 시간차와 도래각 기반의 음원 위치 추정에는 시간 동기가 필요하고 공간 스펙트럼 기반의 초점 빔 형성기의 경우는 높은 분해능을 가지기 위해서는 다수의 수신기들을 필요로 하는 문제점을 갖는다.

본 논문에서는 방사 소음 측정을 목적으로 하는 경우 측정 조건 규격이 정해져 있고, 음원이 기동하기 때문에 음원에 도플러 주파수가 발생하는 것을 이용하여 수중 음원의 이동 경로 및 속 등의 정보를 기반으로 계산된 도플러 주파수 맵과 다수의 수신기에 수신된 신호의 도플러 주파수 추정 값을 비교하여 가장 작은 오차를 갖는 경우에 대해 음원의 위치로 추정하는 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 시간 동기를 필요로 하지 않고 많은 수의 수신기 없이 음원의 위치를 추정하는 것이 가능하다. 도플러 주파수 추정을 위한 방법으로 정합필터 뱅크를 구성하고 수신된 신호를 각 정합필터의 뱅크에 통과시켜 가장 큰 에너지 값을 가지는 정합필터 뱅크를 찾아 도플러 주파수를 추정하는 모호 함수 기법과 수신된 신호를 주파수 영역으로 변환하여 수신신호의 중심 주파수를 찾는 고속 푸리에 변환 기법 두 가지를 이용하여 도플러 주파수를 추정하였다. 모의실험 및 호수실험을 통하여 제안한 방법의 성능을 분석하였다. 모의실험은 도플러 주파수 맵과 추정한 도플러 주파수의 오류 정도를 분석한 것으로써 모호 함수 기법은 정합필터 뱅크의 수가 많아질수록, 고속 푸리에 변환 기법은 사용하는 신호의 길이가 길수록 해상도가 높아지고 도플러 주파수 맵과의

오류가 3% 미만인 것을 확인하였다. 호수실험에서는 송신기를 예인하는 보트에 부착된 GPS 정보와 비교하였을 때 전반적으로 제안한 방법으로 추정된 거리 값과 비슷한 형태를 보였으나 도플러 주파수 맵을 구성하는 정보들의 정확성 문제, 실험 당시 폭우의 기상 상태와 실험 장비 운용의 문제로 인해 다수의 수신기가 아닌 하나의 수신기를 이용했던 것들이 성능의 저하를 발생하였다. 또한 모호 함수 기법이 고속 푸리에 변환 기법보다 도플러 주파수 추정에 민감하여 제안한 방법의 성능이 감소하는 것을 확인하였다. 모의실험 및 호수실험을 종합해 보면 도플러 주파수 맵을 구성하는 정보들의 정확성이 높을수록 제안한 방법의 신뢰도를 향상시킬 수 있었다.

향후 여러 실제 실험을 통해 수집된 데이터를 분석하여 다중 경로 및 수중 채널 환경에 대한 정보가 포함된 도플러 주파수 맵으로 보완하게 된다면, 채널 환경에 영향을 적게 받으며 더 나은 거리 추정 방법을 기대할 수 있다.



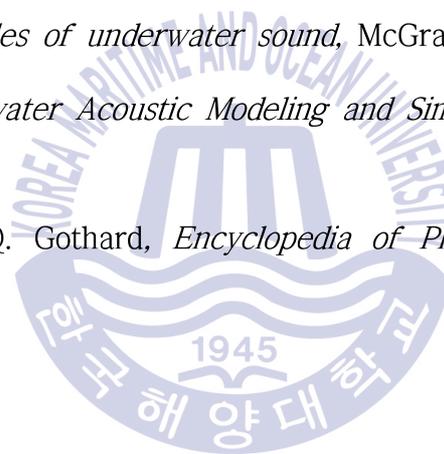
참 고 문 헌

- [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] G. C. Carter, "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 J. Melvin, "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 and Harry L, *Detection, estimation, and modulation theory, optimum array processing*, John Wiley & Sons, New York, 2004.
- [12] H-W. Chen, and J-W. Zhao "Wideband MVDR beamforming for acoustic vector sensor linear array," *IEEE 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 and 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] J. Rosen and L. Q. Gothard, *Encyclopedia of Physical Science*, Facts On File, 2009.



감사의 글

이 논문이 완성되기까지 저뿐만 아니라 많은 분들의 도움이 있었습니다. 먼저 부족한 저를 이끌어 주신 김기만 교수님께 감사 인사를 드리고 싶습니다. 많이 부족한 저를 이끌어 주시고 학문적인 가르침뿐만 아니라 인생을 살아가는 방향을 지도해 주셨습니다. 또한 제 논문을 심사하며 좋은 논문으로 거듭나게 도와주신 정지원 교수님, 조형래 교수님께 감사의 말씀을 드립니다. 학부 과정에서 많은 지도를 해주신 전파공학과와 모든 교수님들께도 깊은 감사의 뜻을 표합니다. 저에게 주신 도움과 가르침을 잊지 않겠습니다. 함께 공부한 대학교, 대학원 동기들과 실험실 생활을 함께한 선후배분들 모두 고생 많았고 원하는 자리에서 성공하길 기원합니다.

마지막으로 항상 제 말에 힘을 실어주시고 배움의 뜻을 믿어주시며 밀어주신 가족들과 힘들 때마다 아주 큰 힘이 되어준 친구들 덕분에 이렇게 보람찬 결실을 볼 수 있었습니다. 다시 한 번 모두에게 감사드립니다.