工學碩士 學位請求論文

다중 음원 환경에서 수동형 거리추정 기법의 성능 개선에 관한 연구

A Study on Performance Enhancement of Passive Range Estimation in Multi-Source Environments

指導敎授 金 基 萬

2001 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

金 峻 煥

本 論文을 金峻煥의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 趙 炯 來 (印)

委 員 : 工學博士 鄭 智 元 (印)

委 員 : 工學博士 金 基 萬 (印)

2001 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

金 峻 煥

차 례

그 림 차 례

표 차 례

기 호 표

T	음원
F, A, B	견인어레이의 센서 그룹
R_F, R_A, R_1, R_2, R_3, R_{21}, R_{32}	센서 그룹에서 음원까지의 신호 전달 경로
l_1, l_2	센서사이의 거리
L	어레이의 총 길이
c	수중에서의 음파 전달속도
$\mathbf{t}_1$, $\mathbf{t}_2$	센서그룹간의 음파전달 시간차
$\mathbf{q}$	음원의 방향
$\mathbf{l}$	파장
l	가상선상에서 각 단계의 거리[m]
D	총 단계 개수
k	가시영역 거리
P_{out}	빔 형성기의 이득
$G(d)$	음원의 출력 파워
P_I	보간법에 의해 구해진 거리추정 패턴 함수
L_n	n 차 보간과정의 다항식
f_s	표본화 주파수
f_n	최고 주파수
R	공분산 행렬
$\mathbf{f}_m$	어레이 응답 벡터

약 어 표

MV	Minimum Variance
DSP	Digital Signal Processor
EKF	Extended Kalman Filter
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response
EVM	EValuation Module
MIPS	Million Instructions Per Second
GUI	Graphical User Interface
COFF	Common Object File Format

ABSTRACT

In this thesis, the author studies the passive range estimation method using various beamformers for a linear hydrophone array. There are many applications in which it is of interest to estimate the time delay. A kind of important consideration in estimator design is the available amount of a priori knowledge of the signal and noise statistics. In many problems, this information is negligible. In passive ranging, the source spectrum is unknown or only known approximately. One common method of determining the time delay, the arrival angle relative to the sensors axis is to compute the cross correlation function. Because of the finite observation time, however, the cross correlation function cannot be precisely calculated. A low SNR is considered in underwater environment, so it is very difficult to gather data from the sound source in each hydrophones for improper cross-correlation values. Previous works have said that one important thing is to select the appropriate sensors having data including information of the target, but the towed linear array is physically limited. And in detecting multi-targets, it is difficult practically for the TDE (time delay estimation) method to detect them at the same time. The author makes appropriate sub-arrays in a linear array of N sensors and apply the beamformers such as a conventional beamformer, weighted and sum, etc. to compare, that is, we present and analyze the performance of range estimation using beamformers considering near-field. It is assumed that the real range is from the center of the linear array to the target, it means that there are two groups including several or many sub-arrays to make their own beam. From the center of the array to the left is called the left and to the right of the center, the right group. These beamformers of the sub-arrays make their own beams in equal increments to the equal-range in the known direction of the target step by step, the opposite side of the array make beams, also. As a result of these, the maximum values can be determined by measuring the power of summed output of the each beamformer. The proposed technique can estimate the ranges of multi-targets. So it is possible to

know the relative position of the targets according to the bearings and ranges. Performance of passive range estimation based on weighted beamformers is compared with a method using time delay estimation, it analyzes the range estimation error according to the bearing estimation error.

제 1 장 서 론

수중, 수상 등 여러 영역에서 음원을 추적하는 기법들이 발전을 이루어 왔다. 소나가 쓰이는 상황에서 해양환경의 불안정성은 음원 추적에 있어서 심각한 장애가 되고 있다. 음원 거리 추정에 있어서 기존의 기법을 고찰해보면 기본적인 추정 시스템은 수동 시간 지연 측정치를 취한 비선형 입력 신호처리기로 구성되어지고 입력된 값을 음원 거리 측정치로 선형화 시키는 변환기 역할을 한다. 이런 변환 과정으로부터 얻어지는 단점은 부가되는 측정 오차가 비 가우시안임의 값이라는 것이다. 최적 거리 측정기는 음원의 실제 거리와 추정 거리비의 필터링 되고 일정한 값에 잡음 데이터를 처리한 Singer 와 Marcov 의 음원 모델링 이론에 의해 발전되어 왔다[1]. 수동형 거리 추정 기법에 주로 쓰이는 방법 중에서 삼각기법은 두 개의 어레이에서 가리키는 방향이 일치하는 지점이 음원의 위치정보를 가진다는 것을 이용하는 기법이다. 삼각기법은 각각의 어레이에 들어오는 신호가 코히어런스함을 요구한다.

다른 방법으로 wavefront-curvature 기법은 세 개의 어레이를 사용하는 것으로 첫 번째 어레이와 중간 어레이의 시간 지연, 중간 어레이와 세 번째 어레이의 시간 지연을 추정하는 것이다. 이 기법은 신호성분이 한 어레이로부터 다른 어레이까지 코히어런스함을 요구한다. 3 개의 어레이 시스템에서 어레이 시스템을 2 개로 가정한다면 즉 첫 번째와 중간 어레이 구성을 한가지, 중간 어레이와 세 번째 어레이 구성을 다른 하나로 본다면 wavefront-curvature 기법의 거리 추정 방정식과 같은 형태를 산출한다[2]. 기하적인 구조에서 이러한 기법들이 방향 또는 거리 추정면에서 좋은 결과들을 나타내긴 하지만 SNR 이 낮은 수중환경에 그대로 적용시킬 때 음원으로부터 얻은 정보가 각각의 센서를 통하여 얻어진 상관 계수를 구하기에는 오차가 상당히 발생함을 단점으로 하고 있다. 또한 어레이상에서 음원의 정보를 구하기 위해 특정 센서들을 선택하기엔 어레이 길이가 물리적으로 제한되어 있다는 단점이 있다.

본 논문에서는 어레이 중심을 기준으로 좌우로 분리하여 양측을 동일한 방법

으로 신호 처리한다. 음원의 방향은 이미 알고 있다고 가정하고 어레이의 중심을 기준으로 정한다. 따라서 빔 형성기를 좌측과 우측으로 분리하여 데이터에 의존한 MV(Minimum Variance) 빔 형성기로 구성하였으며 기존의 delay-and-sum 방식의 conventional 빔 형성기와 비교 분석한다. delay-and-sum 방법에서는 근거리 영역에서 음원의 위치를 추적하므로 focused 빔 형성기를 사용하였다. 그러나 focused 빔 형성기는 파장에 따른 거리의 비율에 따라 방향 추정 오차와 부엽 레벨 증감에 민감한 영향을 끼치므로 원거리 영역에서 만들어진 빔 패턴과 유사한 빔을 만들기 위해 보상된 focused 빔 형성기를 사용한다.

음원의 방향은 이미 알고 있으므로 어레이 중간으로부터 음원 방향으로 가상의 직선을 만들어 거리에 따른 방향별로 빔을 좌·우측 빔 형성기로부터 만들어낸다. 일정간격으로 근거리에서 원거리로 좌·우측 빔 형성기로부터 만들어진 각 빔들은 음원이 위치해 있는 지점에서 음원 출력의 최대 파워 값을 갖게 되고 빔 패턴을 중심으로 좌·우측 빔 형성기가 추적한 방향부분의 교차지점에 해당되는 빔 패턴의 합성된 결과에서 최대값을 갖는 지점을 음원이 위치한 거리로 추정한다. 그러나 표본화 주파수가 높지 않은 경우 시간 지연을 조절할 수 있는 해상도가 감소하고 그 결과 원하는 위치를 정확하게 지향할 수 없으므로 왜곡된 빔 패턴을 나타내게 된다. 따라서 거리 추정 기법의 성능을 저하시키게 됨에 따른 표본화 주파수가 focused 빔 형성기를 이용하는 거리 추정 기법에 미치는 영향에 대해서 고찰하도록 한다.

제안된 내용은 시뮬레이션을 이용하여 그 효용성을 증명하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2 장에서는 기존에 사용되고 있는 기법을 소개하고, 여기에서 생기는 문제점과 해결을 위한 방법에 바탕을 둔 제안된 방법을 제 3 장에서 기술하였다. 제 4 장에서는 시뮬레이션에 의한 결과를 비교 분석하고, 제 5 장에서는 대량의 데이터를 고속처리하기 위한 DSP 프로세서와 관련된 하드웨어의 전반적인 사항과 소프트웨어 개발환경을 설명한다. 마지막으로 제 6 장에서 결론을 맺는다.

제 2 장　수동형 거리 추정 기법

제 2-1 절　Wavefront-curvature 기법

기존에 음원 추적 알고리즘은 비선형성의 지연 시간 측정을 처리하는 EKF(Extended Kalman Filter)의 기법을 광범위하게 이용하였다[3][4]. EKF 이외에 비선형 신호 처리로 선형화시키는 접근 방법들은 Kalman type 병렬 신호 처리에 의해 구성된 것이다[5][6]. 음원 거리 측정 문제에 있어서 일반적으로 선택되어지는 측정기법은 수동 처리로 얻어지고 Hassab 은 관측부로서 함측에 세 개의 센서를 두는 경우를 고려하였다[7]. 그러나 함과 어레이의 물리적인 제한적 조건 때문에 센서를 구별하여 적당한 거리로 배치하는 것이 까다로운 문제이다. 통계적, 그리고 분석적으로 센서사이의 거리는 높은 잡음 환경에서 거리가 가까울수록 반대로 낮은 잡음 환경에서 거리가 멀어질수록 좀더 좋은 추정 성능을 가지게 된다.

