

공학박사 학위논문

# 이동하는 다중표적의 정합장처리

Localization of Multiple Moving Targets  
Based on Matched Field Processing

2006년 2월

한국해양대학교 대학원

해양개발공학과

박 정 수

공학박사 학위논문

# 이동하는 다중표적의 정합장치리

Localization of Multiple Moving Targets  
Based on Matched Field Processing

지도교수 김 재 수

2006년 2월

한국해양대학교 대학원

해양개발공학과

박 정 수

本 論 文 을 朴 正 洙 의 工 學 博 士 學 位 論 文 으 로  
認 准 함.

위원장 공학박사 홍 우 영



위 원 공학박사 최 경 식



위 원 공학박사 김 기 만



위 원 공학박사 이 형 욱



위 원 공학박사 김 재 수



2006 년 2 월

한국해양대학교 대학원

# 목 차

Abstract	
제 1 장 서론	1
1.1 연구 목적	1
1.2 연구 배경	2
1.3 논문 구성	6
제 2 장 정합장처리	8
2.1 신호 모델	8
2.2 정합장 음원위치 추정 알고리즘	11
제 3 장 도파관 공간의 간섭표적 필터링	26
3.1 영 방향 구속조건을 갖는 MCM 알고리즘	26
3.2 모의 수치실험	30
3.3 해상실험 적용 결과	39
제 4 장 도파관 불변성 기반의 이동보상	51
4.1 도파관 불변성 이론	53
4.2 이동보상 알고리즘	58
4.3 모의 수치실험	62
4.4 해상실험 적용 결과	78
제 5 장 결론	96
참고문헌	99

# **Localization of Multiple Moving Targets Based on Matched Field Processing**

by

*Park, Joung Soo*

Department of Ocean Development Engineering  
Graduate School of Korea Maritime University

## **Abstract**

Detection and localization of targets in shallow water environments is a challenging problem for which it is well known that plane-wave beamforming is inadequate because channel-specific acoustic multipath is not account for. By contrast, matched field processing (MFP) accounts for coherent acoustic multipath in shallow water by employing a propagation model to construct appropriate steering (or "replica") vectors, thus providing optimal array gain and localization accuracy. Conventional (nonadaptive) matched field processing tends to suffer from beampatterns with high sidelobes, which can observe quite target detection in the presence of strong interferers. Adaptive matched field processing (AMFP) reduces interferer sidelobes by computing data dependent weight vectors based on

cross-spectral density matrix (CSDM) inversion. AMFP can provide the ability to null an interferer, particularly when an array has vertical aperture that allows discrimination of surface and submerged sources.

It is well known, however, that AMFP performance degrades quickly in less-than-ideal conditions, for several reasons. The most important limitation is that precise information on the underwater channel is generally not available. The mismatch between the computed and actual array steering vectors can result in loss of array gain and significant target self-nulling. The second factor is the motion of the target and the interferer which introduces additional signal loss, smearing of target peaks, and consumption of adaptive degrees of freedom. Target motion spreads target energy across several beams, reducing output signal power and resulting in poor weak target detection.

Several ways to discriminate a weak target and strong interferers are to apply null-broadening, dominant mode rejection, orthogonal projection, and matrix filtering which allows robust adaptiveness. Several ways to mitigate motion are to apply rank reduction over short observation and explicit motion compensation over long observation.

This thesis presents two algorithms of spatial interference filtering and motion compensation based on waveguide invariance to improve the performance of target discrimination and target tracking.

Spatial interference filtering to discriminate a target from a close strong interferer is based on multiple constraint method (MCM). Null constraint at the interferer location which is observed from ambiguity surface is added to the conventional MCM algorithm. MCM with additional null constraint forces the interferer energy to be filtered from CSDM. This spatial interference filtering have the effect on sidelobe reduction and recovering of signal gain of a weak target.

Motion compensation based on waveguide invariant exploits the waveguide invariant theory for the purpose of making CSDM in which interferer motion is compensated. The former motion compensation algorithm have employed *a priori* information on interferer motion and estimated CSDM at long observation. New motion compensation algorithm easily estimates interferer motion from steered beam processing. To improve signal-to-background-and-noise ratio (SBNR), time division technique is applied for real ocean environment.

The performance of proposed algorithms is verified from numerical simulations in Pekeris waveguide and the data collected during the SWellEx-96 sea experiment.

## List of Figures

Figure 2.1	Bartlett ambiguity surface for a source at 3000 m in range and 40 m in depth using a 17 element vertical array. ....	16
Figure 2.2	MVDR ambiguity surface for a source at 3000 m in range and 40 m in depth using a 17 element vertical array. ....	21
Figure 2.3	WNGC ambiguity surface for a source at 3000 m in range and 40 m in depth using a 17 element vertical array. ....	25
Figure 3.1	MVDR ambiguity surface of uncorrelated CSDM for a target at 3200 m in range and 40 m in depth and a strong interferer at 3000 m in range and 10 m in depth. ....	33
Figure 3.2	MCM ambiguity surface of uncorrelated CSDM for a target at 3200 m in range and 40 m in depth and a strong interferer at 3000 m in range and 10 m in depth. ....	34
Figure 3.3	Cross sections of the MVDR and MCM ambiguity surfaces of uncorrelated CSDM parallel to the depth axis at 3000m in range. ....	35
Figure 3.4	MVDR ambiguity surface of coherent CSDM for a target at 3200 m in range and 40 m in depth and a strong interferer at 3000 m in range and 10 m in depth. ....	36
Figure 3.5	MCM ambiguity surface of coherent CSDM for a target at 3200 m in range and 40 m in depth and a strong interferer at 3000 m in range and 10 m in depth. ....	37
Figure 3.6	Cross sections of the MVDR and MCM ambiguity surfaces of coherent CSDM parallel to the depth axis at 3000m in range. ....	38
Figure 3.7	(a) Plan view of SWellEx-96 experiment and (b) composite Radar image J134 12:00-12:30. ....	41
Figure 3.8	Environmental model of the Event 59 based on measured ocean sound speed profiles and geoacoustic parameters. ....	45

Figure 3.9	Frequency averaged range-time output of Bartlett and WNGC for deep source at 67 m depth. ....	46
Figure 3.10	Bartlett output for two deep sources. (a) SIR 0 dB (b) SIR -10 dB. ....	49
Figure 3.11	MFP output for two deep sources with SIR -10 dB. (a) WNGC (b) MCM (after filtering). ....	50
Figure 4.1	Modeled intensity as a function of frequency and range for a single receiver in a Pekeris waveguide. ....	57
Figure 4.2	Estimations of frequency change rate for a single target. (a) Eigenvalue method based on data. (b) Steered beam processing. ..	63
Figure 4.3	Estimations of frequency change rate for two targets. (a) Eigenvalue method based on data. (b) Steered beam processing on the target (0.2 Hz). (c) Steered beam processing on the interferer (0.7 Hz). ....	65
Figure 4.4	Estimations of frequency change rate for two targets. (a) Eigenvalue method based on data. (b) Steered beam processing on the target (0.2 Hz). (c) Steered beam processing on the interferer (0.7 Hz). ....	68
Figure 4.5	Frequency change rate at the position of the interferer at 2000 m in range and 11 m in depth. ....	71
Figure 4.6	WNGC output for two targets. (a) No motion compensation. (b) After motion compensation. ....	72
Figure 4.7	Cross sections of the ambiguity surface after motion compensation at 2000 m in range. ....	73
Figure 4.8	Frequency change rate at the position of the interferer at 2000 m in range and 60 m in depth. ....	75
Figure 4.9	WNGC output for two targets. (a) No motion compensation. (b)	

	After motion compensation. ....	76
Figure 4.10	Cross sections of the ambiguity surface after motion compensation at 60 m in depth. ....	77
Figure 4.11	Surface ship track. (a) Bartlett output. (b) WNGC output. ....	79
Figure 4.12	MFP output with frequency change rate 0.0 Hz. (a) Bartlett. (b) WNGC. ....	81
Figure 4.13	Steered beam processing outputs at (a) the target position and (b) the interferer position. ....	84
Figure 4.14	MFP output after motion compensation with mean frequency change rate 0.2 Hz for the target. (a) Bartlett. (b) WNGC. ....	85
Figure 4.15	MFP output after motion compensation with mean frequency change rate 0.5 Hz for the interferer. (a) Bartlett. (b) WNGC. ....	86
Figure 4.16	MFP output after motion compensation with frequency change rate for the target. (a) Bartlett. (b) WNGC. ....	87
Figure 4.17	MFP output after motion compensation with every frequency change rate for the interferer. (a) Bartlett. (b) WNGC. ....	88
Figure 4.18	Modeled intensity as a function of frequency and range for a single receiver using the temperature profile measured at SWellEx-96 experimental site. ....	90
Figure 4.19	Measured intensity as a function of frequency and range for a single receiver in SWellEx-96 experimental site. ....	91
Figure 4.20	MFP output after time division motion compensation for the target. (a) Bartlett. (b) WNGC. ....	94
Figure 4.21	MFP output after time division motion compensation for the interferer. (a) Bartlett. (b) WNGC. ....	95

## List of Symbols

### *Operators and Conventions*

$\mathbf{a}^T, \mathbf{A}^T$	Transpose of a vector $\mathbf{a}$ or matrix $\mathbf{A}$ .
$\mathbf{a}^H, \mathbf{A}^H$	Hermitian transpose of a vector $\mathbf{a}$ or matrix $\mathbf{A}$ .
$\mathbf{a}^*, \mathbf{A}^*$	Complex conjugate of a vector $\mathbf{a}$ or matrix $\mathbf{A}$ .
$\mathbf{A}^{-1}$	Inverse of matrix $\mathbf{A}$ .
$\ \mathbf{a}\ $	Norm of a vector $\mathbf{a}$

### *Greek Symbols*

$\beta$	Waveguide invariant
$\Theta$	Source location parameters (e.g. parameters of the range, depth, and bearing)
$\Psi$	Medium parameters (e.g. parameters of the sound velocity profile, channel depth, etc.)
$\lambda$	Lagrange multiplier

### *Roman Symbols*

$\mathbf{a}$	Replica vector
$\mathbf{B}$	Beam output power
$\mathbf{c}$	The constraint vector
$\mathbf{G}$	The white noise gain
$\mathcal{G}$	Green's function
$\mathbf{I}$	The identity matrix
$k$	Acoustic wavenumber
$\mathbf{L}$	Log-likelihood function
$\mathbf{R}$	The covariance matrix or cross spectral density matrix(CSDM) of a signal
$u$	The phase velocity of the $m$ th mode
$v$	The group velocity of the $m$ th mode
$w$	Angular frequency
$\mathbf{w}$	The shading or weight (vector) applied to sensor output
$\mathbf{W}$	The replica matrix including the vectors at look direction and null direction

# 제 1 장 서 론

## 1.1 연구 목적

한국 주변의 연안 해역은 다양한 어로 활동과 활발한 경제활동에 따른 해상교통량의 빈도가 높고, 민감한 지정학적 특성 때문에 해상에서 지속적이고 빈번한 군사적 활동이 이루어진다. 다양하고 많은 해상교통은 소나에서 서로 간섭을 일으키는 다중표적으로 작용한다. 수동 소나에 탐지되는 다중표적을 분류하면 수상에는 고소음을 내며 이동하는 어선, 상선, 그리고 고속으로 기동하는 함선 등 다양하며, 수중에는 상대적으로 느리게 이동하는 저소음의 잠수함이 있다. 다중표적이 공간적으로 충분하게 이격되어 있다면 분리 탐지에 문제가 발생하지 않겠지만, 반면에 인접해 있을 때는 상호 간섭이 발생하여 분리 탐지가 어려워진다. 특히, 이동 속도가 빠르거나 방사소음 준위가 높은 표적에 인접한 저소음의 표적은 간섭 영향을 받는다. 대부분의 수상항해 수단들은 고속 항해를 하기 때문에 제한 없이 높은 방사소음을 낸다. 반면에 대부분 군사적인 목적인 수중항해 수단인 잠수함들은 상대적으로 저속항해를 하며 제어된 낮은 방사소음을 낸다. 교통량도 잠수함보다 수상항해 선박이 월등히 많다.

지금까지도 다중표적의 분리 탐지를 위하여 끊임없이 소나의 구조가 개선되고 있으며, 새로운 개념들이 도입되고 있다. 이와 함께 소나의 구조를 개선하지 않아도 성능의 향상이 가능한 다양한 소나 신호처리 기법들이 연구되고

있다. 특히, 수중에서 전달되는 음파전달 특성을 이해하고, 그 특성을 신호처리에 직접 적용하여 분리탐지 성능을 높이고자 하는 시도 들이 이루어지고 있다. 본 논문에서도 기존의 정합장처리에 추가적으로 음파전달현상을 이용함으로써 다중표적 탐지환경에서 저소음의 잠수함의 위치를 효과적으로 분리 탐지할 수 있는 기법을 제안한다.

## 1.2 연구 배경

해양 도파관에 의한 다중경로 음파전달을 고려하지 못하는 평면파 빔형성은 해상 교통량이 많고 수심이 낮은 연안 해역에서 조용한 수중 표적의 탐지 및 위치 추정에 아직까지 문제점들을 남기고 있다. 평면파 빔형성 기법은 복잡한 다중경로 현상을 충분히 반영하지 못하기 때문에 배열이득이 저하되고 방위오차 등이 발생할 수 있다[1-5]. 반면에 정합장처리는 적절한 조향벡터(복제음장)를 구성하기 위하여 음파전달 모델을 이용하여 해양 도파관에서의 다중경로를 고려한다. 정합장처리는 조향벡터를 결정하기 위하여 음파전달 모델을 이용한 최초의 방법이며, 그런 까닭에 최적의 배열이득과 위치 추정 정확성을 확보할 수 있게 된다[6-8]. 비적응 정합장처리는 높은 부엽을 갖는 빔형태 때문에 강한 간섭표적이 존재하는 환경에서 조용한 수중 표적을 탐지하기 어렵다. 적응 정합장처리는 표본공분산행렬 (cross-spectral density matrix, CSDM) 역산을 이용하여 자료에 근거한 가중벡터를 계산함으로써 간섭표적의 부엽을 줄여준다[9,10]. 즉, 적응 정합장처리는 수상에 있는 간섭표적의 영향이

최소가 되도록 해줄 수 있으며 특히, 수직 선배열을 사용하면 수상과 수중의 표적을 쉽게 분리할 수 있다. 이상적인 경우에 적응 정합장치리는 매우 높은 분해능과 간섭신호의 억제 능력을 갖는다[11].

그러나 이상적인 환경이 아닌 경우에 적응 정합장치리의 성능은 빠르게 저하된다. 가장 중요한 제한점은 해양환경에 대한 정확한 정보를 확보하기 어렵다는 것이다. 계산된 배열 조향벡터와 관측한 배열 조향벡터 사이에 존재하는 오정합의 결과로써 배열이득이 감소하고, 적응 정합장치리를 사용할 경우에 오히려 표적 자신이 억제되는 결과를 가져온다[12,13]. 적응 정합장치리에 영향을 주는 또 다른 요소는 표적과 시끄러운 간섭표적의 이동이며, 이것은 추가적인 신호 손실, 음원 침단의 확산, 적응 자유도의 소진 등을 초래한다. 표적 이동의 영향은 배열의 길이가 길 경우에는 더욱 증가한다[14]. 이동하는 고소음 표적을 탐지하기 위해서는 긴 관측시간이 요구되며, 결과적으로 에너지가 인접한 여러 빔에 퍼지고 출력 신호의 크기가 낮아지며, 따라서 탐지 위치 추정 성능이 나빠진다. 또한 고 소음 간섭표적의 이동에 의하여 간섭 부공간의 차원이 증가하고 간섭신호에 대한 적응억제 능력이 저하됨으로써 조용한 표적의 탐지가 어려워진다[15].

고 소음 간섭표적의 영향을 최소화하기 위한 방법으로서 영 확장(null-broadening) 기법이 있다. 적응 정합장치리에서 간섭표적에 대한 영을 확장하면 인접 빔에 대한 간섭표적의 영향이 줄어들어 저소음 표적이 나타나는 방위의 출력이 향상된다. Mailloux[16], Zatman[17], 그리고 Guerci[18]는 평면파

빔형성에서 간섭표적의 영향을 줄이고 강인한 특성을 갖게 하기 위하여 MVDR의 CSDM을 변형하여 영을 임의로 넓히는 CMT (covariance matrix taper) 기법을 유도하였다. 최근에 Kim 등[19]은 정합장처리에서 도파관 불변성 (waveguide invariant)을 이용하여 거리방향으로 영을 넓히는 시도를 하였다. Song 등[15]은 영 확장이 천해에서 다중표적이 존재할 경우에 평면파 빔형성에서 신호단편이 제한되어도 저소음표적 탐지에 매우 효과적임을 보였다. Vaccaro 등[20]은 신호에서 간섭표적의 성분에서 추출하여 구성된 광대역 행렬필터를 적용하여 미약한 표적을 분리하고자 하였다.

표적의 이동 효과를 완화시킬 수 있는 한 방법은 행렬계수 축소 (rank reduction) 방법이 있으며[21-23], 이 방법은 표적의 상태가 변하지 않는다고 가정할 수 있을 만큼의 짧은 시간 동안에 대하여 가중벡터를 사용할 수 있는 장점이 있다. 대부분의 문헌에서는 고유벡터를 이용하여 행렬계수를 축소하였다. 이 방법의 결점은 고유벡터에 대한 물리적인 근거가 약하다는 것이며, 따라서 고유벡터를 이용한 행렬계수 축소는 음파전달 현상을 전혀 고려할 수 없다. 신호를 모드공간으로 변환하여 행렬계수를 축소하고자한 몇몇 시도가 수행되었으나 여전히 고유벡터를 이용하고 있다[24,25]. 최근에는 모드기반의 행렬계수 축소를 수행하면서 음파전달을 고려한 연구가 수행되었다[26]. Zurk 등[11]은 이동에 의하여 표적의 침단 값이 낮아지고 부엽이 넓어지는 현상을 보상하기 위하여 수신신호 또는 복제음장을 이용하여 CSDM에서 특정 방위의 간섭 표적을 필터링한 후에 얻은 고유벡터를 적용함으로써 인접한 저소음 표적의

탐지 성능을 향상시켰다.

적용 정합장치처리에서 적응 바이어스 손실을 최소화하기 위하여[9] 긴 관측 시간이 요구되기 때문에 간섭표적의 이동 효과가 더욱 증가하게 되는데, 이를 위해 표적 속도보정 (velocity compensation) 과 간섭표적 속도여과 (velocity filter) 기법들이 사용된다. 첫 번째로, 전자의 범주에는 정합장 추적 (matched-field tracking) 기법이 있으며[27,28], 가정한 표적 속도에 해당하는 복제음장을 이용하여 이동 효과를 완화시킬 수 있지만, 정합장 추적은 비적응 출력을 갖는다. 반면에 표적의 속도에 대한 가정으로 부터 신호단편 (snapshot) 을 조절하여 속도보정을 하는 ETMC (explicit target motion compensation) 기법은 적응 출력을 갖는다. 두 번째로, 긴 관측시간에 의한 간섭표적의 속도문제를 다루기 위하여 자료기반 시변 간섭필터 (data-based time-varying interference filtering) 기법이 제안되었으며, 최근에 정합장치처리에 적용되고 있다. 이 방법은 일반적인 적응처리로 제거되지 않는 간섭표적을 제거하기 위한 방법으로서 각 신호단편의 주요 고유벡터가 제거되어야 할 간섭표적을 의미한다는 특성을 이용한다[29,30]. 그러나 표적이 간섭표적 보다 시끄러울 때는 성능이 저하되는 단점이 있다. 세 번째로, 모델기반 시변 간섭필터 (model-based time-varying filtering) 기법이 있으며 Zurk 등[11]이 사용한 NSP 기법이 이에 해당한다. 이 방법은 고유벡터를 이용하지 않으며 간섭표적위치의 음파전달모델링을 이용한다[11].

### 1.3 논문의 구성

본 논문에서는 고소음의 이동하는 다중표적의 분리 성능을 향상시키기 위하여 두 가지 기법을 설명한다. 첫 번째로, NDC (null direction constraint)를 갖는 MCM (multiple constraint method) 알고리즘의 특성을 이용한 모델기반 시변 간섭필터를 제안한다. 이 방법은 시끄럽게 움직이는 간섭표적의 위치에 영을 만드는 제한조건을 음파전달모델로 생성한다. 정밀한 음파전달 모델링만 수반된다면 부엽의 영향을 받는 협대역 또는 광대역의 조용한 표적의 탐지 성능을 향상시킬 수 있다. 두 번째로, 도파관 불변성을 이용한 속도보정 알고리즘을 제안하며, 모드간섭 이론을 적용하여 속도가 보정되는 CSDM을 추정하고 정합장처리 한다. 속도가 보정되는 CSDM을 구성하기 위하여 조향빔처리 (steered beam processing) 기법을 적용하고 다중표적의 방사속도 (radial velocity) 를 추정할 수 있는 방법을 사용한다. 또한 긴 관측시간 동안의 신호단편들로 구성된 하나의 CSDM 대신에 여러 개의 CSDM으로 나누어 짧은 시간에 대한 이동보상 후에 비상관처리 하는 시간분할 이동보상 (time division motion compensation) 알고리즘을 제안한다.

제 2장에서는 본 연구의 기본이 되는 정합장처리 기법을 수식유도와 함께 설명한다. 먼저 신호모델을 설정하고, 비적용 기법인 Bartlett, 적응처리 기법인 최소분산 정합장처리, 그리고 오정합과 잡음에 강인하도록 백색잡음 이득 구속을 적용하는 정합장처리 기법 등을 설명하고 수치실험 결과를 비교한다.

제 3장에서는 다중표적의 분리탐지를 위하여 제안하는 알고리즘인 영 방

향 구속조건을 갖는 MCM 알고리즘의 이론적인 배경과 수치실험 결과를 분석한다. 알고리즘의 검증을 위하여 SWellEx-96 (shallow-water evaluation cells ex. in 1996) 실험에서 획득한 수직선배열 신호를 이용한다.

제 4장에서는 다중표적의 분리탐지를 위하여 두 번째로 제안하는 도과관 불변성 이론 기반의 표적이동 보상 알고리즘에 대한 이론적인 배경, 수치실험 결과 분석, 그리고 SWellEx-96 실험에서 획득한 신호에 적용하고 분석한 결과를 수록한다.

마지막으로 제 5장에서는 연구 결과를 정리 한다

## 제 2 장 정합장처리

### 2.1 신호 모델

해양환경에서  $M$  개의 전방향성 센서들로 이루어진 수직선배열에서  $l$  번째 센서에 수신되는 신호는 다음과 같이 수학적으로 표현할 수 있다[31].

$$y_l = s(t) * g(t, z_l | \Theta, \Psi) + n_l(t) , \quad (1.1)$$

여기서  $s(t)$  는 음원에서 방사된 신호,  $g(t, z_l | \Theta, \Psi)$  는 매질의 Green 함수,  $n_l(t)$  는  $l$  번째 센서에서의 부가 잡음이고,  $*$  는 컨볼루션을 나타낸다.  $l$  번째 수신 센서의 수심은  $z_l$ , 벡터  $\Theta$  는 미지의 음원 위치변수 (거리, 수심, 방위), 그리고  $\Psi = [\Psi_1 \dots \Psi_P]^T$  는 전달환경을 나타내는 변수 (수중 음속, 해역 수심 등) 들로 이루어진 벡터이며 알고 있다고 가정한다. 정합장처리에서 관심 있는 음원의 변수는 거리와 수심이므로 위치 변수를 다음과 같이 한정한다.

$$\Theta = [r, z^s]^T .$$

음원과 수심  $z_l$  에 있는 수신기 사이의 전달함수는 해양환경의 푸리에 변환된 Green 함수 로 표현한다.

$$G(w, z_l | \Theta, \Psi) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t, z_l | \Theta, \Psi) \exp(-j\omega t) dt . \quad (1.2)$$

해양환경에서 음원과 수신기 간의 수평 거리가 매우 멀 경우에,  $G(w, z_l | \Theta, \Psi)$  는 정상모드의 확장을 이용하여 다음과 같이 나타낸다.

$$G(w, z_l | \Theta, \Psi) = \sum_{m=1}^Q \alpha_m(w, \Theta, \Psi) \phi_m(w, z_l, \Psi) , \quad (1.3)$$

여기서  $Q$  는 전달 모드의 수를 나타내며,

$$\alpha_m(w, \Theta, \Psi) = \left( \frac{2\pi}{k_m r} \right)^{\frac{1}{2}} \phi_m(w, z^s, \Psi) \exp \left\{ j \left( k_m r + \frac{\pi}{4} \right) + \gamma_m r \right\} , \quad (1.4)$$

여기서  $k_m$  과  $\gamma_m$  는  $m$  번째 모드에 대한 수평파수와 감쇠계수이다. 모드 함수  $\phi_m(w, z^s, \Psi)$  는 파동 방정식의 해이다[32].

$$\frac{d^2 \phi_m(w, z, \Psi)}{dz^2} + \left[ \left( \frac{w}{c(z)} \right)^2 - k_m^2 \right] \phi_m(w, z, \Psi) = 0 , \quad (1.5)$$

여기서  $c(z)$  는 수심에 따라 변하는 음속이다. 일반적으로 KRAKEN 정상모드 모델[33]과 같은 수치해석 기법 들이 주어진 해양환경에서의 모드 함수와 수평파수 들을 계산하는데 이용된다.

각 센서에 수신된 신호를  $T$  초 간격으로 샘플링 한다면, 신호의 이산 푸리에 변환 (DFT)에 의하여 주파수 영역에서의 각 센서 출력을 획득할 수 있

다. 이때  $T$ 가 음원과 수신기 사이를 가장 빠르게 전달되는 모드와 가장 느리게 전달되는 모드의 시간 차이 보다 매우 크다면, 식 (1.1)을 다음과 같이 근사적으로 나타낼 수 있다[34].

$$y_l(w_n) = s(w_n) \mathbf{G}(w_n, z_l | \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}) + n_l(w_n) , \quad (1.6)$$

여기서  $y_l(w_n)$  은  $l$  번째 센서의  $n$  번째 DFT 계수,  $s(w_n)$  은 음원의  $n$  번째 DFT 계수, 그리고  $n_l(w_n)$  은  $l$  번째 센서에 수신된 잡음의 DFT 계수 이다.

식 (1.6) 은 행렬 형태로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y}(w_n) = s(w_n) \mathbf{a}(w_n, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}) + \mathbf{n}(w_n) , \quad (1.7)$$

여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(w_n) &= [y_1(w_n) \cdots y_M(w_n)]^T , \\ \mathbf{a}(w_n, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}) &= [\mathbf{G}(w_n, z_1 | \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}) \cdots \mathbf{G}(w_n, z_M | \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi})]^T , \\ \mathbf{n}(w_n) &= [n_1(w_n) \cdots n_M(w_n)]^T . \end{aligned} \quad (1.8)$$

식 (1.7)을 다중음원이 있는 경우로 간단히 확장할 수도 있다[15].

벡터  $\mathbf{a}(w_n, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi})$  를 조향벡터(복제음장)이라 하고 행렬-벡터 곱의 형태로 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{a}(w_n, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}) = \boldsymbol{\Omega}(w_n, \mathbf{z}, \boldsymbol{\Psi}) \boldsymbol{\mu}(w_n, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}) , \quad (1.9)$$

여기서  $\mathbf{z}$  는 수신기 수신 벡터로서  $\mathbf{z} = [z_1 \cdots z_M]^T$ ,  $\Omega(w_n, \mathbf{z}, \Psi)$  는  $M \times Q$  의 모드 진폭(즉, 각 수신기 수신에서 추출된 모드) 행렬이다.

$$\Omega(w_n, \mathbf{z}, \Psi) = \begin{bmatrix} \phi_1(w_n, z_1, \Psi) \cdots \phi_Q(w_n, z_M, \Psi) \\ \vdots \\ \phi_1(w_n, z_M, \Psi) \cdots \phi_Q(w_n, z_M, \Psi) \end{bmatrix}, \quad (1.10)$$

그리고  $\mu(w_n, \Theta, \Psi) = [\alpha_1(w_n, \Theta, \Psi) \cdots \alpha_Q(w_n, \Theta, \Psi)]^T$  이다.

## 2.2 정합장 음원 위치추정 알고리즘

본 절에서는 표적의 위치를 추정하기 위한 정합장처리의 기본 알고리즘으로써 Bartlett 정합장처리와 최소분산 정합장처리에 대하여 서술하고, 정합장처리를 강건하게 하기 위한 백색잡음 이득 구속기법을 소개한다. 각각의 알고리즘의 특성을 살펴보기 위하여 수치실험 결과를 적용하고 비교한다.