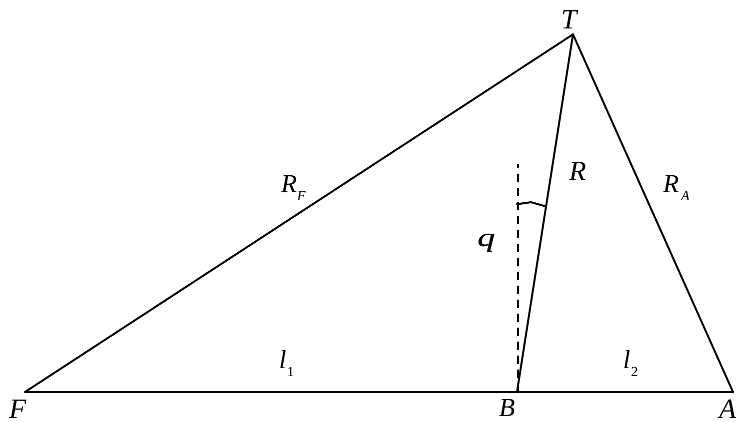


그림 2-1 Wavefront-curvature 기법

Fig. 2-1.　Wavefront-curvature method.

그림 2-1 은 시간 지연 분석에 이용되는 구조를 보여준다. A 와 B 는 함에 부착된 두개의 센서그룹을 나타내고 F 는 견인 어레이의 센서를 나타낸다. l_1 은

견인 어레이와 센서 B 사이의 거리를 나타내는 것으로 l_2 보다 훨씬 크다. R_F, R 그리고 R_A 는 음원으로부터 각 센서들까지의 신호의 직접 경로들이다. 이 값들은 시간지연의 두 값을 측정할 수 있도록 만들어 준다. 첫 번째로 R_F 와 R 의 시간차는 음파전달 시간에 있어서의 차이 $t_1 = (R_F - R)/c$, R 과 R_A 사이에 음파 전달 시간차는 $t_2 = (R - R_A)/c$ 와 같다. 여기서 c 는 수중에서의 음파속도이다. 구하고자 하는 음원까지의 거리와 방향은 센서 B 를 기준으로 측정하고 따라서 R 이 실제 거리가 된다. 그리고 q 는 관측부로부터 수직축을 기준으로 한 음원에 대한 실제 방향이다. 소나에서 측정된 t_1, t_2 와 음원까지의 거리 R, 방향 q 사이의 관계를 정리하면 그림 2-1 에서 t_1에 대한 삼각형 *TFB*, t_2 에 대한 *TBA* 를 코사인의 법칙을 이용하여 $t_1 = (R_F - R)/c$, $t_2 = (R - R_A)/c$ 와 같이 나타내고 t_1과 t_2에 대한 것은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$t_1 = \frac{-R + (R^2 + l_1^2 - 2Rl_1 \sin q)^{0.5}}{c} \text{ 초} \quad (2\text{-}1)$$

$$t_2 = \frac{R - (R^2 + l_2^2 - 2Rl_2 \sin q)^{0.5}}{c} \text{ 초} \quad (2\text{-}2)$$

식 (2-1)과 (2-2)는 R 과 q에 관한 t_1과 t_2의 비선형 대수적인 표현이다. t_1과 t_2를 측정된 입력 매개 변수로서 시간 지연 t_1과 t_2에 대한 거리(R)와 방향 (q)로 구성된 식으로 (2-1)과 (2-2)로부터 다음과 같이 재정리된다.

$$c t_1 = -R + R(1 + \frac{l_1^2}{R^2} - \frac{2l_1}{R}\sin q)^{0.5} \text{ m} \quad (2\text{-}3)$$

$$c t_1 = R - R(1 + \frac{l_2^2}{R^2} + \frac{2l_2}{R}\sin q)^{0.5} \text{ m} \quad (2\text{-}4)$$

Taylor 급수 전개를 이용하고 고차항을 무시하면 다음과 같이 간략해진다.

$$c\tau_1 \approx -l_1 \cos\theta + \frac{1}{2}\frac{l_1^2}{R}\cos^2\theta \qquad (2\text{-}5)$$

$$c\tau_2 \approx -l_2 \cos\theta - \frac{1}{2}\frac{l_2^2}{R}\cos^2\theta \qquad (2\text{-}6)$$

이제 식(2-5)와 (2-6)을 연립으로 풀면 다음과 같이 R과 θ를 구할 수 있다.

$$R = \frac{l_1 l_2 (l_1 + l_2)\cos^2\theta}{2c(l_2\tau_1 - l_1\tau_2)} . \qquad (2\text{-}7)$$

$$\theta = \sin^{-1}\left[\frac{c(l_2^2\tau_1 + l_1^2\tau_2)}{-l_1 l_2 (l_1 + l_2)}\right] . \qquad (2\text{-}8)$$

제 2-2 절 삼각 기법

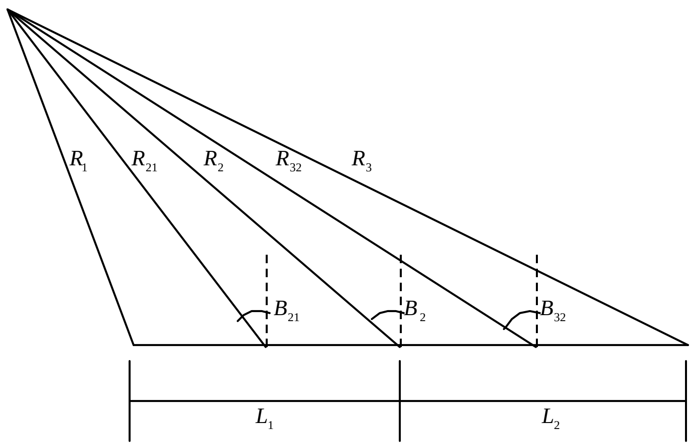


그림 2-2 삼각 기법

Fig. 2-2. Triangulation method.

그림 2-2 로부터 사인 법칙을 적용하여 R_2에 대한 두가지 표현식을 유도하여 승산하면 식(2-9)와 같다.

$$R_2 = (R_{21} / R_{32})^{0.5} \cdot (\frac{\cos B_{32}}{\cos B_2}\frac{\cos B_{21}}{\cos B_2})^{0.5} \quad (2\text{-}9)$$

R_{21} 과 R_{32} 를 구하기 위해 사인 법칙을 적용하고 식(2-9)값과의 가산 결과는 음원이 멀어질수록 $\cos B_{32} \approx \cos B_2 \approx \cos B_{21}$와 같은 관계가 성립할 때

$$R_2 \approx \frac{\frac{L_1 + L_2}{2}\cos B_2}{\cos(B_{32} - B_{21})} \quad (2\text{-}10)$$

을 얻게 된다. 삼각 기법과 wavefront-curvature 방법은 추정값이 비슷하지만 기본적으로 거리를 구하기 위해 사용되는 어레이의 전후에서 나타나는 방향에 있어서 다른 값을 가지게 된다.

제 2-3 절 Focused 빔 형성 기반 기법

음원이 어레이로부터 무한한 거리 상에 있다고 가정할 때 한 지점의 음원으로부터 전달되는 파동의 형태는 평면파이다. 이것은 빔 형성 처리 문제에 있어서 중요하고도 간결한 방법이다. 원거리에 있는 음원과의 거리를 근사한 값으로 추정하기 위해서 가정된 공통의 법칙은 $R = 2L^2 / l$ 의 식으로 표현된다. 여기서 R 은 어레이로부터 음원까지의 거리이며, L 은 어레이의 길이이며, l 은 파장을 나타낸다[8][9]. 이번 절에서는 음파의 전달형태가 구면파인 환경에서 다른 음파전달 지연을 갖는 하이드로폰으로 구성된 어레이를 이용하여 신호처리를 하는 focused 빔 형성기를 설명한다[8],[10],[11],[12],[13]. 일반적으로 원거리에 사용되는 빔 형성기 출력은 다음 식(2-11)과 같이 표현되며 근거리를 위한 focused 빔 형성기 출력인 식(2-12)과 비교된다.

$$P_{out\_F}(q) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{j2pfc^{-1}x_n \cos q} \quad (2\text{-}11)$$

여기서 w_n 은 n 번째 센서의 복소 가중치이고 f 는 주파수이며 c 는 수중에서의 음파 전달 속도를 나타내며 x_n 은 n 번째 센서에서의 위치를 나타낸다.

그러나 낮은 부엽 또는 부엽사이의 깊은 널을 만들기 위해 $10L^2/\lambda$ 또는 그 이상의 거리에 대한 빔 패턴을 만들려는 연구가 이루어 지고 있다. 실제적으로 많은 경우에 있어서 음원은 이 거리에서 가정되고 원거리 빔 형성기를 사용함으로써 근거리에서는 빔 패턴에 있어서 왜곡이 일어남에 따른 지향성 오차가 발생하게 된다. 따라서 근거리를 위한 focused 빔 형성기를 설계하기 위한 방법은 구면파로서 센서에 도달하는 것을 감안하여 서로 다른 전파속도를 가지고 들어오는 센서간의 시간 지연으로서 결정된다. 어레이의 한 센서를 기준으로 빔을 지향하는 거리 R 과 지향방향 θ 을 조절하여 빔 패턴을 구성한다. 임의의 방향과 거리에 대한 일반식은 다음식(2-12) 같이 주어진다. 이는 거리 R 과 방향 θ (어레이의 수직성분을 기준)에서 신호에 대한 어레이 응답이다.

$$P_{out}(R,\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n \frac{R}{d_n(R,\theta)} e^{j2\pi f c^{-1}(d_n(r,\theta)-R)} \qquad (2\text{-}12)$$

음원으로부터 n 번째 센서까지의 거리를 나타내는 $d_n(R,\theta)$ 는 식(2-13)에서 표현된다.

$$d_n(R,\theta) = (R^2 + 2R(x_n - x_0)\cos\theta + (x_n - x_0)^2)^{0.5} \qquad (2\text{-}13)$$

여기서 x_n 은 x_0 을 기준으로 한 n 번째 센서의 상대적인 거리이다.

제 3 장 다중 음원 환경을 위한 거리 추정 기법

제 2 장에서 언급된 wavefront-curvature 방법과 삼각 기법은 근본적으로 시간 지연과 방향 정보를 이용하여 거리를 추정하는 기법으로 본 논문에서 제안하는 빔 형성기를 이용한 수동 거리 추정 기법과는 알고리즘면에서 그 차이를 둔다. 근거리, 원거리를 특정한 값으로 정해 놓을 수는 없지만 대략적으로 $R = 2L^2 / l$ 이상을 원거리 영역으로 추정한다고 2 장에서 언급하였다.