### 2.2.1 Bartlett 정합장처리

L개의 DFT 계수로 표현할 수 있는 대역 제한 신호의 경우에, 잡음이 가우시안이고 주파수별로 독립이라면, 센서배열에서 N개의 독립적인 관측에 대한 likelihood 함수는  $\Pi_{n=1}^L = p(\{y_i(w_n)\}_{i=1}^N | \Theta, \{s_i(w_n)\}_{i=1}^N)$  이며, 다음과 같다.

$$\mathbf{P}(\boldsymbol{\Theta}, s_i) = K \exp \left\{ - \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^N \left\| \mathbf{y}_i(w_n) - \mathbf{a}(w_i, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}) s_i(w_i) \right\|_{\mathbf{R}_n^{-1}(w_n)}^2 \right\}, \quad (1.11)$$

여기서  $K$  는 상수,  $\mathbf{R}_n^{-1}(w_n)$  는 잡음의 CSDM (cross-spectral density matrix) 인  $\mathbf{R}_n(w_n) = E\{\mathbf{n}(w_n)\mathbf{n}^H(w_n)\}$  의 역이며 알고 있다고 가정하고, 위 첨자  $H$  는 복소 쥬레 전치행렬이다.  $\|\mathbf{x}\|_{\mathbf{B}}^2$  는 벡터  $\mathbf{x}$  의 놈이다.

$$\|\mathbf{x}\|_{\mathbf{B}}^2 = \mathbf{x}^H \mathbf{B} \mathbf{x}. \quad (1.12)$$

식 (1.11) 의 출력을 최대화 시키는 것은 지수함수의 역 부분을 최소화 시키는 것과 동치이다. 따라서  $\boldsymbol{\Theta}$  와  $s_i$  의 최대 유사 (maximum-likelihood, ML) 추정 은 로그 유사 (log-likelihood) 함수를 최소가 되도록 하면 된다.

$$\hat{\boldsymbol{\Theta}}, \hat{s}_i(w_n) = \arg \min_{\boldsymbol{\Theta}, s_i} \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^N \left\| \mathbf{y}_i(w_n) - \mathbf{a}(w_i, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}) s_i(w_n) \right\|_{\mathbf{R}_n^{-1}(w_n)}^2. \quad (1.13)$$

$\boldsymbol{\Theta}$  가 변하지 않는다면,  $s_i(w_n)$  의 최적 값은 다음과 같다.

$$[s_i(w_n)]_{opt} = \mathbf{a}^\dagger(w_n, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}) \mathbf{y}_i(w_n), \quad (1.14)$$

여기서  $\mathbf{a}^\dagger = (\mathbf{a}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{a})^{-1} \mathbf{a}^H \mathbf{R}_n^{-1}$  이다.  $s_i(w_n)$  의 최적 값을 식 (1.13) 에 대입 하면,  $\boldsymbol{\Theta}$  만으로 이루어진 단순한 최적화 문제가 된다.

$$\hat{\Theta} = \arg \min_{\Theta} \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^N \left\| (\mathbf{I} - \mathbf{a}(w_n, \Theta, \Psi) \mathbf{a}^\dagger(w_n, \Theta, \Psi)) \mathbf{y}_i(w_n) \right\|_{\mathbf{R}_n^{-1}(w_n)}^2, \quad (1.15)$$

또는,

$$\hat{\Theta} = \arg \max_{\Theta} \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^N \left\| \mathbf{a}(w_n, \Theta, \Psi) \mathbf{a}^\dagger(w_n, \Theta, \Psi) \mathbf{y}_i(w_n) \right\|_{\mathbf{R}_n^{-1}(w_n)}^2 = \arg \max_{\Theta} \mathbf{L}(\Theta), \quad (1.16)$$

여기서  $\mathbf{L}(\Theta)$  은 로그 유사함수에 비례하므로, 이것을 유사 로그함수라고 할 수 있다. 따라서

$$\arg \max_{\Theta} \mathbf{L}(\Theta) = \arg \max_{\Theta} \mathbf{P}(\Theta),$$

여기서  $\mathbf{P}(\Theta)$  는  $\mathbf{P}(\Theta, s_i)$  에  $s_i(w_n)$  의 최적 값을 대입하여 구한 결과 이다.

공간적으로 백색이고 비 상관된 센서잡음 환경에서 식 (1.16) 의 ML 추정 식은 다음과 같다.

$$\hat{\Theta} = \arg \max_{\Theta} \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^N \frac{|\mathbf{a}^H(w_n, \Theta, \Psi) \mathbf{y}_i(w_n)|^2}{\mathbf{a}^H(w_n, \Theta, \Psi) \mathbf{a}(w_n, \Theta, \Psi)} = \arg \max_{\Theta} \mathbf{B}(\Theta). \quad (1.17)$$

위의 추정 방법은 Bartlett 정합장처리라고 알려져 있다. 일반적으로 해양환경을 알고 있다고 가정한다면 식 (1.17) 은 다음과 같이 쓸 수 있다[6].

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^N \frac{|\mathbf{a}^H(w_n, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{y}_i(w_n)|^2}{\mathbf{a}^H(w_n, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{a}(w_n, \boldsymbol{\theta})} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \mathbf{B}(\boldsymbol{\theta}) . \quad (1.18)$$

따라서 주어진 해양환경에서 데이터 벡터  $\mathbf{y}(w_n)$  와 가장 근접하게 정합되는 복제음장  $\mathbf{a}(w_n, \boldsymbol{\theta})$  을 찾으면 음원 위치를 추정할 수 있다. 즉,  $\mathbf{B}(\boldsymbol{\theta})$  를 최대로 만드는 음원 위치 벡터  $\boldsymbol{\theta}$  의 값을 찾으면 된다.  $\boldsymbol{\theta}$  의 함수로  $\mathbf{B}(\boldsymbol{\theta})$  의 출력 값을 나타낸 것을 모호 표면 (ambiguity surface) 이라 하며,  $\mathbf{B}(\boldsymbol{\theta})$  를 최대화 시키는 것은 모호 표면에서 첨단 값을 찾는 것과 같다. 식 (1.18)을 일반화된 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{B}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^N \frac{|\mathbf{a}^H(w_n, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{y}_i(w_n)|^2}{\mathbf{a}^H(w_n, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{a}(w_n, \boldsymbol{\theta})} . \quad (1.19)$$

잡음과 복제음장 추정 오차가 없다면, Bartlett 모호 표면의 첨단 값은 언제나 음원의 실제 위치에 나타나지만, 잡음이 첨가되면 부엽 준위는 증가한다. 잡음 준위가 매우 높으면 (신호대 잡음 비가 낮으면), 부엽 준위가 실제 위치에서의 값보다 높게 되고 잘못된 위치 추정을 유발한다. 그러나 백색 잡음이라 가정하고 무한히 평균을 취하면, Bartlett 모호 표면의 첨단 값은 잡음 준위에 상관없이 언제나 실제의 음원 위치에 나타난다. 하지만 일반적으로 음원과 수신기의 이동 때문에 CSDM 의 평균 시간이 제한되고 연안에서의 잡음은 방향성이 강하기 때문에 잡음을 백색으로 가정할 수 없다.

그림 2.1 은 수심 100 m인 Pekeris 해양환경에서 5 m 간격의 수신센서 17 개를 수심 10 m에서부터 90 m까지 설치한 경우를 가정하고, 100 Hz의 주파수를 갖는 신호를 Bartlett 정합장처리하여 최대 출력으로 정규화한 결과이다. 음원의 위치는 거리가 3000 m이고 수심은 40 m이다.

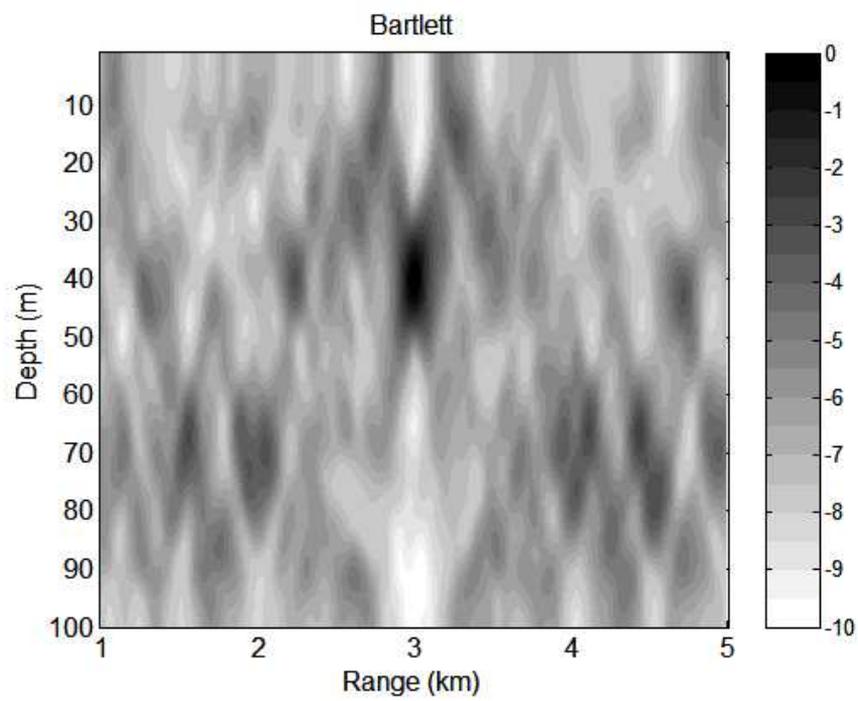


Figure 2.1 Bartlett ambiguity surface for a source at 3000 m in range and 40 m in depth using a 17 element vertical array.

### 2.2.2 최소분산 정합장치

최소분산 (minimum variance, MV) 처리기는 최소분산 비왜곡 응답 (minimum variance distortionless response, MVDR) 처리기라고도 하며, Bartlett 모호 표면에 존재하는 부엽을 억제하기 위하여 정합장치에 적용되어 왔다. MVDR 처리기는 수신 데이터에 따라 적응되는 특성을 갖는다. 이것은 구속조건을 이용한 최적화 문제의 해로써 유도 된다.

복제음장을 정규화하면, 식(1.18)을 단일 주파수에 대하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{\Theta} = \arg \max_{\Theta} \sum_{i=1}^N \mathbf{a}^H(w, \Theta) \mathbf{y}_i(w) \mathbf{y}_i^H(w) \mathbf{a}(w, \Theta) . \quad (1.19)$$

데이터의 CSDM 을 다음과 같이 정의하면,

$$\mathbf{R} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{y}_i(w) \mathbf{y}_i^H(w) , \quad (1.20)$$

식 (1.19) 를 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\hat{\Theta} = \arg \max_{\Theta} \mathbf{a}^H(w, \Theta) \mathbf{R} \mathbf{a}(w, \Theta) . \quad (1.21)$$

최적화 문제는 식 (1.21) 의 CSDM에 적용하여, 가정한 음원 위치의 출력은 왜곡이 없게 하고 그 외의 모든 위치의 출력이 최소가 되는 가중 벡터  $\mathbf{w}$

를 찾기 위한 과정이다. 즉,

$$\mathbf{w}_{MV} = \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} = \min_{\mathbf{w}} \mathbf{B}(\mathbf{w}) \quad (1.22)$$

이고, 구속조건은 다음과 같다.

$$\mathbf{w}^H \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta}) = 1 \quad (1.23)$$

Lagrange 승수 방법을 이용하여 범함수를 정의하면 다음과 같다.

$$f(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} + \lambda (\mathbf{w}^H \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta}) - 1) \quad (1.24)$$

영 벡터와 같도록  $\mathbf{w}$  에 대한 복소 미분을 설정하여  $f(\mathbf{w})$  를 최소화 시키면,

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{w}^*} (\mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}) + \frac{\partial}{\partial \mathbf{w}^*} \text{Re} \{ \lambda^* (\mathbf{w}^H \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta}) - 1) \} = 0 \quad (1.25)$$

여기서 ‘\*’ 는 켈레 복소수 이다. 미분 결과 식은 아래와 같다.

$$\mathbf{R} \mathbf{w} + \lambda^* \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta}) = 0 \quad (1.26)$$

그리고  $\mathbf{w}$  에 대하여 풀면

$$\mathbf{w} = -\lambda^* \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta}) \quad (1.27)$$

위 식의 양변에  $\mathbf{a}^H(w, \boldsymbol{\Theta})$  를 먼저 곱하고, 다음으로 켈레 전치시키면 다음과 같다

$$\mathbf{w}^H \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta}) = -\lambda \mathbf{a}^H(w, \boldsymbol{\Theta}) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta}) . \quad (1.28)$$

좌변 항이 구속조건 1과 같으므로, 식 (1.28)을  $\lambda$  에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$\lambda = \frac{-1}{\mathbf{a}^H(w, \boldsymbol{\Theta}) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta})} . \quad (1.29)$$

최적 가중 벡터  $\mathbf{w}_{MV}$  의 값은 식 (1.26) 에  $\lambda$  를 대입하여  $\mathbf{w}$  에 대하여 풀면 구할 수 있다.

$$\mathbf{w}_{MV} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta})}{\mathbf{a}^H(w, \boldsymbol{\Theta}) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta})} . \quad (1.30)$$

위 식과 같이 가중 벡터가 수신 데이터에 종속되므로 적응처리가 가능해진다. 마지막으로, 식 (1.30) 을  $\mathbf{B}(\mathbf{w})$  에 대입하면 MVDR 처리기를 구할 수 있다 [6,9].

$$\hat{\boldsymbol{\Theta}} = \arg \max_{\boldsymbol{\Theta}} \frac{1}{\mathbf{a}^H(w, \boldsymbol{\Theta}) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta})} = \arg \max_{\boldsymbol{\Theta}} \mathbf{B}_{MV}(\boldsymbol{\Theta}) . \quad (1.31)$$

식 (1.31)을 일반화된 식으로 다시 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{B}_{MV}(\boldsymbol{\Theta}) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(w, \boldsymbol{\Theta}) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta})} . \quad (1.32)$$

MVDR 처리기는 고 분해능이므로 인접한 표적들을 용이하게 분해할 수 있지만 정확한 복제음장을 필요로 한다. 또한 MVDR 처리기는 분해능이 낮은 Bartlett 처리기 보다 복제음장의 불확실성과 표적 및 간섭표적의 이동에 더욱 민감하다.