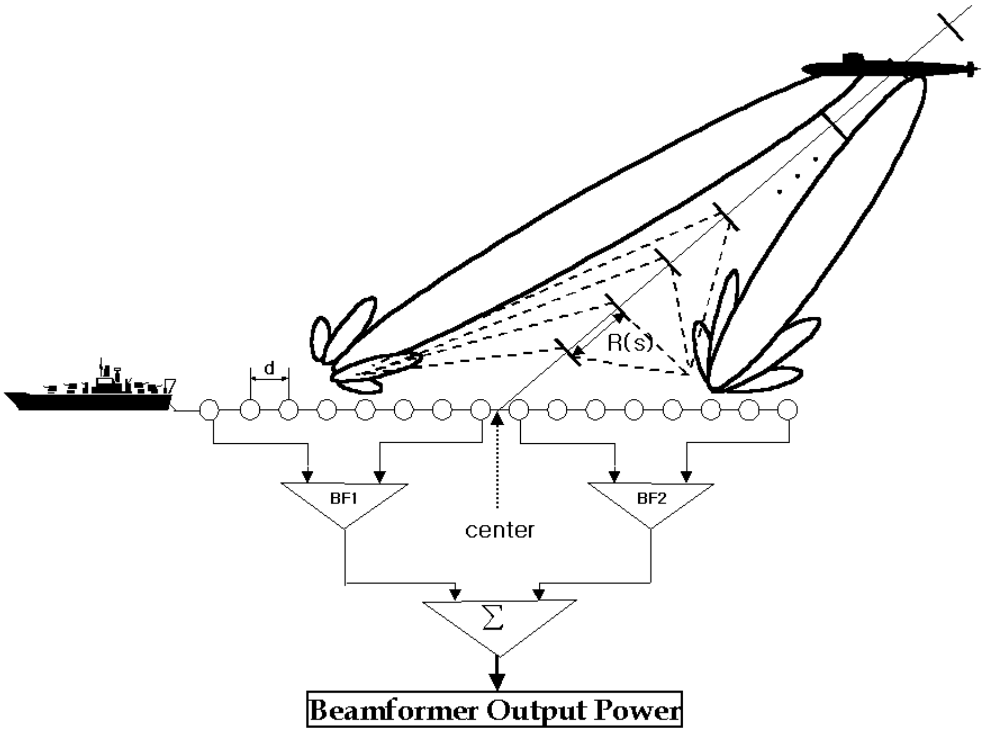


그림 3-1 이중 빔 형성기를 이용한 거리 추정

Fig. 3-1. Range Estimation using dual beamformers.

그림 3-1 은 focused 빔 형성기를 이용해서 거리를 추정하기 위해 어레이를 각각의 부 어레이로 나누고 등 간격의 셀을 나누어, 빔 형성기 출력과 음원에서 나오는 신호와의 연산과정을 거쳐 최대파워를 가지는 지점과의 거리를 추정함

을 나타낸다. 즉 어레이를 좌측과 우측으로 나누어 근거리 영역에서 빔을 형성하게 된다. 이와 같이 어레이를 좌 우의 부어레이로 나누는 주된 이유는 어레이 중심으로부터 다중음원이 존재할 경우 즉 다중 음원들이 어레이 중심에서 상대적으로 같은 방향일 경우에는 단일 빔 형성기로서는 모호 영역속에 음원을 가지므로 분해능력이 낮아진다. 반면 부어레이를 사용함에 있어서는 어레이 중심을 기준으로 상대적인 음원의 방향각을 가지므로 다중음원에 있어서 고분해능력을 가진다.

음원의 방향과 어레이의 중간지점에 가상의 선을 그어 관심 있는 영역까지 일정한 간격의 셀로 나누어 빔을 형성하고 이 때, 음원으로부터 발산되는 신호와 빔 형성기의 출력 값을 연산하여 최대 값을 가지는 지점에서 거리를 추정하게 된다. 본 논문에서는 어레이가 탐지할 수 있는 영역을 어레이 길이의 10 배로 하였다. 전반적으로 이 모든 영역은 근거리에 속하는 것으로 빔 형성기의 구현에 있어서 기존의 delay-and-sum 방법이 적합하도록 보정된 focused 빔 형성기를 사용하였다. 그러나 음원 탐지 지점인 주빔의 빔폭이 크고 빔의 끝단이 첨예하지 않은 관계로 음원 탐지에 있어 넓은 영역의 모호성을 만들어 주는데 이 부분을 "음원 탐지 모호 영역"이라 일컫도록 한다. 따라서 이러한 문제점을 개선하기 위해 주빔단이 첨예하고 빔폭이 좁은 MV(Minimum Variance) 빔 형성기를 사용하였다. 또한 표본화 주파수가 focused 빔 형성기를 이용하는 거리 추정 기법에 미치는 영향에 대해서 고찰하였다. 이 빔 형성기 처리 과정을 다음 절에서 설명하고 제 3 장에서 구한 방법을 기반으로 제 5 장에서 모의 실험 결과를 비교 분석하였다.

제 3-1 절 거리 추정을 위한 신호처리 과정

본 논문에서는 어레이 중심을 기준으로 그림 3-1 에서 보는 바와 같이 부어레이를 두가지(좌 · 우)로 나누었다. 음원의 방향은 이미 알고 있다고 가정하여 어레이 중심에서 탐지 영역까지 가상의 선에 거리를 가진 하나의 단계가 l[m]인 D 개의 단계로 구성하였다. 어레이로부터 탐지영역 사이는 가시영역으로 약 k[m]를 두어 실제적으로 빔을 형성하는 거리는 어레이로부터 k[m]되는 지점

을 기점으로 약 $(D\text{-}1)*l + k$ [m] 영역까지 각 단계별로 빔을 형성한다. 좌 · 우측 빔 형성기로부터 같은 지점에 빔을 형성하여 얻은 결과는 다음식 (3-1)과 (3-2)와 같다.

$$P_L(d) = P_{out}^L(d) \cdot G_L(d) \qquad d = 1,\Lambda\ ,D \qquad (3\text{-}1)$$

$$P_R(d) = P_{out}^R(d) \cdot G_R(d) \qquad d = 1,\Lambda\ ,D \qquad (3\text{-}2)$$

여기서 P_{out}은 빔 형성기의 이득을, d 는 각 단계를 나타내며, L 과 R 은 각각 좌측과 우측을 나타낸다. $G(d)$는 음원의 출력 파워이다. 각 단계마다 얻은 출력에서 최대값을 갖는 지점을 찾는 것은 다음 문제이지만 이것은 빔을 방향에 따라 형성하는 문제와 직결되므로 위식을 가상의 선상에 단계를 두어 실제적으로 빔이 지향하는 방향을 각 단계에 해당하는 개수만큼 분해를 하면 거리가 멀어짐에 따라 다수의 단계들이 한 방향에 포함되고 이것은 다시 주빔의 빔폭에 많은 단계들을 포함하게 된다. 각각의 빔 형성기로부터 구한 출력 중에서 음원이 위치한 방향의 패턴을 합산함으로서 대략적인 추정거리를 구하게 된다.

$$P_{LR}(d) = P_L(\boldsymbol{q}_a(d_L)) + P_R(\boldsymbol{q}_b(d_R)) \qquad 1 \le d_L(d_R) \le D \qquad (3\text{-}3)$$

여기서 $\boldsymbol{q}_a$ 와 $\boldsymbol{q}_b$ 는 좌 · 우측 빔 형성기에서 검출한 파워 방향이다. $1 \le d_L(d_R) \le D$ 의 영역에서 원거리로 갈수록 d_L 과 d_R 은 가까워지게 된다. d_L 과 d_R 은 방향별, 거리에 따라 갖는 빔 형성기 방향 1 도 값에 해당되는 단계 개수만큼 존재한다. d_m 이 음원의 최대 파워지점에 해당되는 단계라고 할 때 $P_L(\boldsymbol{q}_a(d_m))$ 과 $P_R(\boldsymbol{q}_b(d_m))$ 는 최대 출력 파워지점에서 좌 · 우측 빔형성기 출력값이다. 실제로 P_{LR} 의 패턴은 같은 방향 성분에 대해 단계수가 많이 포함되므로 interpolation 을 적용하여 직선 성분의 정보를 적당한 함수 성분의 정보로 유도한다. interpolation 에 의해 최종 얻어진 패턴은 다음과 같다.

$$P_I(d) = P_{LR}(d)L_0(d) + P_{LR}(d)L_1(d) + \Lambda\ + P_{LR}(d)L_n(d) \qquad (3\text{-}4)$$

여기서 $L_n(d)$는 n 차 interpolation 과정의 다항식이다. interpolation 을 거친 후의 최대치를 추정 거리로 다음을 구하게 된다.

$$P_I(d_m) = \max\{ P_I(d) \} \quad (3\text{-}5)$$

위식으로부터 d_m 이라는 최대 파워 지점에 해당되는 단계를 구하게 되면 결과적으로 구하고자 하는 음원부터 어레이 중심까지의 거리는 식 (3-6)과 같이 주어진다.

$$R_{app} = k + d_m \cdot l \quad (3\text{-}6)$$

여기서 k 는 가시영역 거리로서 어레이 중심으로부터 근거리 영역의 설정부분까지를 가리키고 l 은 단계별 거리를 나타낸다.