그림 2.2 는 수심 100 m인 Pekeris 해양환경에서 5 m 간격의 수신센서 17 개를 수심 10 m에서부터 90 m까지 설치한 경우를 가정하고, MVDR 정합장치 리를 적용하여 100 Hz의 주파수를 처리한 결과이다. 여기서 음원의 위치는 거 리가 3000 m이고 수심은 40 m이다.

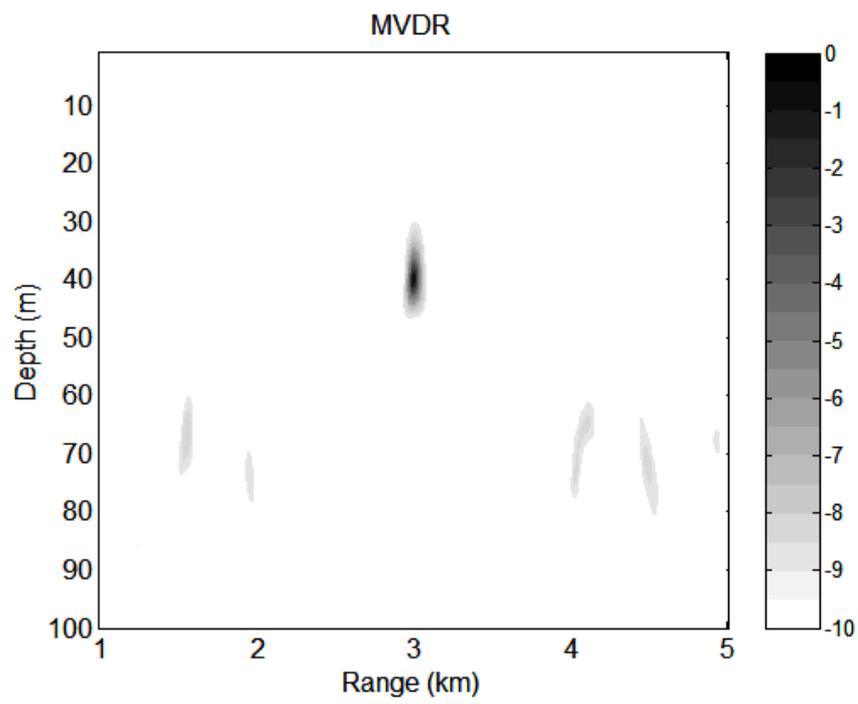


Figure 2.2 MVDR ambiguity surface for a source at 3000 m in range and 40 m in depth using a 17 element vertical array.

### 2.2.3 오정합과 잡음에 강인한 정합장치

앞에서 언급했듯이, 이상적인 환경이 아닌 경우에 MVDR 처리기와 같은 적응 정합장치의 성능은 빠르게 저하된다. 즉, 부정확한 복제음장과 실제의 배열 음장벡터의 오정합의 결과로써 배열이득의 손실이 발생하고, 표적과 간섭표적의 이동은 추가적인 신호의 손실, 음원 침단의 확산, 적응 자유도의 소진 등을 초래한다[12].

MVDR 처리기를 잡음에 보다 강인하게 만들기 위하여 시스템의 백색잡음을 조절하는 기법이 이용되고 있다. MVDR 처리기에 백색잡음 이득 구속 (white noise gain constraint, WNGC)을 적용하면 고분해능을 유지하면서 Bartlett 처리기의 강인한 특성을 갖게 된다[35]. 즉,

$$\mathbf{w}_{WNGC} = \frac{(\mathbf{R} + \epsilon \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta})}{\mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta})^H (\mathbf{R} + \epsilon \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta})} \quad (2.1)$$

따라서 WNGC 처리기는 다음과 같다.

$$\mathbf{B}_{WNGC}(\boldsymbol{\Theta}) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(w, \boldsymbol{\Theta}) (\mathbf{R} + \epsilon \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\Theta})} \quad (2.2)$$

여기서  $\mathbf{I}$  는 단위행렬이고,  $\epsilon$  은 CSDM  $\mathbf{R}$  의 대각 항에 더해지는 일정량의 값으로써 백색잡음 역할을 한다.  $\epsilon$ 의 크기는 식 (2.3)과 같이 표현되는  $\mathbf{w}_{WNGC}$ 의 백색잡음 이득에 따라 조절된다.

$$\mathbf{G}_{WNGC}(\epsilon) = (\mathbf{w}_{WNGC}^H \mathbf{w}_{WNGC})^{-1}. \quad (2.3)$$

즉,  $\mathbf{G}_{WNGC}(\epsilon)$  이 다음 조건을 만족하도록  $\epsilon$ 를 가감한다[10].

$$\delta^2 \leq \mathbf{G}_{WNGC}(\epsilon) \leq M. \quad (2.4)$$

여기서  $\delta^2$  는 MVDR 처리기의 고분해능 특성과 Bartlett 처리기의 강인한 선형성 사이의 균형을 제공하기 위해 선택되는 값이고,  $M$  은 선배열의 센서 수이며 선배열의 최대 백색잡음 이득은  $M$  보다 크지 않다. 식 (2.4)를  $M$  으로 정규화하고 로그를 취하여 dB로 나타낸 백색잡음 이득 값이 0이면 Bartlett 처리기의 출력과 같아지고  $-\infty$  이면 MVDR 처리기의 출력과 같아진다. 해상실험 자료를 이용한 분석 결과들로부터 백색잡음 이득 값이 약 -3 dB일 경우에 잡음에 강인한 특성을 갖는다[36].

또 다른 강인한 기법인 OUFPP (optimum uncertain field processor)는 오정합을 유발하는 불확실한 해양환경 매개변수들을 알고 있는 사전 확률 분포를 갖는 무작위 변수로 설정하여 정합장처리를 반복 수행함으로써 음원 위치의 후천적 확률 밀도함수를 구하여 추정한다[37,38]. OUFPP는 해양환경 정보를 정확하게 알지 못한 경우에 발생하는 오정합에 매우 강인하다. 이 외에도 Schmidt 등이 제안한 NLC (neighboring location constraint) 기법[39], Krolik 이 제안한 EPC (environmental-perturbation constraint) 기법[40], Byrne 등이 제안한 RMV

(reduced minimum variance) 기법[41] 등이 해양환경에 의한 오정합에 강인한 적응 정합장치 처리 알고리즘이다.

그림 2.3 은 수심 100 m인 Pekeris 해양환경에서 5 m 간격의 수신센서 17 개를 수심 10 m에서부터 90 m까지 설치한 경우를 가정하고, WNGC 정합장치를 적용하여 100 Hz의 주파수를 처리한 결과이다. 여기서 음원의 위치는 거리가 3000 m 이고 수심은 40 m이다. 잡음에 보다 강인하게 만들기 위하여 -3 dB의 잡음을 대각항에 첨가한다.

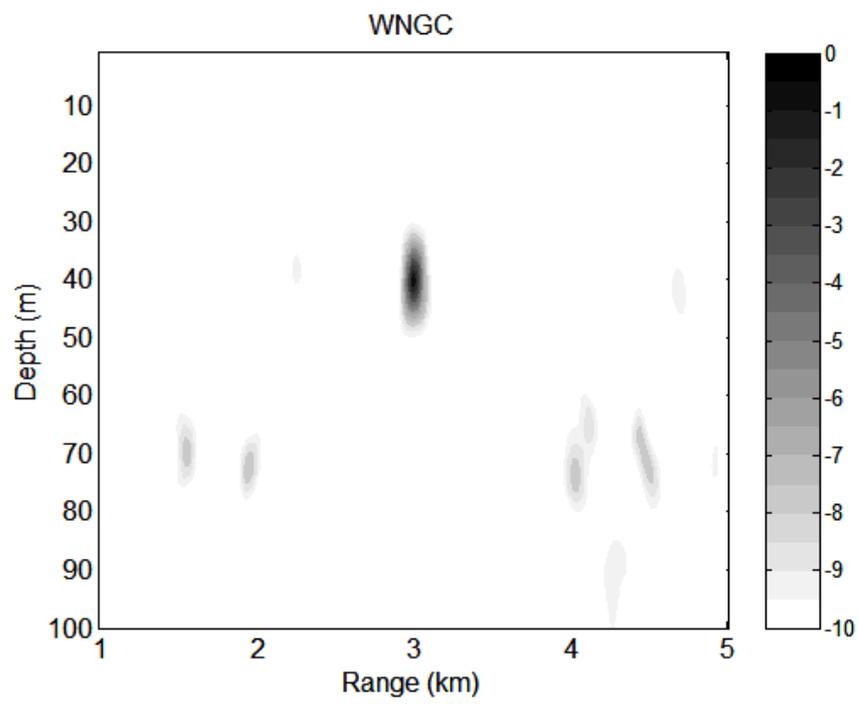


Figure 2.3 WNGC ambiguity surface for a source at 3000 m in range and 40 m in depth using a 17 element vertical array.

## 제 3 장 도파관 공간의 간섭표적 필터링

### 3.1 영 방향 구속조건을 갖는 MCM (multiple constraint method) 알고리즘

본 절에서는 고 소음 간섭표적의 영향을 최소화하기 위한 방법으로써 기존의 MCM 알고리즘에 영 방향 구속조건 (null direction constraint, NDC)을 추가한 모델기반 시변 간섭필터를 설명한다. 이 방법은 정합장처리 결과로부터 탐지된 간섭표적의 영향을 최소화하기 위하여 정합장처리에 이용했던 동일한 복제음장의 일부를 제한조건으로 적용함으로써 추가의 음파전달 모델링 없이 인접한 표적의 분리탐지 성능을 향상시킬 수 있다.

Schmidt 등[39]은 상관된 소음환경에서 MVDR의 부엽 제어성능을 유지하면서 오정합에 대한 민감도를 낮추기 위하여 다중 구속조건을 도입한 MCM을 적용하였다. MCM은 식 (1.23)과 같은 MVDR의 단일 구속조건 이외에 식 (3.1)과 같은 조향위치에 인접한 여러 개의 위치에 대한 구속조건을 추가함으로써 주엽이 넓어지고 오정합에 둔감해지는 특성을 갖는다. MCM의 구속조건은 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_{MCM}^H \mathbf{a}_i(w, \Theta) = c_i, \quad (3.1)$$

여기서  $\mathbf{a}_i(w, \Theta)$  은 구속조건이 적용되는  $i$ 번째 위치에 대한 복제음장 벡터이고, 구속값  $c_i$  는 복소수이다. 다중 구속조건에 의한 가중벡터  $\mathbf{w}_{MCM}$  은

MCM 출력에서 최소의 제곱평균 응답을 갖는 동시에 식(3.1)의 조건을 만족해야 한다. 따라서 식 (3.1)의 구속조건과 Lagrange 승수 방법을 사용하면 식(3.2)의 범함수를 최소화하는 문제가 된다.

$$f(\mathbf{w}_{MCM}) = \mathbf{w}_{MCM}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{MCM} + \sum_{i=1}^D \lambda_i (\mathbf{w}_{MCM}^H \mathbf{a}_i(w, \Theta) - c_i) , \quad (3.2)$$

식 (3.2)를 최소화하기 위하여 행렬의 미분 공식들을 사용한다[39].  $D$  개의 구속위치에 대한 복제음장 벡터들로 이루어진 복제음장 행렬  $\mathbf{A}$ , Lagrange 승수 벡터  $\boldsymbol{\lambda}$ , 그리고 구속 값들의 열벡터  $\mathbf{c}$  는 아래와 같이 정의된다.

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_D] , \quad (3.3)$$

$$\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_D]^T , \quad (3.4)$$

$$\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_D] , \quad (3.5)$$

따라서  $M$ 개의 수신센서로 구성된 선배열에 대하여  $\mathbf{A}$  는  $M \times D$  의 복소수 행렬이고,  $\boldsymbol{\lambda}$  는  $D \times 1$  의 열벡터, 그리고  $\mathbf{c}$  는  $1 \times D$  의 행벡터이다. 식(3.2)를 최소화시키기 위하여 도함수를 0 으로 설정한다.

$$2\mathbf{R}\mathbf{w}_{MCM} + \mathbf{A}\boldsymbol{\lambda} = 0 , \quad (3.6)$$

식(3.6)에 구속조건을 부과하면 Lagrange 승수 벡터  $\boldsymbol{\lambda}$  와  $\mathbf{w}_{MCM}$  은 식(3.7) 및 식(3.8)과 같이 유도되며, 다중 구속조건에 의한 MCM 출력은 식(3.9)와 같다.

$$\lambda = -2[\mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{c}^H, \quad (3.7)$$

$$\mathbf{w}_{MCM} = \mathbf{R} \mathbf{A} [\mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{c}^H, \quad (3.8)$$

$$\mathbf{P}_{MCM} = \mathbf{c} [\mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}]^{-1} \mathbf{c}^H, \quad (3.9)$$

Schmidt 등[39]은 다중 구속위치를 아래와 같이 조향 위치벡터  $\mathbf{a}_i(w, \boldsymbol{\theta})$  를 중심으로 4개의 위치를 선택하여 구성하였다.

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_{i-2}(w, \boldsymbol{\theta}), \mathbf{a}_{i-1}(w, \boldsymbol{\theta}), \mathbf{a}_i(w, \boldsymbol{\theta}), \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\theta})_{i+1}, \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\theta})_{i+2}]. \quad (3.10)$$

그리고 조향위치의  $\mathbf{c}$  를 1로하고 구속위치에서는 1에 가까운 값을 사용함으로써, 조향위치에서는 MVDR과 동일한 이득을 갖고 인접한 위치의 이득은 완만하게 줄어들도록 설계하여 주엽이 넓어져서 오정합에 강인한 특성을 갖도록 한다.

본 논문에서는 여러 개의 구속조건을 동시에 줄 수 있는 MCM의 성질을 이용하여 인접한 간섭표적의 영향을 줄이고자 시도한다. 즉, 조향위치에 대한 구속조건과 영을 만들기 위한 구속조건인 NDC를 추가로 지정하여 간섭표적의 부엽을 효과적으로 필터링한다. 이를 위한 NDC는 다음과 같다[42].

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_0, \mathbf{a}_i], i = 1, 2, \dots, D. \quad (3.11)$$

여기서  $\mathbf{a}_0$  는 조향위치의 구속벡터,  $\mathbf{a}_i$  은 간섭표적 위치의 구속벡터이다.

식 (3.11)과 같은 구속행렬을 식 (3.9)에 적용하면, 각각의 신호단편에 포함된 간섭 부공간을 추정하여 제거하는 필터 역할을 할 수 있다. 즉, 조향위치 이외에 존재하는 간섭표적을 영으로 만들기 위해서 간섭표적에 해당하는  $\mathbf{c}$  를 0으로 설정하면 CSDM에서 구속벡터 성분의 이득이 0이 되어 필터링 결과를 얻을 수 있다. NDC가 고소음의 빠른 표적이 잠식한 DOF (degree of freedom) 를 복원시킴으로서 결과적으로 DOF가 증가되어 저소음 표적의 분리탐지가 가능해진다.

간섭 필터링 기법의 가장 중요한 요소는 간섭 부공간의 적절한 추정이다. 간섭 부공간을 설정하는 NDC는 신호로부터 추출하거나 해양환경을 이용한 복제음장으로 구성할 수 있다. 신호로부터 추출하는 경우에 고유치 분해기법을 사용할 수 있으나, 간섭표적과 대상 표적이 고유벡터 공간에서 분리되어야 한다[15,43]. 그러나 고유치와 고유벡터 분석만으로는 물리적인 해석이 어렵고 인접한 두 표적의 상관이 높고 이동하는 상태라면 고유벡터 공간에서 분리할 수 없다. 기본적으로 정합장처리는 환경에 대한 사전 정보로부터 복제음장을 사용하므로 NDC도 기존의 복제음장 중에서 선택하여 구성할 수 있다. 이 경우 간섭표적의 위치에 대한 사전 정보가 필요하며, 추가적인 모델링의 요구를 줄이기 위하여 정합장처리의 거리-수심 출력으로부터 사전정보를 획득할 수 있다. 기존의 복제음장으로 구성된 NDC는 자유롭게 위치를 선정할 수 있는 장점이 있으며, 오정합이 존재하는 경우에도 탐지된 간섭표적의 필터링이 가능하다. 기존의 복제음장을 이용하여 간섭표적을 제거하기 위하여 Song 등[44]

이 제안한 CLEAN 알고리즘에서는 CSDM 내의 간섭표적 크기를 추정할 수 있어야 하지만, NDC는 CSDM 내의 간섭표적의 크기를 몰라도 되는 장점이 있다.

### 3.2 모의 수치실험

모의 수치실험에서는 두개의 표적 신호가 동시에 존재하는 다중표적 조건을 가정하였으며, 신호 및 환경 조건 등에 따라 결정되는 표적간의 상호상관 정도를 임의로 조절하였다. 수치실험에서는 두 표적이 완전 독립된 경우와 완전 상관된 경우를 가정하였으며, 잡음을 무시한 경우에 CSDM을 구성하기위한 식은 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{uncorrelated} = \mathbf{y}_{s_1}(w)\mathbf{y}_{s_1}^H(w) + \mathbf{y}_{s_2}(w)\mathbf{y}_{s_2}^H(w) . \quad (3.12)$$

$$\mathbf{R}_{coherent} = \mathbf{R}_{uncorrelated} + \mathbf{y}_{s_1}(w)\mathbf{y}_{s_2}^H(w) + \mathbf{y}_{s_2}(w)\mathbf{y}_{s_1}^H(w) . \quad (3.13)$$

여기서  $\mathbf{R}_{uncorrelated}$  는 두 표적이 완전 독립인 경우의 CSDM이고,  $\mathbf{R}_{coherent}$  는 완전 종속인 경우의 CSDM이다. 그리고  $s_1$ 과  $s_2$ 는 표적을 의미한다.

NDC를 적용하기 위하여 조향위치  $(r_0, d_0)$  에서 주파수  $f_c$  의 다중 구속행렬  $\mathbf{A}$  는 식 (3.11)과 같이 1개의 조향위치의 복제음장 벡터  $\mathbf{a}(r_0, d_0, f_c)$  와 간섭표적을 제거하기 위한  $D$  개의 복제음장 벡터  $\mathbf{a}(r_i, d_i, f_c)$  로 구성된다.

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(r_0, d_0, f_c), \mathbf{a}(r_i, d_i, f_c)], i = 1, 2, \dots, D. \quad (3.14)$$

조향위치가  $\mathbf{a}(r_i, d_i, f_c)$  와 일치할 경우에는 특이해 문제가 발생하게 되므로 MVDR과 같은 단일 구속조건만을 사용하거나 임의의 작은 값을 지정한다.

수심 100 m인 Pekeris 해양환경에서 5 m간격의 수신센서 17개를 수심 10 m에서부터 90 m까지 설치한 경우를 가정하고, 100 Hz에 고소음의 간섭표적과 저소음 표적이 동시에 존재하는 다중표적 신호를 모의하여 정합장처리 하였다. 고소음의 간섭표적의 위치는 거리가 3000 m이고 수심은 10 m이며, 저소음 표적의 위치는 거리가 3200 m이고 수심은 40 m이다. 잡음은 무시하였고, 간섭 표적에 대한 표적의 크기를 나타내는 표적의 신호대 간섭표적의 신호비 (signal-to-interferer ratio, SIR) 는 -30 dB이다. 신호단편의 수는 수신센서 수의 2배에 해당하는 34개로 한다.

그림 3.1부터 그림 3.3까지는 CSDM이  $\mathbf{R}_{uncorrelated}$  인 경우의 MVDR 정합장처리와 MCM 정합장처리를 이용한 필터링 결과이다. MVDR 정합장처리 결과인 그림 3.1에서는 수상의 고소음 표적과 수중의 표적 위치를 모두 확인할 수 있고, 고소음 표적의 부엽이 저소음 표적 주변까지 영향을 주고 있다. MCM 정합장처리 결과인 그림 3.2에서도 수상의 고소음 표적과 수중의 표적 위치를 모두 확인할 수 있으나, 저소음 표적 주변에 나타나는 고소음 표적의 부엽이 대부분 제거됨으로써 저소음 표적의 분리탐지 성능이 향상되었음을 볼 수 있다. 그림 3.3은 저소음 표적 탐지에 대한 MCM의 성능을 MVDR과 직접

비교하기 위하여 거리 3200 m에서의 MVDR과 MCM의 수신별 출력을 함께 그린 것이다. MCM의 저소음 표적 위치의 침단 출력은 -31.9 dB이고, MVDR은 -30 dB로써 정확하게 SIR과 일치한다.

그림 3.4부터 그림 3.6까지는 CSDM이  $\mathbf{R}_{coherent}$  인 경우의 MVDR과 MCM 정합장치 처리한 결과이다. 실제 해양환경은 복잡한 환경조건 때문에 다중경로가 발생하고 표적들이 이동하기 때문에 신호들이 서로 상관되어 있다고 할 수 있다. MVDR 정합장치 처리 결과인 그림 3.4에서는 수상의 고소음 표적만 확인할 수 있고 고소음 표적의 부엽이 발생하는 위치에 있어야 할 저소음 표적은 찾을 수 없다. MCM 정합장치 처리 결과인 그림 3.5에서는 수상의 고소음 표적과 수상의 표적 위치를 모두 확인할 수 있으며, 저소음 표적 주변에 나타나는 고소음 표적의 부엽이 대부분 제거되었음을 볼 수 있다. 그림 3.2와 비교하면 저소음 표적 위치의 출력 값들이 넓게 분포한다. 또한 간섭표적의 부엽이 광범위하게 제거됨으로써 저소음 표적의 부엽이 전반적으로 높아진다. 그림 3.6에서는 위에서 확인한 바와 같이 MCM에서만 저소음 표적을 확인할 수 있고, MVDR에서는 고소음 간섭표적의 부엽 영향이 나타나고 있다. 저소음 표적에 대한 MCM의 침단 출력은 -31.9 dB로써 CSDM이  $\mathbf{R}_{uncorrelated}$  인 경우와 동일한 성능을 보이고 있다. 즉, 신호들이 서로 상관되어 있어도 MCM을 적용하면 간섭표적을 제거할 수 있다는 가능성을 확인할 수 있다.

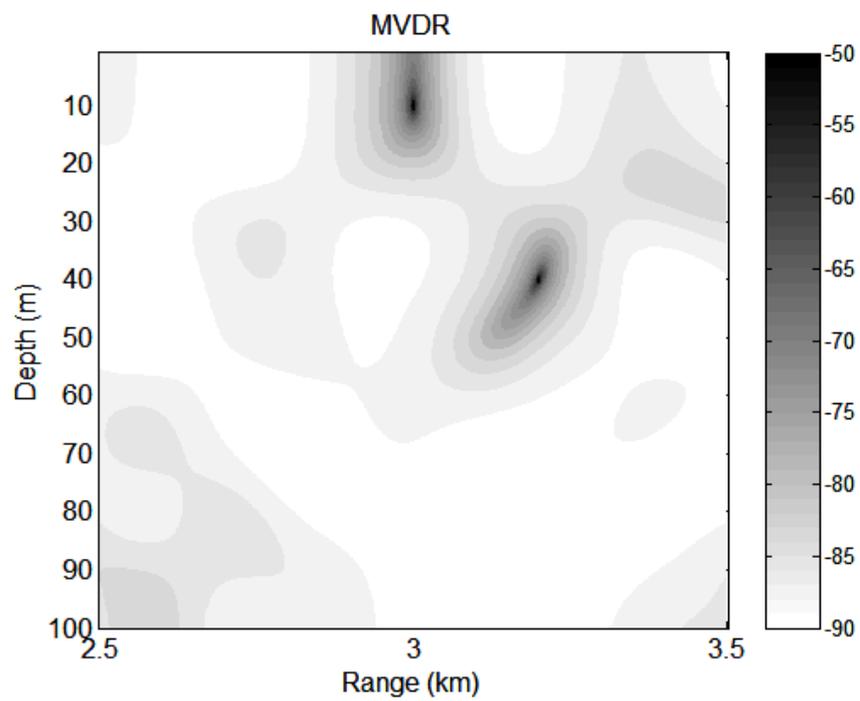


Figure 3.1 MVDR ambiguity surface of uncorrelated CSDM for a target at 3200 m in range and 40 m in depth and a strong interferer at 3000 m in range and 10 m in depth.

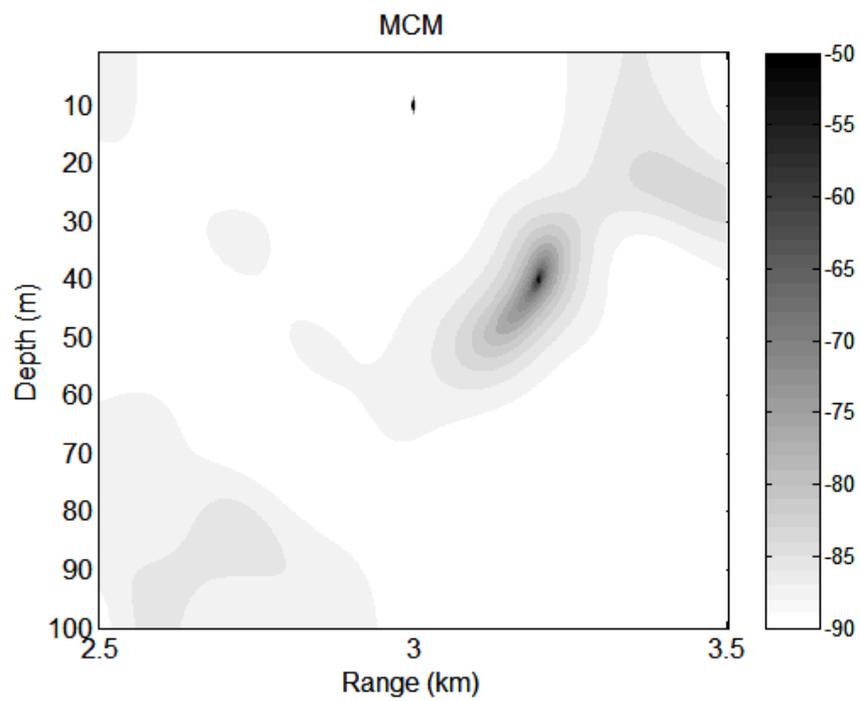


Figure 3.2 MCM ambiguity surface of uncorrelated CSDM for a target at 3200 m in range and 40 m in depth and a strong interferer at 3000 m in range and 10 m in depth.

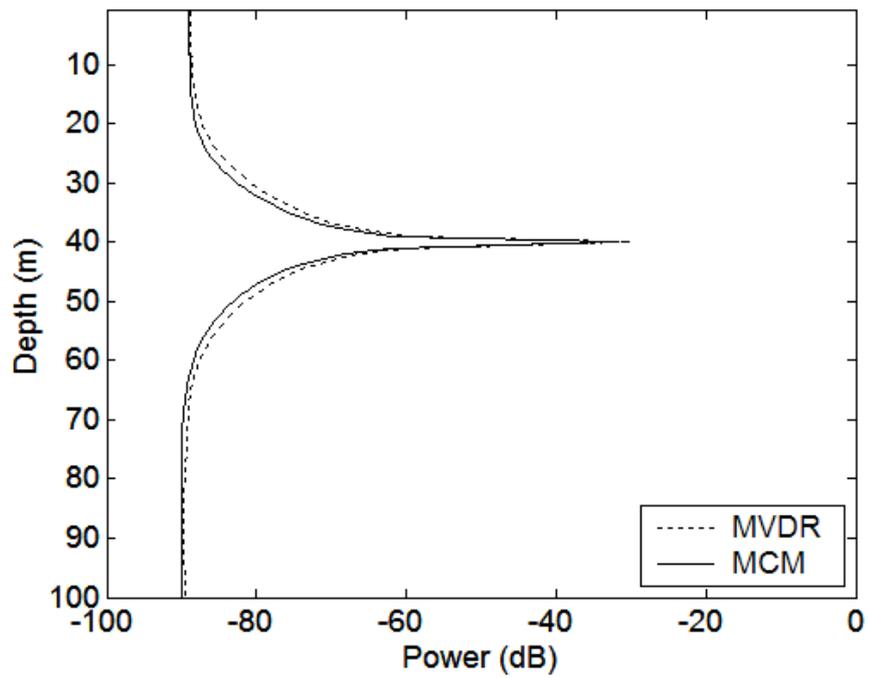


Figure 3.3 Cross sections of the MVDR and MCM ambiguity surfaces of uncorrelated CSDM parallel to the depth axis at 3000m in range.