제 3-2 절 Dual focused 빔 형성 기반 기법의 성능 분석

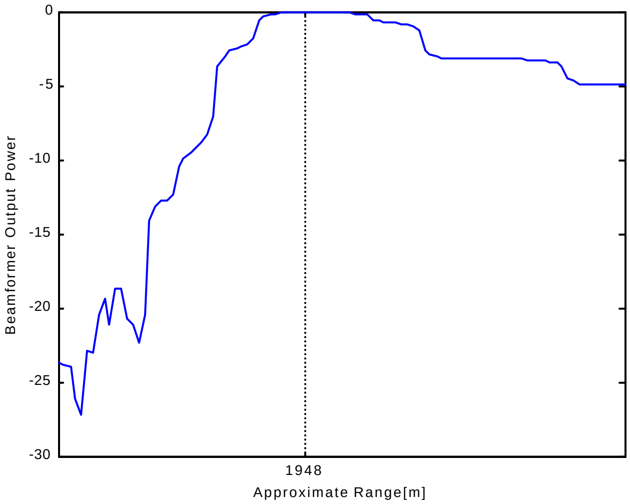
일반적으로 신호에 대한 주파수 스펙트럼 분석에서 연속 신호의 최고 주파수를 f_n [Hz]라고 할 때 표본화 주파수 f_s는 $f_s \geq 2f_n$ 을 만족한다. 원 신호에 포함되어 있는 주파수 성분을 f[Hz]라 하면 $f \pm kf_s$[Hz] (k=1, 2, 3, …)가 발생한다. 이 경우에는 이상 지역 필터를 통과시키면 원 신호를 완전하게 복원할 수 있다. 이와 역 관계인 $f_s \leq 2f_n$ 인 경우의 주파수 스펙트럼 분석에서는 에일리어싱(aliasing)이 발생함을 알 수 있다. 그림 3-2(a)에서 나타난 바와 같이 focused 빔 형성기를 원거리 빔 형성기를 사용할 때와 같은 비율로 표본화 주파수가 설정될 경우 낮은 해상도로 인해 음원 위치 추정에 있어 넓은 모호 영역을 발생시킨다. 따라서 focused 빔 형성기 적용에 있어 표본화 주파수 영향을 고려한 수동거리 추정 기법이 연구되었다. 원거리 빔 형성기에서 표본화 주파수가 $f_s \geq 2V \cdot f_n$ 의 관계로 구성되어있다고 할 때 이때 z 는 임의의 상수로서

$\frac{f_s}{f_n} \geq 2z$ 만큼 증가시켰을 경우 결과적으로 수동 거리 추정 면에서 식(3-3)은 다음식 (3-7)과 같이 얻어지는데, 빔 형성기처리에 있어 방향에 대한 해상도 또한 증가됨을 알 수 있다.

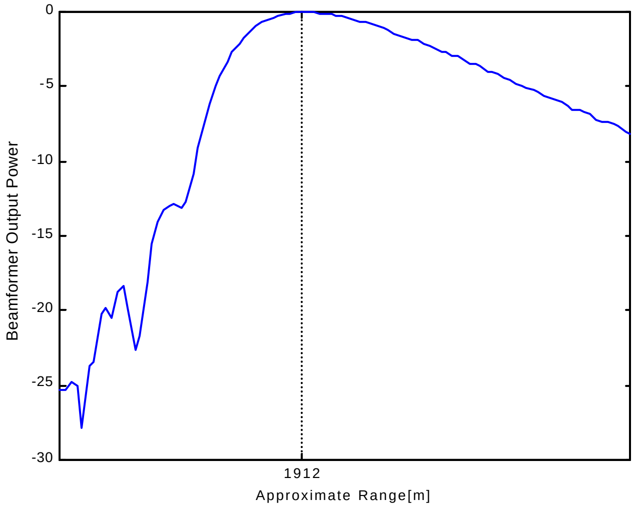
$$P_{LR}(\frac{d}{z}) = P_L(q_a(\frac{d_L}{z})) + P_R(q_b(\frac{d_R}{z})) \quad (3\text{-}7)$$

그러나 표본화 비율의 증가는 연산해야 할 데이터를 증가시키므로 연산처리 시스템의 고성능화 또는 이와 비슷한 원리인 interpolation (즉, 각 데이터 사이마다 N 개씩의 데이터를 보간하여 표본화 주파수를 N 배로 만드는 방법)을 적절하게 적용, 보간하여 표본화율에 따른 시스템의 성능 향상을 유도할 수 있다.

표본화율에 따른 성능을 분석하기 위해 다음과 같은 두 가지 경우로 나누어 시뮬레이션 하였다. 그림 3-2(a)는 표본화 주파수를 중심주파수의 2.5 배로 두고 시뮬레이션 하였고, 그림 3-2 (b)는 그림 3-2 (a)의 중심 주파수의 10 배에 해당하는 표본화 주파수를 두고 시뮬레이션을 하였다. 표본화율을 증가시킴으로서 인해 그림 3-2 (a)에 비해 그림 3-2 (b)가 거리를 추정함에 있어 모호 영역이 현저히 줄어 들고 있고, 거리 추정에 있어서도 패턴의 최대치 부분에 해당되는 부분에서 약 30-35%정도의 추정 능력 향상을 보여주고 있다. Single 빔을 사용한 그림 3-3 에서는 단일 음원이거나 음원들이 어레이로부터 동일하지 않은 방향에 존재하고 빔 폭에 영향을 받지 않는다면 거리 추정면에서 높은 성능을 나타내지만 음원들이 유사한 방향에 근접해 있거나 다른 거리를 가지면서 동일한 방향에 있다면 분해능이 떨어지는 단점을 가진다.



(a)



(b)

그림 3-2 **표본화율에 따른 수동 거리 추정 패턴**

(a) **중심주파수의** 2.5 **배인 표본화 주파수일 때**, (b) 10 **배인 표본화 주파수**

Fig. 3-2. Passive Range estimation according to the sampling rate.

(a) $f_s = 2.5 \times f_n$, (b) $f_s = 10 \times f_n$

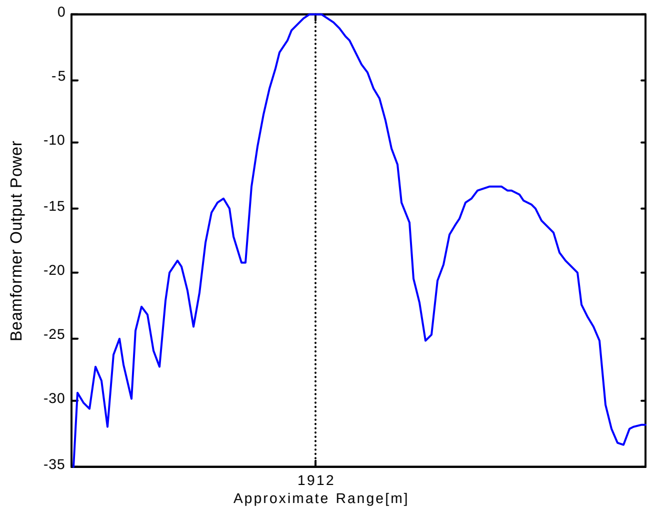


그림 3-3 Single 빔 형성기를 이용한 수동 거리 추정

Fig. 3-3. Passive Range estimation using single beamformer.

제 3-3 절 Minimum Variance 빔 형성기

MV(Minimum Variance)기법은 delay-and-sum 기법에서 나타나는 관련된 저분해능을 증진시키기 위한 것으로 간섭 신호에 해당되는 방향에 널을 형성하여 원하는 음원 방향을 동시에 유지하기 위한 빔을 형성하는 데에 사용된다. 이는 원하는 방향을 상수값 1 로서 정규화시켜 이득을 유지하면서 출력 파워를 최소화시킴으로써 원하는 방향 부분을 극소화시킨다. 가중벡터 w 와 방향 q에 대한 지향벡터 f 의 관계가 $w^H f(q) = 1$ 와 같은 조건을 만족할 때 수식적 표현은 다음 식(3-8)과 같다. 이때 $(\cdot)^H$ 은 Hermitian 을 나타낸다

$$\min_w E[|z(k)|^2] = \min_w w^H R w \tag{3-8}$$

여기서 $z(k)$ 는 출력 신호를 나타낸다. 식(3-8)로부터 얻어진 가중계수는 MVDR(minimum variance distortionless response)는 특정한 지향 방향에 대한 빔

형성기 가중계수로서 왜곡없이 지향방향에서 들어오는 신호를 통과시키는 동안에 출력 신호의 평균 파워(variance)를 최소화시킨다. 즉 식(3-8)은 Lagrange 승수의 방법을 사용하여 풀이되는 제한된 최적화 방법을 나타낸다. 이러한 접근은 최소 자승법을 사용함으로써 해결하게 된다. MV 빔 형성기는 conventional 빔 형성기와 달리 음원 정보에 의존하는 방법으로 등간격인 선형 어레이의 n 번째 센서 출력은 $u_n(t) = x_n(t) + y_n(t) \quad n = 1, \ldots, N$ 와 같다. 여기서 $x_n(t) = \sum_{m=1}^{M} \phi_{n,m} s_m(t)$ $n = 1, \ldots, N$. 이고 N 은 센서 개수, M 은 어레이에 도달하는 파수, $y_n(t)$ 는 n 번째 센서에서의 평균이 영인 백색잡음이고 어레이 응답벡터는 $\phi_m = e^{j2\pi(d/\lambda)\sin(\theta_m)}$ 와 같이 주어진다. 주어진 신호 $x_n(t)$ 에 대한 공분산 행렬 R 은 $E\{x(t)x^H(t)\}$ 이다. 이득에 대한 출력 파워를 최소화시키는 가중계수는 다음과 같다.

$$w = \frac{R^{-1}\phi(\theta)}{\phi^H(\theta)R^{-1}\phi(\theta)} \tag{3-9}$$

결과적으로 최소화시킨 출력 파워는 다음과 같다.

$$P_{out} = w^H R w \tag{3-10}$$

θ 의 모든 방향에 대한 스펙트럼을 계산하고 나타냄으로써 입사각은 스펙트럼에서 피크값에 의한 추정을 할 수 있다. Delay-and-sum 과 MV 의 패턴을 비교해보면 예를 들어 두개의 신호가 근접해 있다고 할 때 두 신호 사이에서 delay-and-sum 방법은 구별함에 있어서 어려운 반면에 MV 는 두 신호의 방향각을 구별하는 능력을 가지고 있으나 긴 어레이에 적합한 역행렬의 계산을 요구한다. 그림 3-4 는 delay-and-sum 방법에 대한 MV 의 성능을 보인것으로 두 음원의 방향이 각각 0°와 3°에 존재할 때 분해능력을 나타낸 것이다. delay-and-sum 의 방식에 비해 MV 의 음원 구별능력이 좋음을 알 수 있다. 이러한 특징을 이용함으로써 식(3-10)에서 나온 출력 파워는 식 (3-1), (3-2)에 입력되어 제 3-1 절에서의 과정을 거침으로써 MV빔 형성기에 의한 거리를 추정하게 된다.

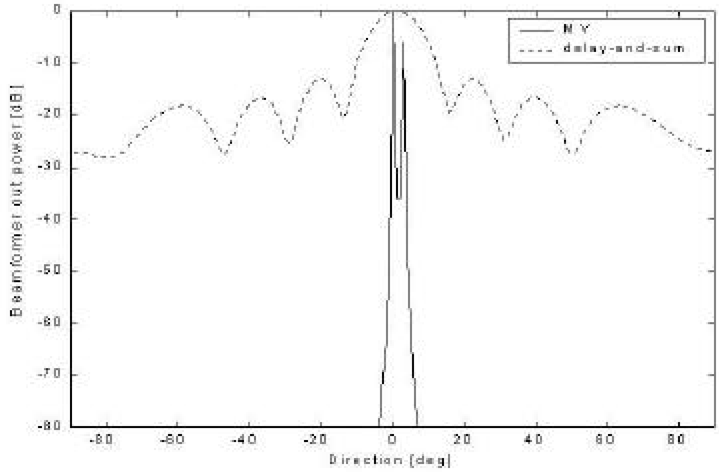


그림 3-4 **빔 형성기의 다중 음원 분해능력 비교**

Fig. 3-4. Comparison of resolution performance of beamformers for multi sound source.

제 4 장 컴퓨터 시뮬레이션 결과 및 고찰

모의 실험에 사용된 신호는 음원의 위치가 어레이로부터 약 1.85km 1.9km 사이의 영역에서 각각 46°일 때와 60°일 때 이다. 우선 전반적인 환경은 어레이의 센서 개수는 100 개로 센서 사이의 간격은 3.75m 따라서 총 어레이의 길이는 371.25m 이다. 음원의 주파수는 200Hz 로 저주파수로 가정을 하고 첨가된 잡음 성분은 가우시안 랜덤 신호이고 신호대 잡음 비는 -10dB 이다.

그림 4-1 은 신호 발생 환경으로서 큰 사각형의 맵 안에 Range : Cross Rang = 100 : 200 개의 셀을 두어 탐지 영역으로 설정하였고 어레이로부터 탐지영역 사이는 가시영역으로 정하였다. 어레이가 탐지할 수 있는 영역은 어레이 길이의 10 배로 약 4km 이하이다. 그림 4-2 와 그림 4-3 은 빔 형성기를 사용하여 수동 거리 추정을 한 것으로 빔 형성기에 따라 구분하였다. 그림 4-2 는 conventional 빔 형성기를 사용하여 46° 방향 (a)과 60° 방향 (b)을 좌·우측 빔 형성기에서 추정한 패턴의 합성 결과에서 얻어진 최대 파워 지점을 interpolation 후에 얻어진 결과이다. 어레이 끝단(end-fire) 방향으로 음원이 위치할수록 음원 탐지 모호 영역이 증가하고 그 이외의 영역인 부엽 레벨 증가를 확인할 수 있다. 그림 4-3 은 MV 빔 형성기를 적용했을 경우로 실험 환경은 이전과 동일하며 신호 대 잡음 비 –10dB 와 0dB 에서 실행하여 상단에 위치한 패턴은 –10dB 나머지가 0dB 로부터 구해진 결과이다. 그림 4-2 와 비교해 볼 때 빔 형성기의 특성에 의해 음원 탐지 모호 영역이 좁혀지는 즉 음원 탐지 결정의 모호성을 –3dB 를 기준으로 하였을 때 46° 방향에서 약 60%, 60° 방향에서 약 30% 정도의 모호성을 줄일 수 있다. 이러한 효과는 모호성의 감폭률이 음원 방향면에서는 어레이 끝단으로 갈수록 줄어들기는 하지만 빔 형성기 측면에서는 절대적인 증진 효과를 얻을 수 있다.

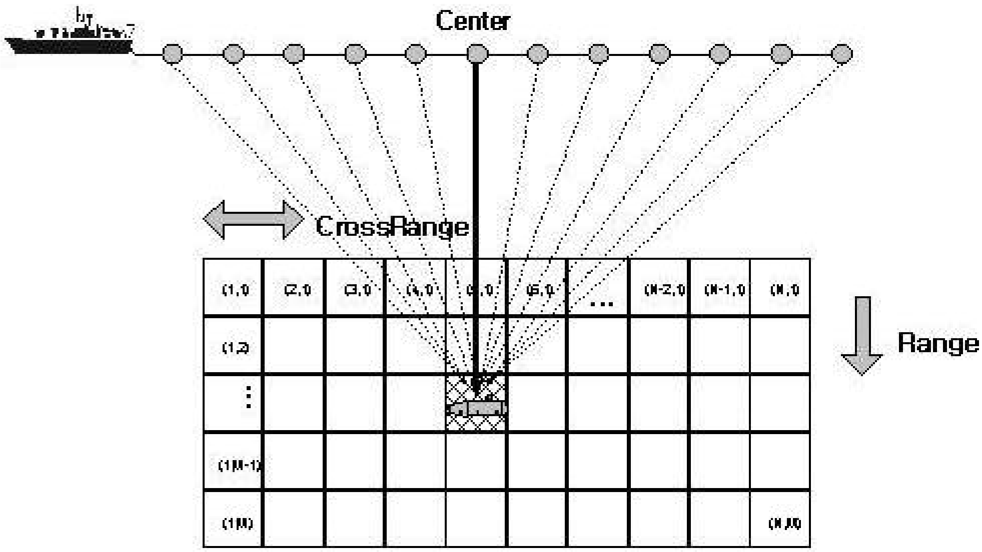
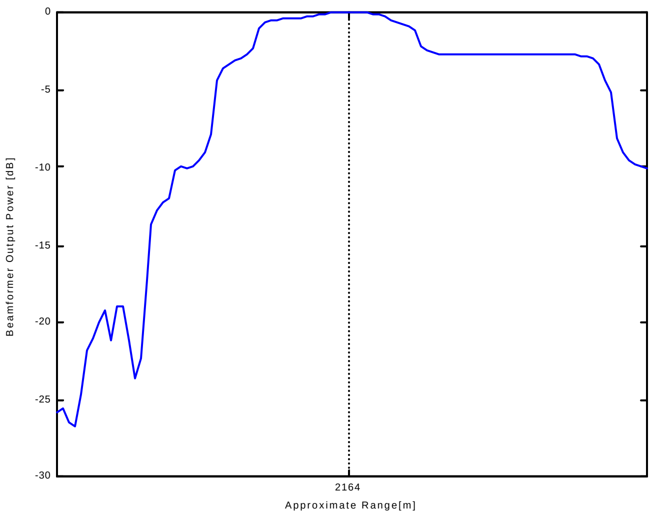
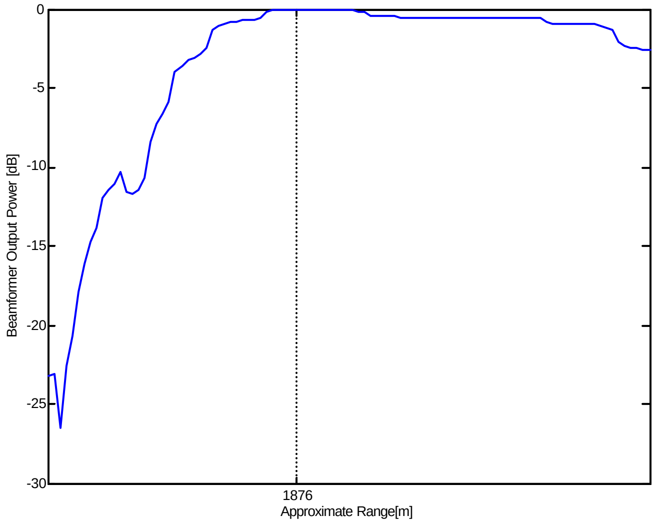


그림 4-1 신호발생 환경

Fig. 4-1. The environment of signal generation.



(a)



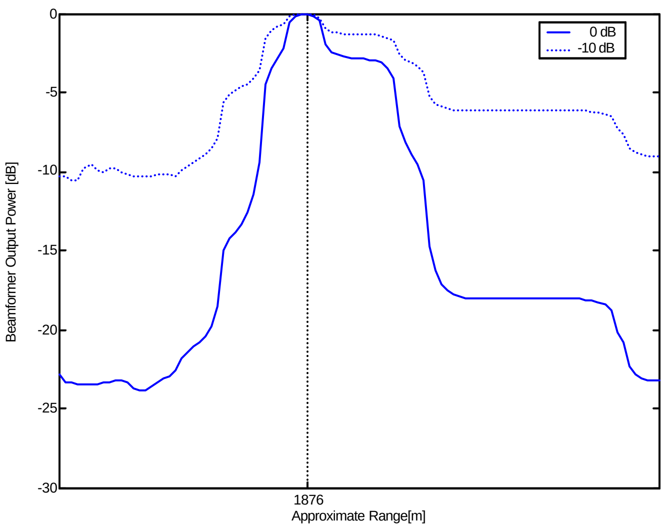
(b)

그림 4-2 Dual conventional **빔 형성기를 이용한 거리 추정**

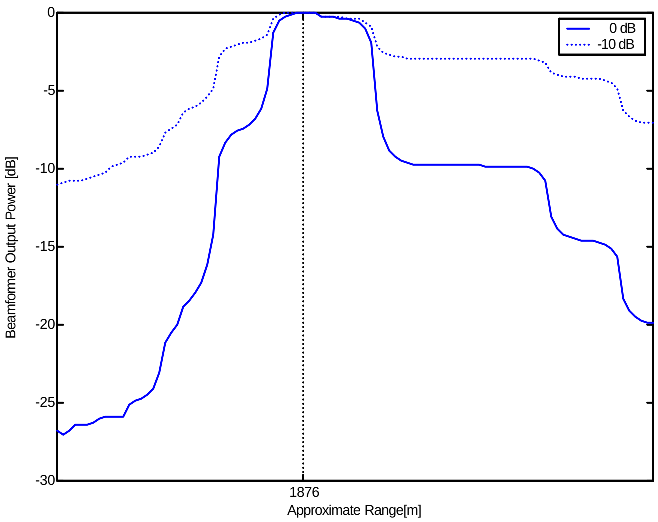
(a) **음원의 방향이** 46° **일 때와** (b) 60° **일때**

Fig. 4-2. Range estimation using dual conventional beamformers

(a) when the direction of a sound source is in 46° (b) when it is in 60°.