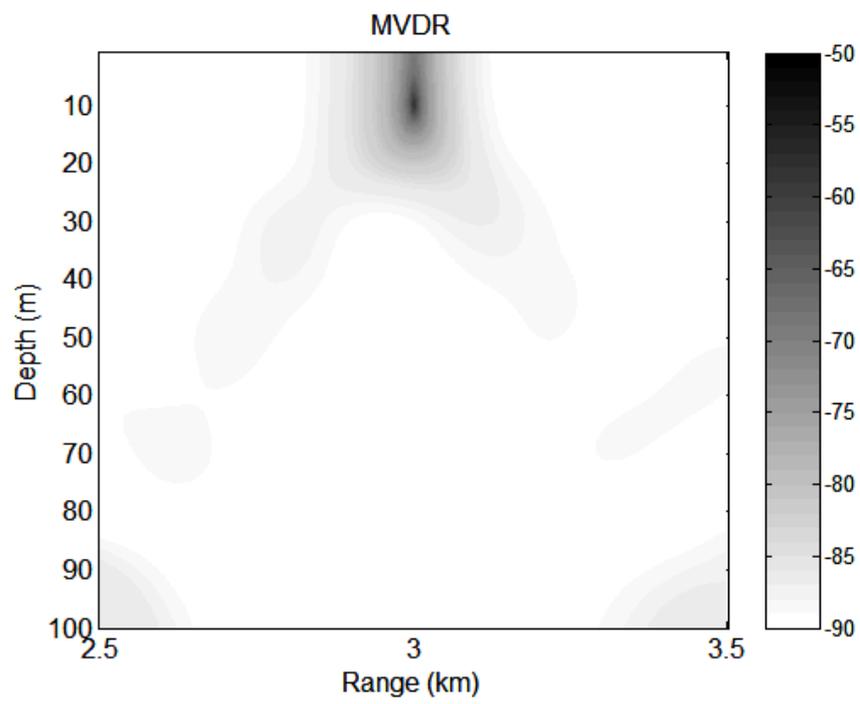


Figure 3.4 MVDR ambiguity surface of coherent CSDM for a target at 3200 m in range and 40 m in depth and a strong interferer at 3000 m in range and 10 m in depth.

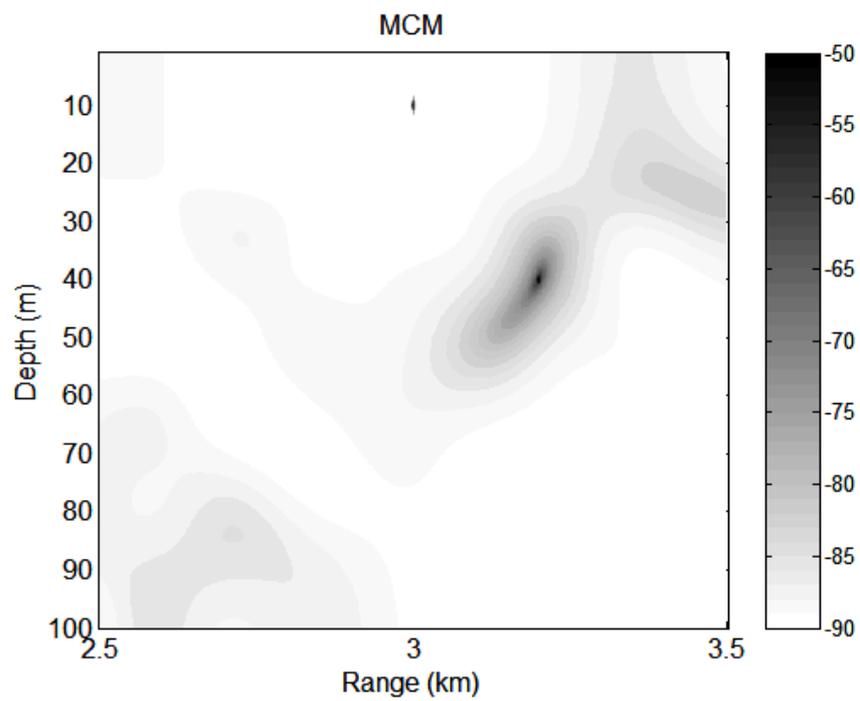


Figure 3.5 MCM ambiguity surface of coherent CSDM for a target at 3200 m in range and 40 m in depth and a strong interferer at 3000 m in range and 10 m in depth.

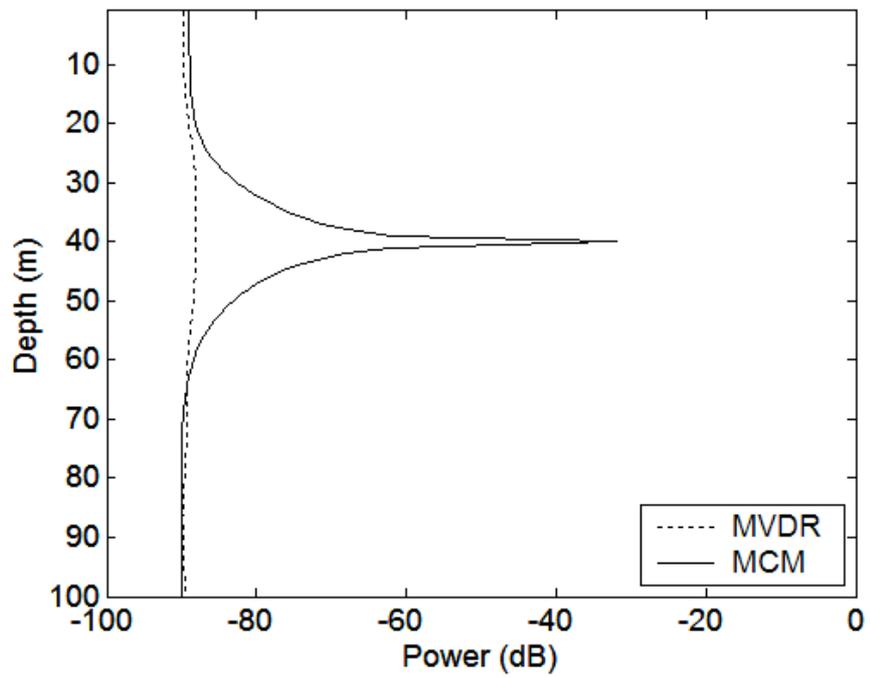


Figure 3.6 Cross sections of the MVDR ambiguity surfaces of coherent CSDM parallel to the depth axis.

### 3.3 해상실험 적용 결과

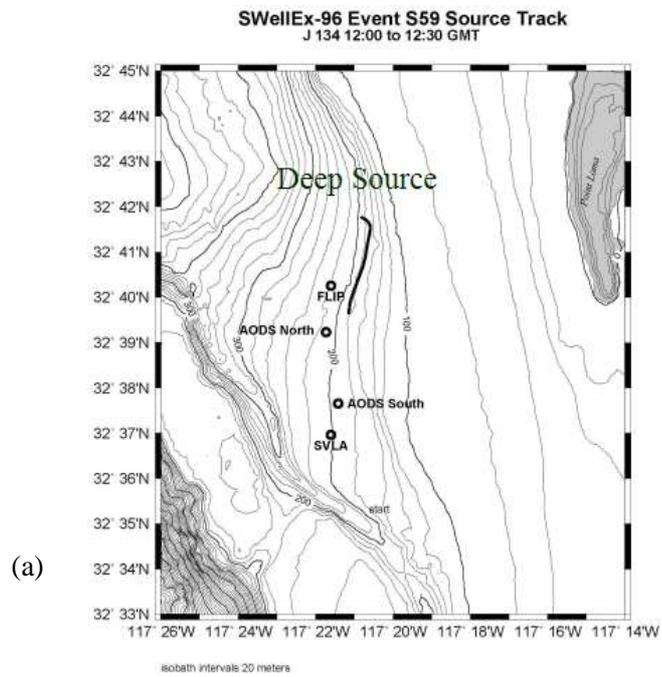
제안한 정합장치리 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 미국의 스크립스 해양연구소가 보유하고 있는 SWellEx (shallow-water evaluation cells ex.) 실험 자료를 이용한다.

#### 3.3.1 SWellEx-96 Event 59 실험 개요

SWellEx 실험은 미국의 서부 캘리포니아 천해 실험해역 (southern California shallow-water test bed, SWTB)에서 1993년부터 미국의 여러 연구기관들이 공동으로 수행한 해양음향 실험이며, 실험의 목적은 천해 탐지와 천해 수중소음 연구이다. SWellEx-96은 다섯 번째 실험으로써 1996년에 다양한 목적의 Event 들을 수행하였으며, 그 중에서 Event 59는 5월 13일에 저주파 예인 음원과 실험선 FLIP에서 설치한 수직선배열과 기울어진 수직선배열 들을 사용하여 음향신호를 획득한 실험이다[45,46]. 그림 3.7 (a)는 실험 해역의 수심도에 수직선배열의 위치와 같은 FLIP의 위치와 예인 음원의 이동 위치를 표시한 실험도이다. 그림 3.7 (b)는 Event 59 동안 FLIP에 장착된 레이더로 관측한 음원 예인 선박과 주변을 지나던 화물선의 항적이다.

Event 59는 단일 예인음원을 사용하였지만 무작위 광대역 특성을 갖는 주변의 상선 소음이 예상치 않게 또 다른 음원 역할을 하였다. 예인음원에서 송신한 협대역의 신호는 49, 64, 79, 94, 112, 130, 148, 166, 201, 235, 283, 338,

388 Hz의 기준 토널과 최소 탐지 준위를 갖는 토널들로 구성되었다. 인근의 상선으로부터는 예인음원의 전 대역을 포함하는 광대역의 랜덤 소음이 수신되었다.



SWellEx-96 FLIP Composite Radar Image  
J134 12:00-12:30

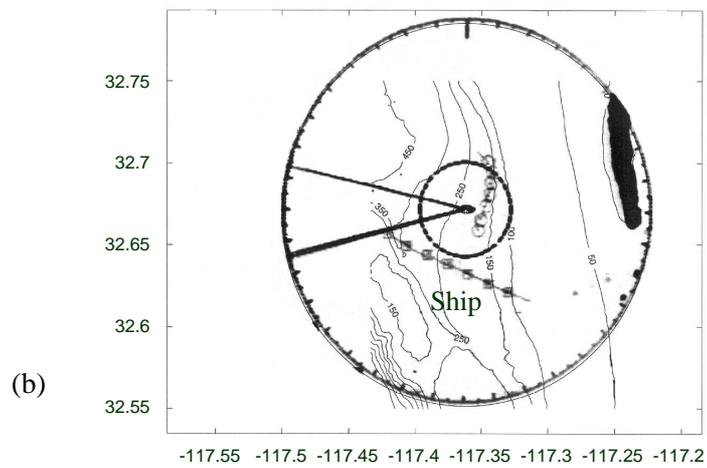


Figure 3.7 (a) Plan view of SWellEx-96 experiment and (b) composite Radar image J134 12:00-12:30.

### 3.3.2 자료처리와 복제음장 계산

그림 3.8은 실험환경을 나타낸 것으로써 수중의 예인음원과 간섭표적인 수상의 상선, 수직선배열 배치, 그리고 수중음속과 지음향 변수들이 표시되어 있다. 수심이 약 216 m인 정점에 64개의 수신센서가 1.875 m의 등간격으로 배열되어있는 수직선배열을 약 94 m에서 212 m의 사이에 설치하였다. 정상모드 모델인 KRAKEN을 이용하여 복제벡터들로 이루어진 복제음장을 계산한다. 복제음장의 거리 분해능은 10 m이고 수심 분해능은 1 m이다. 정합장출력이 정규화 되도록 하기 위하여 계산된 복제벡터를 정규화하여 사용한다.

효율적인 계산을 위하여 64 개의 수신센서 중에서 등 간격으로 22 개를 선택하고, 다시 신호의 상태가 불량한 48 번을 제외한 21 개의 수신센서에서 수신한 신호를 이용하여 CSDM을 추정한다. 1500 Hz로 표본화된 수신신호를 사용하여 50 %씩 중첩된 신호단편을 구성하고, Kaiser-Bessel 창함수를 적용하여 8192 점 FFT를 한다. 표 3.1은 22 개의 신호단편으로부터 계산된 푸리에 계수를 이용하여 식(1.20)과 같이 평균하여 CSDM을 추정하기 위한 신호처리 변수를 나타낸다.

30분 동안 수집된 예인음원의 기준 신호 중에서 49, 64, 79, 94, 112, 130, 148, 166 Hz를 비상관 광대역 정합장처리한 결과를 정규화하여 수심 67 m기준으로 시간과 거리에 따라 나타낸다. 그림 3.9는 Bartlett과 WNGC 처리기를 적용한 결과로써, 초기에는 예인음원이 수직선배열로 쪽으로 접근하다가 7 분 이후에 다시 멀어지는 이동 경로를 볼 수 있다. WNGC에는 -3 dB의 WNG를

대각항에 적용한다. 정합장치리 성능을 정량화하여 비교하기 위하여 일정 공간 내의 빔 출력상에서 침단 출력과 주변의 잡음 출력의 상대적인 비율을 나타내는 SBNR (signal-to-background-and-noise ratio)을 사용한다. 여기서 SBNR은 정해진 시간에 대상 표적의 침단 출력 대비 주변의 출력 비율로 정의된다. 시간에 따라 SBNR이 변하지만 개략적으로 Bartlett의 결과에서는 약 5 dB, WNGC의 결과에서는 약 20 dB로 나타난다. Bartlett의 경우에 SBNR은 작지만 음원의 이동경로가 일관되게 잘 나타나고 있다. WNGC의 경우는 SBNR이 매우 높고 음원의 경로가 명확하다. 공통적으로 해역 수심 등의 환경모델에 존재하는 오정합 요인 때문에 예인 수심은 약 60 m였으나 정합장치리 결과로부터는 약 7 m 정도 깊게 추정된다.

Table 3.1 Processing data parameters for CSDM estimation.