(a)



(b)

그림 4-3 Dual MV 빔 형성기를 이용한 거리 추정

(a) 음원의 방향이 46° 일 때와 (b) 60° 일 때

Fig. 4-3. Range estimation using dual MV beamformers

(a) when the dirction of a sound source is in 46° (b) when it is in 60°.

그림 4-4 는 기존의 방법인 wavefront-curvature 방법과 근거리 빔 형성기를 이용한 거리 추정의 성능을 비교한 것이다.' *'는 실제 거리를 나타내고 있으며 '×'는 기존의 wavefront-curvature 기법을 나타내고 있으며 'o'는 MV 빔 형성기를 이용한 거리 추정 결과를 나타내고 있다. 관심 있는 영역을 0° 부터 60° 까지 15° 간격으로 나누어 시뮬레이션 하였고, 거리를 약 1800[m]에서의 음원으로 가정하여 실시하였다. 기존의 wavefront-curvature 방법이 제안된 방법에 비해 불안정한 성능을 가짐을 알 수 있다.

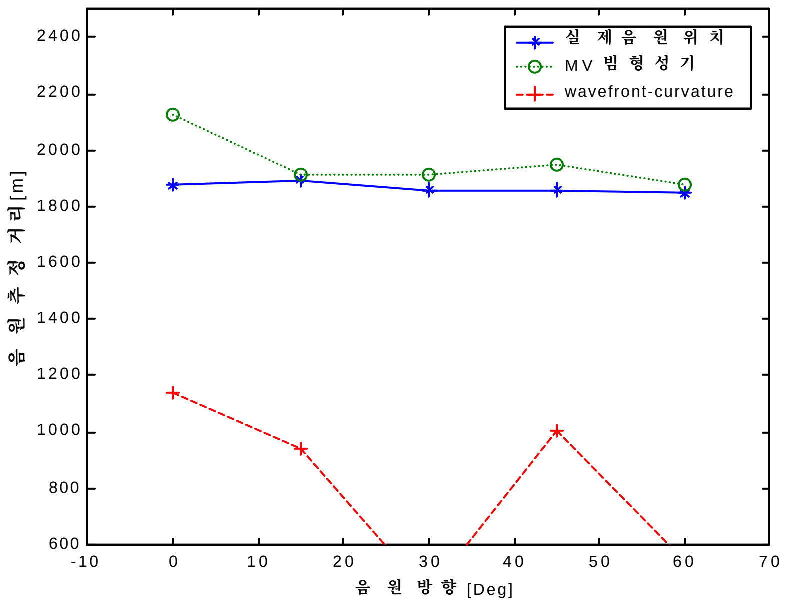


그림 4-4 음원 위치(방향)에 따른 거리 추정 기점

Fig. 4-4. The points of range estimation according to positions of the sound source.

표 4-1 은 wavefront -curvature 방법과 제안된 기법인 이중 MV 빔 형성기의 음원 탐지 위치 추정 오차를 비교한 것으로 0dB 에서 wavefront-curvature 방법은 거의 추적이 불가능하고 MV 빔 형성기가 잡음 환경에 더 강인하며 추정에 있어서도 오차 발생이 적음을 알 수 있다. 그리고 빔형성기에 따른 비교로서 이중 conventional 빔형성기의 추정결과를 나타내었다.

표 4-1. 거리 추정 비교 (SNR = 0dB)
Table 4-1 Comparison of the range estimation.

음원 방향	비교 항목	Wavefront-curvature	빔 형성기	
			Dual Conventional	Dual MV
46°	실제거리	1894		
	추정거리	1496	2164	1876
	오차율(%)	20	14	1
60°	실제거리	1850		
	추정거리	1357	1876	1876
	오차율(%)	26	1	1

[거리 단위:m]

제 5 장 DSP 프로세서를 이용한 거리 추정 기법 구현

DSP 시스템은 자동 등화기, 음향 제거기, 음성 분석 및 합성 그리고 영상신호처리등에서 응용되며 이러한 필터설계를 실제 구현하기 위해 RISC(Restricted Instruction Set Computer) 설계 및 수정된 하버드 구조를 사용하는 명령고속 처리기로서 다양한 디지털 신호처리 및 고속 연산 제어 응용분야에서 제어용으로 사용할 수 있도록 DMA 제어기 카운터 동기/비동기 직렬통신 포트들과 같은 여러 가지 입출력 제어기 등을 내장한 것으로 본 논문에서는 최근 가장 높은 시장 점유율을 유지하고 있는 Texas Instruments 사의 제품 TMS32OC6201 EVM(EValuation Module) DSP Board 를 이용하여 앞서 다루었던 알고리즘을 DSP 프로세서에 탑재하여 그 성능을 분석하였다.

제 5-1 절 TMS320C6201 EVM 보드의 구조

TMS320C6201 EVM 은 컴퓨터의 메인보드에 있는 PCI 확장 슬롯에 설치가 되고 외부 전원공급기와 XDS510 또는 XDS510WS 와 함께 독립적으로 사용할 수 있다. 1600 MIPS(Million Instructions Per Second) 의 성능과 효율적인 C complier 로서 TMS320C6x DSP 는 고성능, 용이한 툴과 적절한 가격으로 다채널, 다기능 응용에 적합하다. 예를 들면 200MHz 에서 C62xx 디바이스는 매 사이클마다 8 개의 32bit 명령까지 실행을 한다. CPU 는 32bit word 길이인 32 개의 레지스터와 8 개의 기능적 유닛으로 2 개의 곱셈기와 6 개의 ALU 를 가진다. 또한 C6x EVM 은 C6201 과 C6701 DSP 의 소스 디버거를 포함하여 C6x 코드의 속도 검사까지 가능하다. C6x EVM 은 PCI 인터페이스, SBSRAM 과 SDRAM, 16bit 오디오 코덱과 탑재된 JTAG 에뮬레이션을 제공한다. C6x EVM 상의 커넥터는 DSP 외부 메모리 인터페이스(EMIF)와 다른 연결보드로 확장할 수 있도록 기능적으로 가능한 주변신호를 제공한다.

실제적인 C62xx DSP CPU 의 특징은 다음과 같다.

- 2 개의 곱셈기와 6 개의 ALU 를 포함한 8 개의 기능적 장치
- 기존의 DSP 보다 10 배까지 빠른 사이클당 8 개의 명령을 실행
- 고속 처리 연산을 위한 RISC 와 같은 디자인
- 모든 명령의 조건적 실행
- 일관된 수행을 위한 병렬화 증가
- 효율적인 C 컴파일러
- 개선된 병렬화와 고속 실행을 위한 어셈블리 옵티마이져
- 여러 응용분야를 위해 효율적 메모리를 제공하는 8/16/32 bit 데이터 지원
- 보코더와 다른 계산 중심적인 응용을 위한 40 bit 산술연산 옵션과 정밀도

아울러 C62xx 에 유용한 다양한 메모리와 주변장치 옵션은 다음과 같다.

- 고속 알고리듬 실행을 위한 대용량 온칩 RAM
- SDRAM, SBSRAM, SRAM 과 비동기성 메모리들을 지원하는 32bit 외부 메모리 인터페이스
- C62xx 메모리와 주변장치를 억세스하기 위한 16bit 호스트 포트
- 다중채널 DMA 콘트롤러
- 16bit 타이머

그림 5-1 은 TMS320C62xx 의 블록 다이어그램이며, C62xx DSP 는 C62xx CPU(그림의 우측 중앙)에 기반을 두고 그 외의 프로그램 캐쉬로서 사용되는 여러 디바이스와 메모리들이 탑재되어 있고 이들은 메모리의 데이터 크기에 따라 다양하다. 직접 메모리 억세스 제어기, 외부 메모리 인터페이스 등이 여기에 속한다.

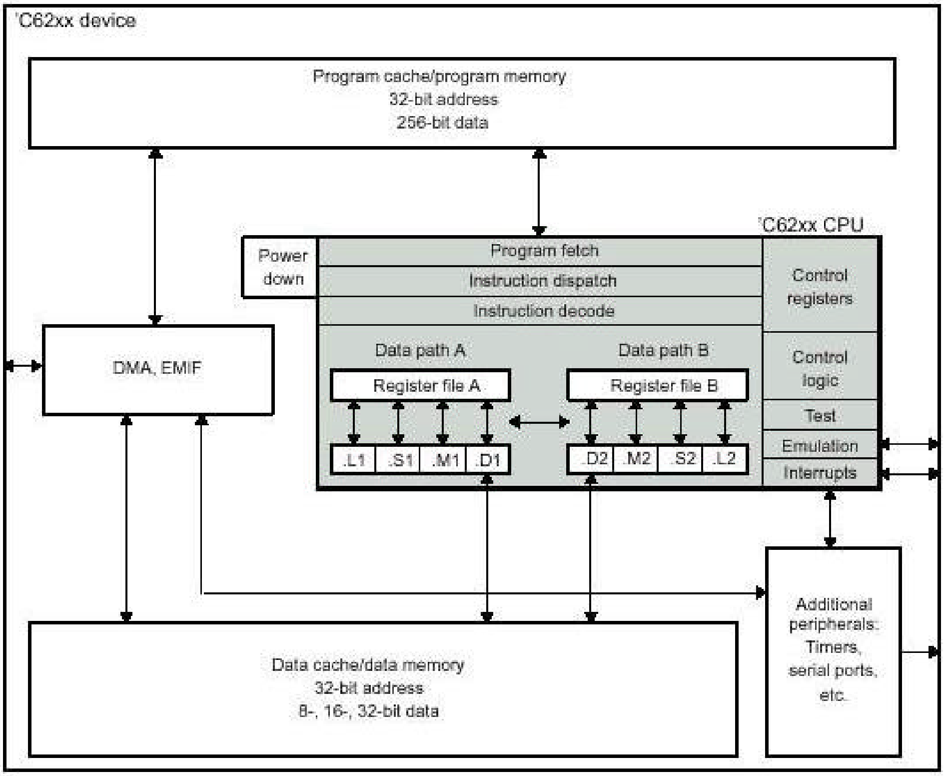


그림 5-1 TMS320C62xx DSP 블록 다이어그램

Fig. 5-1. The block diagram for the TMS320C62xx DSPs.

TMS320C6x EVM 하드웨어의 주요기능은 다음과 같다.