Parameter	Symbol (units)	Value
Sampling rate	$f_s$ (Hz)	1,500
FFT length	$n_{fft}$ (samples)	8,192
Snapshot duration	$T$ (sec)	5.46
FFT bandwidth (Kaiser-Bessel $\alpha = 2.5$ )	$W = 1.65/T$ (Hz)	0.3
No. of snapshots/frame	$N$	22
Frame duration	$T_N$ (sec)	62.79

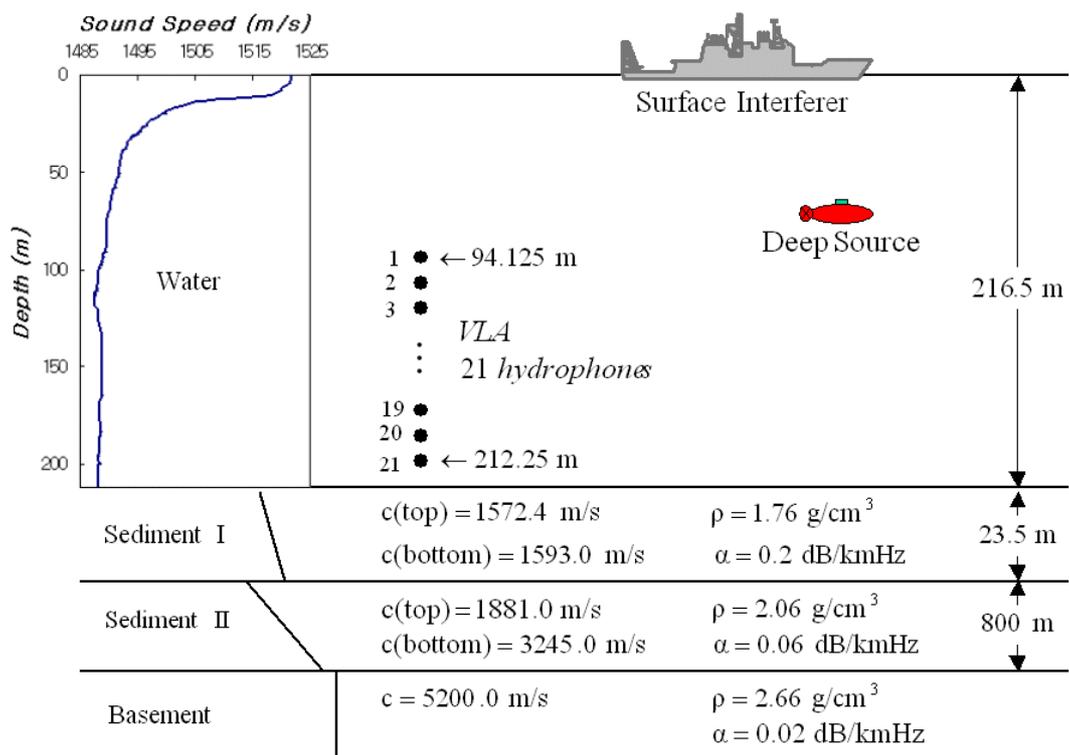


Figure 3.8 Environmental model of the Event 59 based on measured ocean sound speed profiles and geoacoustic parameters.

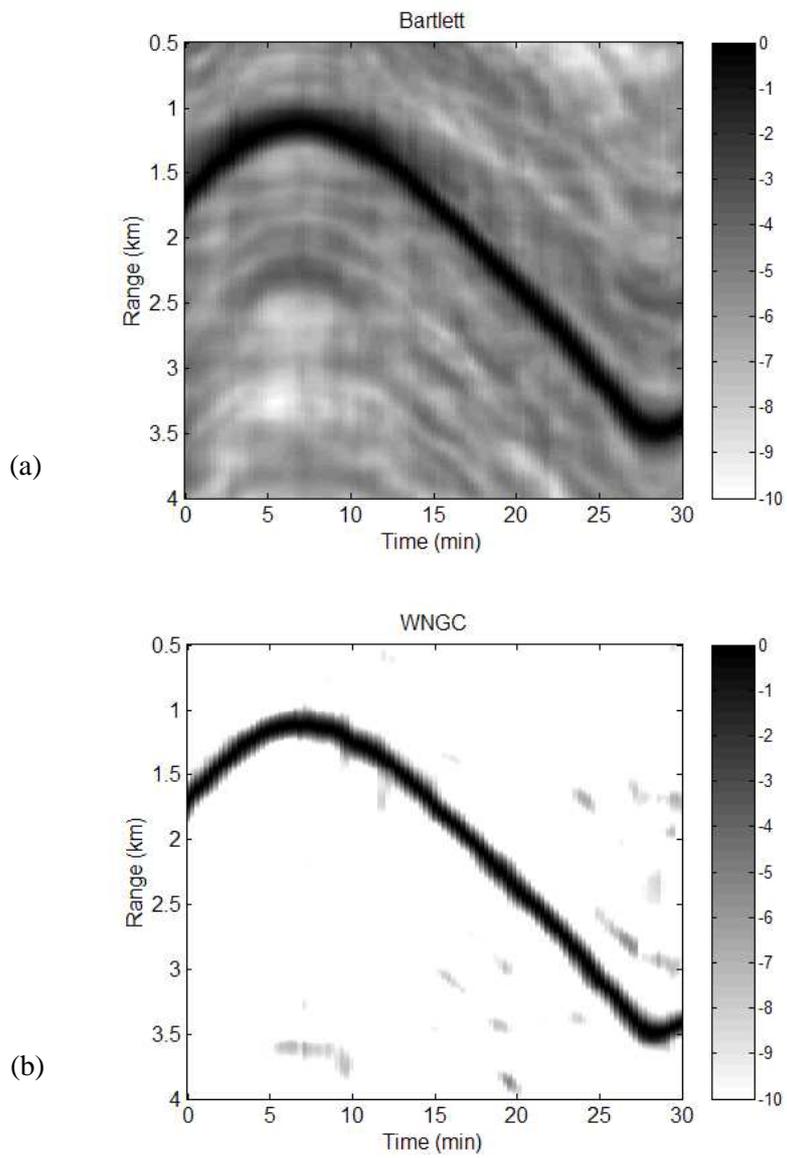


Figure 3.9 Frequency averaged range-time output of Bartlett and WNGC for deep source at 67 m depth.

### 3.3.3 MCM 정합장치처리

MCM 알고리즘을 검증하기 위하여 SWellEx-96 Event 59의 예인음원의 신호를 두 번 사용하여 수중에 2 개의 표적이 동시에 존재하는 상황을 만든다. 첫째 표적은 10 분에서 28 분사이의 신호를 그대로 적용하고, 두 번째 표적은 17분부터 속도가 첫 번째 표적의 1/2이 되도록 하여 CSDM에서 중첩하여 합성한다. 그러므로 합성된 신호에는 10 분에서 28 분 사이에 두 개의 표적이 존재하게 된다. 그림 3.10의 (a)와 (b)는 두 번째 표적에 대한 첫 번째 표적의 신호 세기인 SIR이 0 dB와 -10 dB인 경우의 신호를 Bartlett 처리한 결과이다. 간섭표적은 10 분에 1.4 km에서 출발하여 28분에는 3.5 km까지 진행하고, 10 분에 1.8 km에서 출발하여 28분에 3.1 km까지 진행한 표적이 탐지 대상이다. Bartlett 출력에서는 SIR이 -10 dB일 때는 저소음표적이 전혀 나타나지 않고 있다.

잡음과 오정합에 보다 강인하게 만들기 위하여 WNG가 -3 dB인 WNGC 정합장치처리를 수행한다. 그림 3.11 (a)는 SIR이 -10 dB인 경우의 WNGC 출력이며 간섭표적은 잘 나타나지만 저소음 표적은 이동경로가 명확하지 않고, 주변에 있는 간섭표적의 부엽들과 출력이 유사하여 탐지할 수 없는 상태이다.

MCM의 영 방향 제한 (NDC) 벡터를 이용하여 간섭표적의 신호를 강제로 제거함으로써 저소음의 두 번째 표적의 탐지 성능이 향상되도록 정합장치처리를 시도 한다. MCM 처리에도 CSDM에 -3 dB의 WNG를 적용한다. 간섭표적의 위치에 NDC를 지정하고, NDC 위치에서는 특이해 문제를 피하기 위하여 임의

의 작은 값  $-100$  dB를 출력으로 지정한다. 그림 3.11 (b)는 MCM 출력이며, 간섭표적 경로를 따라 NDC 위치에 매우 낮은 출력이 나타나고 있다. MCM 처리 후의 간섭표적의 출력은 약  $4$  dB 낮아지고 주변의 부엽들이 대부분 사라진다. 반면에 저소음 표적의 경로는 명확하게 구분될 정도로 나타난다. 결과적으로 간섭표적의 부엽 성분이 성공적으로 필터링 됨으로써 부엽에 묻혀있는 저소음 표적 신호의 이득이 약  $2.5$  dB 이상 복원됨을 볼 수 있다.

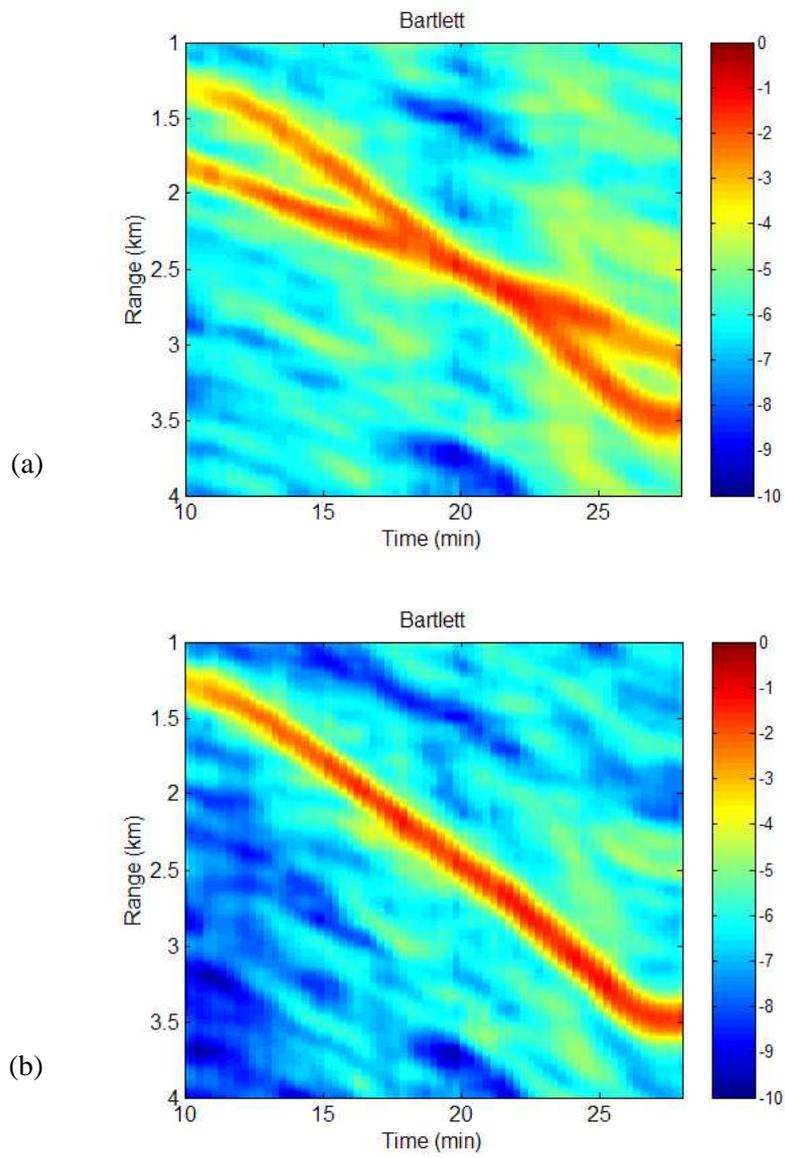


Figure 3.10 Bartlett output for two deep sources. (a) SIR 0 dB (b) SIR -10 dB.

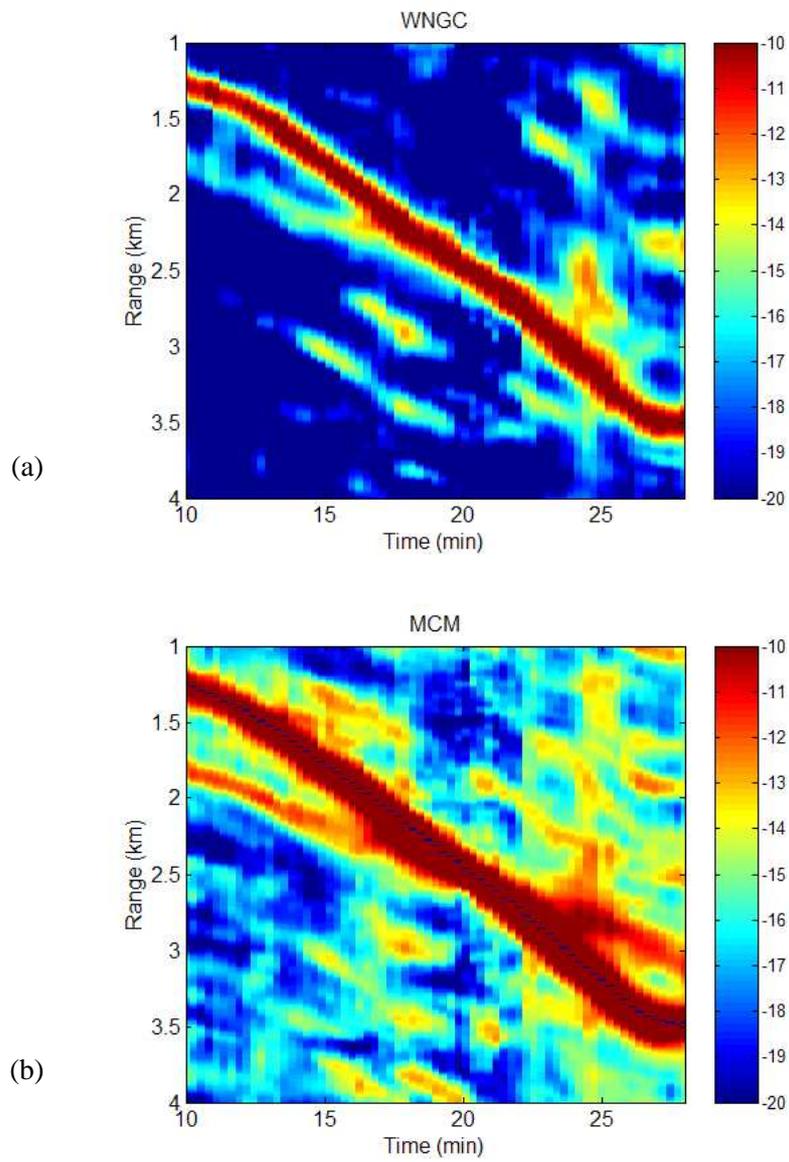


Figure 3.11 MFP output for two deep sources with SIR -10 dB. (a) WNGC (b) MCM (after filtering).