① DSP : C6x EVM 은 C6201 또는 C6701 DSP 로 만들어지고 이들 DSP 는 200MHz 의 CPU 클럭으로 1600MIPS 까지 동작한다.

② DSP 클럭 : C6x EVM 은 두개의 다른 클럭 소스(OSC A 와 OSC B)와 두개의 클럭 모드(multiply-by-1 과 multiply-by-4)를 지원한다.

표 5-1 TMS320C6x EVM **보드의** 4**개 클럭 지원**

Table 5-1 Quad clock support frequencies of TMS320C6x EVM.

	OSC A		**OSC B**	
	x 1	x 2	x 1	x 4
C6201 EVM	33.25 MHz	133 MHz	50 MHz	200 MHz
C6701	25MHz	100 MHz	33.25 MHz	133 MHz

③ **외부 메모리** : C6x EVM **은** 64K x 32, 133-MHz SBSRAM **인 하나의 뱅크와** 1M x 32, 100-MHz SDRAM **인 두개의 뱅크를 제공한다**.

④ **확장 인터페이스** : C6x EVM **은 외부 메모리와 외부 주변장치 인터페이스 커넥터를 지원한다**.

⑤ PCI **인터페이스** : C6x EVM **은 탑재된** JTAG **콘트롤러**, DSP HPI(Host Port Interface)**와 제어**/**상태 레지스터에 호스트 억세스를 가능하게 하기 위한 인터페이스인** PCI **로컬버스를 포함한다**.

⑥ JTAG **에뮬레이션** : C6x EVM **은** XDS510 JTAG **에뮬레이터를 지원하는 헤더뿐만 아니라 탑재된** TBC(Test Bus Controller)**를 사용하는** JTAG **에뮬레이션을 제공한다**.

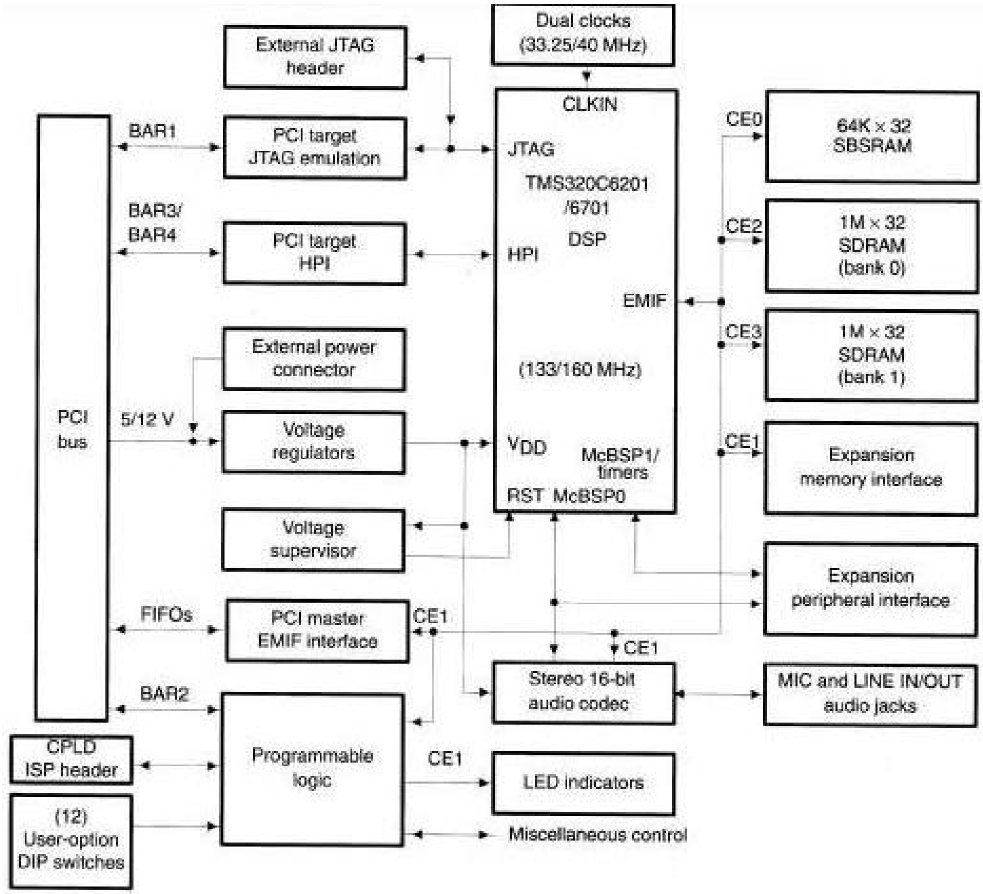


그림 5-2 TMS320C6x EVM **블록 다이어그램**

Fig. 5-2. TMS320C6x EVM Block diagram.

제 5-2 절 TMS320C6201 DSP 를 이용한 성능 분석

C6201 프로그램 개발환경은 GUI(graphical user interface)를 기반으로 하는 Windows 운영체제에서 구동하는 툴로서 소스, 어셈블리, 메모리, 레지스터를 특정의 윈도우에서 다룰 수 있는 디버거 인터페이스를 포함한다.

프로그램은 그림 5-3 과 같은 개발과정으로 진행이 된다. 본 논문에서는 신호 발생 데이터는 DSP 프로세서를 이용하여 구할 필요가 없으므로 신호 발생 데이

터를 센서 단에서 신호 처리하여 거리를 추정하는 단계로 구현하였다.

그림 5-3 은 C6x 소프트웨어 개발과정을 설명하는 것으로, 그림에서 어두운 부분은 C 언어 프로그램을 이용하여 소프트웨어를 개발하는 주경로를 나타내고 나머지 부분은 개발/처리를 강화하기 위한 주변 기능을 가리킨다. C 컴파일러는 C 소스코드를 받아들이고 C6x 에 맞는 어셈블러 소스코드를 생성한다. 쉘 프로그램, 옵티마이저, 내부상관 유틸리티들은 모두 이 컴파일러의 부분들이다. 어셈블러는 어셈블리 언어 소스코드를 목적 기계어로 된 파일로 바꾸어 주며 기계어는 COFF(Common object file format)형식으로 이루어진다.

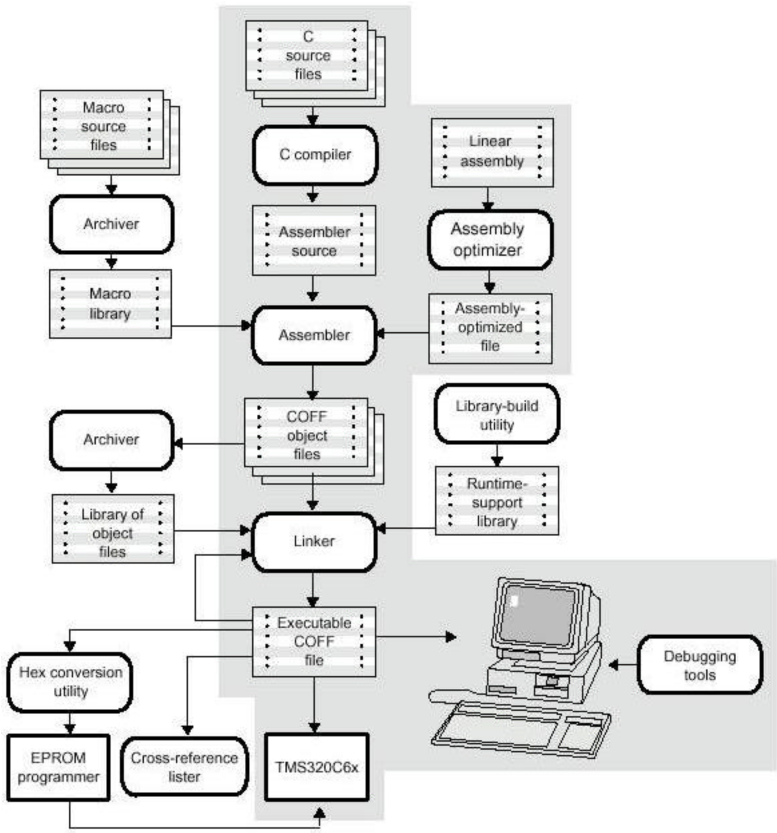


그림 5-3 TMS320C6x 소프트웨어 개발과정

Fig. 5-3. TMS320C6x Software Development Flow.

제 5-3 절 수동형 거리 추정 기법 구현 결과

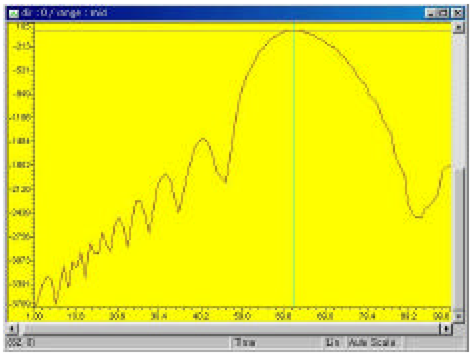
본 논문에서는 제안한 수동형 거리 추정 기법을 공학용 프로그래밍 언어인 MATLAB 을 사용하여 시뮬레이션을 수행함으로써 기존의 기법이 갖는 잡음환경에서의 문제점과 해결과 성능 향상을 제 4 장에서 보였다.

이번 절에서는 TMS32C6201 EVM 보드를 이용하여 dual focused 빔 형성기를 사용하는 거리 추정 기법의 탐지 영역에 대하여 음원의 방향별 그리고 같은 방향에 대한 거리별 탐지 능력을 분석하고자 한다. C6x EVM 에서 지원하는 코드 컴포우져라는 디버거 툴로서 C 언어로 코드 작성하여 컴파일 후 실행시킨 것이다. 어레이 중심을 기준으로 음원의 방향이 탐지영역의 중간영역에서 각각 0°, 30° 그리고 60°에 위치해 있을 때 거리 추정 패턴을 그림 5-4 에 나타내었다. 탐지영역에서 거리별 영역은 크게 세 부분으로 구분하였는데 근거리, 중간, 원거리 영역으로서 탐지영역에서의 상대적인 영역이다. 근거리를 약 어레이의 가시영역 ~ 약 1.5km 정도, 중간영역을 약 1.5km ~ 2.5km 정도, 원거리 영역을 2.5km ~ 어레이 길이의 10 배 크기인 약 4km 정도로 설정하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 5-5 는 어레이로부터 음원이 약 45° 방향에서 근거리로부터 원거리까지 존재할 때 탐지성능을 보인다. 본 시뮬레이션에는 가로축은 단계수를 세로축은 음원의 파워와 연산되고 난 후 합성된 두 빔 형성기의 출력 파워를 나타낸다. 결과에서 알 수 있듯이 어레이 끝단으로 갈수록 그리고 원거리 영역으로 갈수록 모호영역이 증가함을 알 수 있다. 이런 발생 원인은 빔 형성기의 특징에 의한 것과 어레이의 길이가 탐지영역에 비해 매우 짧은 것을 주원인으로 들 수 있다.

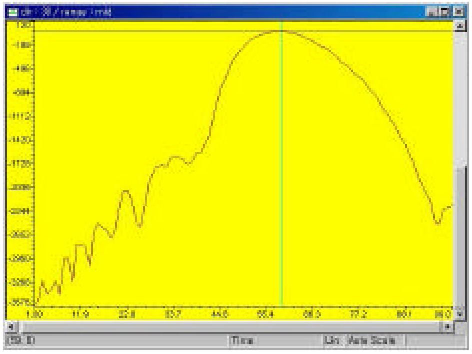
표 5-2 어레이 신호처리과정 코드 실행시간

Tabel 5-2 Code execution time for array signal processing.

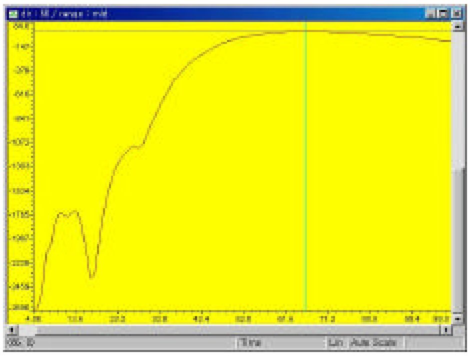
	클럭주기 수 (Cycle)	계산 시간(ns)
음원 파워 측정	35144328	0.52716492
빔 형성기 처리	2758944	0.04138416
합계	37903272	0.56854908



(a)



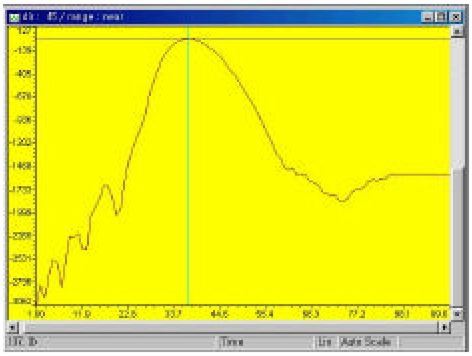
(b)



(c)

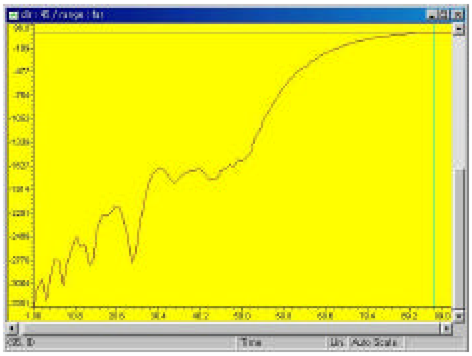
그림 5-4 방향에 따른 거리 추정 패턴 (a) 0° (b) 30° (c) 60°

Fig. 5-4. The range pattern estimated according to the direction, (a) 0°, (b) 30° and (c) 60°.



(a)

(b)



(c)

그림 5-5 **영역에 따른 거리 추정 패턴**, (a) **근거리**, (b) **중간**, (c) **원거리 영역**

Fig. 5-5. The pattern estimated according to the range, (a) near, (b) middle and (c) far field.

제 6 장 결 론

본 논문에서는 수동거리 추정을 위해 기존의 방법들인 wavefront –curvature 기법, 삼각기법과 잡음환경에 강인한 dual focused 빔 형성기를 이용한 방법을 비교하였다. 제안된 기법에서는 신호 대 잡음비가 낮은 신호로 수동 거리를 추정함에 나타나는 오차를 현저하게 감소시켰고 MV 빔 형성기와 conventional 빔 형성기를 비교하여 빔 형성기에 따른 성능 분석을 한 결과 빔 특성에 따른 거리 추정을 관찰하였다. 시뮬레이션 환경은 어레이 탐지 영역 중에서 음원이 중간 영역에 위치하고 방향은 46°와 어레이 끝단(end-fire) 부분에 가까운 60° 방향에 존재한다고 가정함으로써 열악한 환경에서 제안된 기법과 기존 기법의 음원 탐지 능력을 비교, 분석할 수 있었다.

또한, 제안된 방법의 결과에서 표본화율에 따른 성능을 비교, 고찰하였다. 제안된 방법은 선택한 센서 그룹간의 거리에 따라 불안정한 성능을 가지고 잡음이 높은 수중 환경으로 인하여 센서가 선택 위치에 따른 오차를 발생시키는 단점을 가지는 기존의 방법에 대하여 오차를 줄이고, 표본화율을 10 배로 증가시킴으로써 인해 모호 영역을 방향과 거리에 따라 약 30~60%정도 감소시켰다. 그러나 표본화율이 높을수록 특성은 좋아지지만 그에 따른 데이터량이 증가함으로 인해서 저속화됨을 단점으로 한다. 또한 실제적으로 응용하기 위해 사용된 TMS320C6201 에서는 하드웨어 환경과 소프트웨어 개발 과정을 설명하였다. 그리고 표본화율에 따른 대용량의 데이터를 수신단 센서에서 빠른 속도로 신호처리하여 속도를 증진시켰다. 따라서 표본화율 설정하는 문제와 함께 해양환경에 더욱 적합한 빔 형성기의 설계 및 수중 데이터의 정확한 분석이 요구된다. 또한 제안된 방법을 개선시키기 위해 모호성을 지니고 있는 음원 탐지 모호 영역을 최소화시키기 위한 빔 형성기의 특성에 따른 연구가 필요하고 다중 빔 형성기를 사용한 분석과 다중 음원에 대한 실험과 고찰이 요구된다.

참고문헌

[1] R. L. Moose, "Passive range estimation of an underwater maneuvering target," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Processing,* vol.ASSP-35, pp.274-285, March 1987.

[2] G. Clifford Carter, "Passive ranging errors due to receiving hydrophone position uncertainty," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol.65, no.2, pp. 528-530, Feb. 1979.

[3] D. H. McCabe and R. L. Moose, "Passive source tracking using sonar time delay data," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing,* vol.ASSP-29, pp.614-617, June 1981.

[4] J. C. Hassab, "Estimation of location and motion parameters of a moving source observed from a linear array," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol.70, no.4, Oct. 1981.

[5] R. L. Moose and T. E. Dailey, " Adaptive underwater target tracking using passive multipath time-delay measurements," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing,* vol.ASSP-33, pp.777-787, Aug. 1985.

[6] R. L. Moose and P. M. Godiwala, "Passive depth tracking of underwater maneuvering targets," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing,* vol.ASSP-33, pp.1040-1044, Aug. 1985.

[7] J. C. Hassab, "Estimation of location and motion parameters of a moving source observed from a linear array," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol.70, no.4, Oct. 1981.

[8] R. A. Kennedy, T. D. Abhayapala, and D. B. Ward, "Broadband nearfield beamforming using a radial beampattern transformation," *IEEE Trans. Signal Processing,* vol.46, no.8, Aug. 1998.

[9] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*. Boston: Artech House, 1994.

[10] W.S. Hodgkiss, Jr.,"The effects of array shape perturbation on beamforming and passive ranging," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.OE-8, no.3, pp.120-130, July 1983.

[11] K.B. Theriault and R.M. Zeskind,"Inherent bias in wavefront curvature ranging," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Proc.*, vol.ASSP-29, no.3, pp.524-527, June 1981.

[12] G. C. Carter, “Passive ranging errors due to receiving hydrophone position uncertainty,” *J. Acoustic. Soc. Amer.*, vol. 65, pp.528-530, Feb. 1979.

[13] P. M. Schultheiss and J. P. Tanniello, “Optimum range and bearing estimation with randomly perturbed arrays,” *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 68, pp.167-173, 1980.

[14] **김준환**, **양인식**, **김기만**, **오원천**, “**견인 어레이를 이용한 수동 거리 추정 기**

법," 제 3 회 해상무기체계 발전 세미나, pp.216-221, June 2000.

[15] TMS320 DSP Product Family Glossary, Texas Instruments, 1998.

[16] Application Note "Setting Up TMS320 DSP Interrupts in C", Texas Instruments, 1995.

[17] 김준환, 양인식, 김기만, 오원천, "왜곡된 형상을 갖는 어레이를 위한 합성 처리 기법," 한국음향학회논문지, 제 19 권 제 4 호, pp 77-83, May 2000.

[18] 양인식, 김준환, 김기만, "수중 음원 위치 추정을 위한 개선된 최소 분산 정합장 처리 기법," 한국음향학회논문지, 제 19 권 제 2 호, pp 68-72, Feb. 2000.

[19] Jun-Hwan Kim, In-Sik Yang, Ki-Man Kim, and Won-Tcheon Oh, "Passive Ranging Sonar Based on Multi-Beam Towed Array," *Proc. IEEE Int. Conf. Oceans*, Providence, RI, October 2000.

[20] Jun-Hwan Kim, Ki-Man Kim, Won-Tcheon Oh, and Kyoung-Cheol Doh, "Robust Synthetic Aperture Processing in Oceanic Fluctuations," *Proc. IEEE Int. Conf. Underwater Technology*, Tokyo, Japan, pp. 62-66, May 2000.

[21] 김준환, 김기만, 이원철, 오원천, 도경철, "Conformal 어레이를 위한 Synthetic Aperture 소나," 제 14 회 수중음향학 학술발표회논문집, pp. 9-12, June 1999.

[22] 김준환, 김기만, "Conformal Array 를 위한 최적 빔 형성 기법," 한국해양정보통신학회 춘계학술발표논문집, 제 3 권, 제 1 호, pp. 43-46, May 1999.