## 제 4 장 도파관 불변성 기반의 이동보상

이동하는 시끄러운 간섭표적은 신호 손실, 음원 침단의 확산, 적응 자유도의 소진 등을 초래한다. 이동하는 고 소음 표적을 탐지하기 위해서는 관측시간이 길어야 하며, 에너지가 인접한 여러 빔에 퍼지고, 출력 신호의 크기가 낮아지며, 결과적으로 탐지와 위치 추정 성능은 나빠진다. 또한 고 소음을 내는 간섭표적의 이동은 간섭 부공간의 차원을 증가시켜서 적응 간섭신호의 억제 능력을 저하시키고 인접한 저소음 표적의 분리탐지를 어렵게 한다. 최근에 수평선배열의 평면파 빔형성에서 Yang [47]은 도파관 불변성 현상을 이용한 방위분리 성능향상 연구를 수행하였다.

본 절에서는 도파관 불변성 현상을 이용하여 빠르게 움직이는 간섭표적의 속도보정 (waveguide invariant-based motion compensation, WIMC) 알고리즘을 설명한다. 도파관 불변성을 이용하는 이동효과 보상 알고리즘은 표적이 정지된 상태가 되도록 CSDM을 구성하기 위한 수단으로써 이용된다. 즉, 관측시간 동안 표적이 이동한 구간의 중간 위치에 표적이 정지된 것처럼 에너지가 수렴하도록 하는 효과를 줄 수 있다. 기존의 이동보상 알고리즘들은 신호단편 각각의 위치를 다르게 가정하여 음파전달모델로 맞추어 가는 방식이며, 대체로 양호한 이동보상 결과를 주지만 환경에 대한 정보가 부정확할 경우에는 급격하게 성능이 저하되고, 계산시간이 너무 오래 걸린다는 단점이 있다. 하지만 도파관 불변성을 이용하여 이동보상을 하면 이러한 단점을 보완할 수 있다

[48,49]. 특히, 환경에 대한 정보가 없다고 해도 이동보상이 가능하다는 장점이 있다.

식 (1.3)과 같이 주파수  $w$ 에서 음원과  $l$  번째 배열센서 사이의 전달함수를  $G(w, z_l | \Theta, \Psi)$  라고 할 때, 수신되는 신호는 식 (1.6)과 같이 근사적으로 나타낼 수 있다. 식 (1.6)은 시간을 포함하도록 다음과 같이 다시 표시할 수 있다.

$$y_l(z_s, z_l, r, w_n, t) = s(z_s, w_n, t) G(z_l, r, w_n | \Theta, \Psi) + n_l(w_n, t) . \quad (4.1)$$

여기서  $z_s$  는 음원 수심,  $z_l$  는  $l$  번째 배열센서의 수심,  $r$  은 거리,  $t$  는 시간이다. 식 (4.1)은 ( $\Delta w/w \leq 10\%$ )의 조건을 만족하는 작은 주파수범위를 가정하며, 따라서 모드함수들의 주파수 종속성을 무시한다[50]. 그리고 관측 시간 동안 음원과 수신기의 수심은 변화가 없다는 가정을 한다. 식 (4.1)을 이용하여 시간 평균한 CSDM 의  $i$ 와  $j$ 번째 항을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R}_{i,j} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{y}_n(z_s, z_i, r_i; w, t) \mathbf{y}_n^H(z_s, z_j, r_j; w, t) . \quad (4.2)$$

식 (4.1)과 식 (4.2)로부터 시간에 따라 이동하는 음원은 신호단편이 달라지면 변하는 위상  $k_m(w)r_i(t_n) - k_m(w)r_j(t_n)$ 을 갖게 됨을 알 수 있다. 이러한 위상은 CSDM 추정의 상관성을 떨어뜨리고 신호의 에너지 손실을 초래한다. 앞으로 설명하게 될 알고리즘은 시간과 주파수 영역에서 신호단편을 취함으로써  $N$  개의 신호단편 내에서는 진폭과 위상이 상수가 되도록 하는 것이다.

## 4.1 도파관 불변성 이론

모드의 상호 간섭은 음파가 거리에 따라 전달하기 때문에 나타난다. 예를 들면, 협대역에서 조립모드 (constructive mode)와 파괴모드 (destructive mode)의 간섭 때문에 거리에 따라 전달손실이 피크와 골의 형태를 보인다. 일관성 광대역에서는 에너지가 모드의 군속도별로 전달된다. 심해에서는 저속 군속도를 갖는 저차 모드만으로 구성된 단일 모드 군이 형성된다. 반면에, 천해 도파관에서는 반대의 현상이 나타나며 저차 모드가 빠르게 전달되어 고차 모드보다 일찍 도착한다. 모드의 도달과 분산 구조는 시간과 주파수 분석으로부터 볼 수 있다. 시간과 주파수의 함수에서 모드의 강도의 기울기는 음원의 거리에 비례한다[51].

일반적으로 개별적인 모드의 도달구조는 연속적인 광대역 신호의 도달구조로부터 구분하기 어렵다. 그러나 주파수 성분들이 각각 비상관 결합이라 해도 거리의 함수로 나타낸 광대역의 강도 스펙트럼에서는 모드의 간섭 구조를 볼 수 있다. 따라서 단일 센서에서 관측한 거리의 함수로 나타낸 스펙트로그램으로부터 강도의 최대와 최소의 줄무늬 밴드를 볼 수 있다. 단일 센서에 나타나는 줄무늬 형태의 기울기는 빔형성 결과에서도 동일하고, 정상모드의 조립모드와 파괴모드 간섭과 일치한다. 줄무늬의 기울기는 도파관에서 불변하다고 밝혀져 왔으며, 스칼라 변수인  $\beta$  로써 기술하며, 도파관 불변성이라 한다 [34,52,53]. 일정한 음속구조를 보이는 도파관에서는 줄무늬 형태의 기울기가

모드의 수, 주파수, 음원의 수심과 무관하다[52,53]. 그러나 실제 해양의 음속 구조에서는 줄무늬 형태의 기울기가 모드 수, 주파수, 음원과 수신기의 수심에 따라 변한다[54]. 비록,  $\beta$  가 실제 해양에서는 불변성이 유지되지 않는다고 해도 여기에서는 불변의 변수로 다룬다.

도파관 불변성  $\beta$  의 유도는 Brekhovskikh 와 Lysanov [34]의 기술방법을 따랐다. 거리  $r$  과 수심  $d$  에 있는 수신기에 수신되는 음장을 주파수의 함수로써 정상모드로 나타내기 위하여 식(1.3) 을 간단히 음압으로 표현하면 다음과 같다.

$$G(w) = \sum_{m=1}^Q A_m \exp(-jk_m r) , \quad (4.3)$$

여기서 모드 진폭  $A_m$  와 모드파수  $k_m$  은 주파수  $w$  의 함수이다. 음압의 세기는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I(w) &= |G(w)|^2 \\ &= \sum_{m=1}^Q |A_m|^2 + \sum_{m \neq n}^Q A_m^* A_n \exp(j(k_m(w) - k_n(w))r) . \end{aligned} \quad (4.4)$$

주파수와 거리에 따른  $A_m$ 의 느린 변화를 무시하면 최대 음압의 세기는 다음과 같이 결정된다.

$$\delta \mathbf{I}(w) \approx j \sum_{m \neq n}^Q A_m^* A_n \exp(j(k_m(w) - k_n(w))r) \delta((k_m(w) - k_n(w))r) = 0. \quad (4.5)$$

식 (4.5)에서 동일 위상 (stationary phase) 조건은 다음과 같다.

$$\delta((k_m(w) - k_n(w))r) = \left( \frac{dk_m(w)}{dw} - \frac{dk_n(w)}{dw} \right) r dw + (k_m(w) - k_n(w))r = 0. \quad (4.6)$$

식 (4.6)을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dw/w}{dr/r} &= \left( \frac{k_m(w) - k_n(w)}{w} \right) \Big/ \left( \frac{dk_m(w)}{dw} - \frac{dk_n(w)}{dw} \right) \\ &= - \left( \frac{1}{v_m} - \frac{1}{v_n} \right) \Big/ \left( \frac{1}{u_m} - \frac{1}{u_n} \right) \\ &\equiv \beta_{mn}, \end{aligned} \quad (4.7)$$

여기서  $v_m = w/k_m(w)$  은  $m$ 번째 모드의 위상 속도이고  $u_m = dw/dk_m(w)$ 는 군속도이다. 단단한 해저면 위에 일정한 음속구조를 갖는 Pekeris 도파관에서  $\beta_{mn}$ 는 모든 모드에서 똑 같다.

$$\beta_{mn} = \beta = 1.$$

음속이 수심에 따라 선형적으로 증가함으로써 굴절 계수의 제곱 특성을

보이는 도파관에서는 다음과 같다.

$$\beta_{mn} = \beta = 3 .$$

이러한 도파관에서 기울기가 식 (4.7)의 왼편 항과 같이 표현되기 때문에  $\beta$ 는 불변하며, 모든 주파수와 모든 음원과 수신기의 수심에 대하여 불변이다.

그림 4.1은 수심이 200m 이고 음속이 1500m/s 로 일정한 Pekeris 도파관에서 음원과 수신기의 깊이가 60m 일 때의 거리별 강도의 스펙트럼이다. 강도의 줄무늬가 일정한 기울기를 보이고 있음을 볼 수 있으며, 일정한 주파수 폭에서는 인접 기울기가 거의 같다고 할 수 있다. 인접한 두 무늬 사이의 거리는 잘 알려진 바와 같이 모드의 순환 거리를 나타낸다.

이러한 줄무늬의 특성을 이용하면 긴 관측시간에 포함된 표적의 이동효과를 제거할 수 있다. 즉, 줄무늬의 기울기와 일치하도록 각 신호단편의 주파수를 다르게 추출하여 CSDM을 구성하면 가능하다.

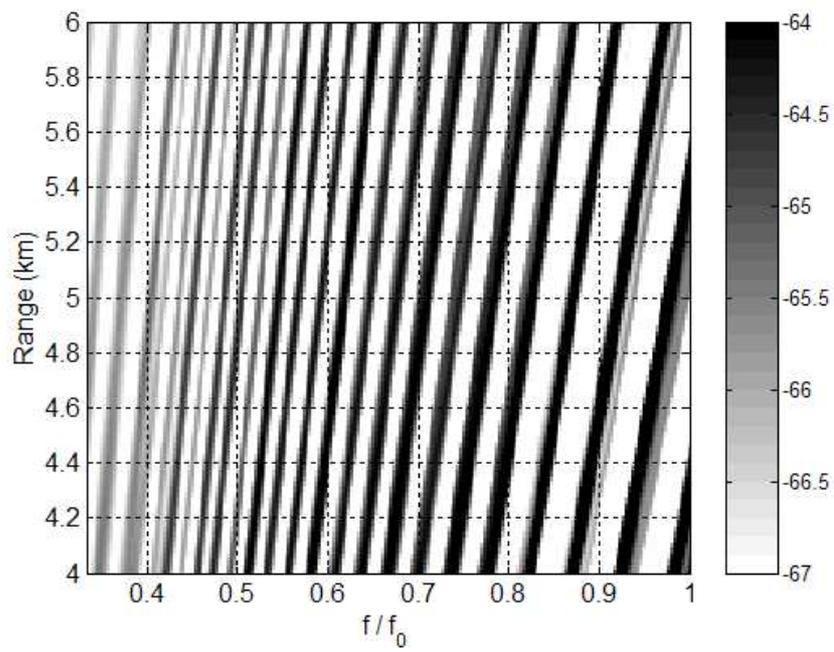


Figure 4.1 Modeled intensity as a function of frequency and range for a single receiver in a Pekeris waveguide.

## 4.2 이동보상 알고리즘

식 (4.7)에서 파수 차이를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \chi_{mn}(w) &= k_m(w) - k_n(w) \\ &\approx \chi_{mn_0} w^{-1/\beta} , \end{aligned} \quad (4.8)$$

대부분의 천해에서  $\beta$ 는 1에 가까우므로 음장에서 주파수와 거리의 변화 사이의 관계를 식 (4.8)로부터 간단히 표현할 수 있다. 먼저 수직선배열을 고려하면 모든  $i, j$  에서  $r_j = r_i$  이고, 시변 위상은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$(k_m(w) - k_n(w))r(t) = \chi_{mn}(w)r(t) . \quad (4.9)$$

식 (4.9)에서 위상이 상수가 되도록 하기 위하여 모든 시간에서 식 (4.10)을 만족하는 상계 주파수  $\Delta w$  를 알아야 한다.

$$k_m(w_0)r(t_0) = \chi_{mn}(w_0 + \Delta w)r(t) . \quad (4.10)$$

따라서 식 (4.10)을 만족하는 해는 다음과 같다.

$$w(t) = w_0 + \Delta w(t) = w_0 \frac{r(t)}{r(t_0)} . \quad (4.11)$$

위의 식은 신호단편에서 시간에 따른 주파수를 나타내며, 초기 음원거리에

대하여 상대적인 시변 음원의 거리를 알아야 한다. 하지만 일반적으로는 알 수 없기 때문에 이동에 대한 가정이 필요하며, 이동경로를 참값에 가깝게 보상하면 최적의 신호 이득을 얻게 된다.

표적의 이동을 추정하기 위한 탐색은 CSDM 내에서의 이동이 선형적이라는 가정 하에서 이루어지며, 시간과 주파수 영역에서  $\beta$ 의 기울기인 줄무늬의 기울기를 이용한다. 시간과 주파수 영역에서 이동보상 CSDM은 다음과 같이 쓸 수 있다[55].

$$\mathbf{R} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{y}_i(w(t_i), t_i) \mathbf{y}_i^H(w(t_i), t_i) . \quad (4.12)$$

여기서  $w(t_i)$ 는 식 (4.11)로부터 주어진다. 즉, 다른 시간에 수신된 각각의 신호단편에서 식 (4.11)에 따라 표적의 이동에 따른 주파수 변화율(frequency change rate, FCR) 을 적용하여 각각 다른 주파수의 신호단편들로 CSDM을 구성한다. 따라서 이동보상 알고리즘은 다음과 같은 단계로 이루어진다. 1) N 개의 시간단편에 포함된 표적의 이동 추정, 2) 식 (4.12)와 같은 CSDM을 구성하기 위하여 시간과 주파수 영역에서 데이터 추출, 3) 속도 보정된 CSDM을 적용한 적응 정합장처리 수행.

이동보상 알고리즘을 적용할 때 먼저 표적의 이동을 정확하게 추정할 수 있어야 한다. 기존에는 주파수 변화율을 바꾸면서 구성한 CSDM을 고유치 분해하여 최대 고유값의 크기를 비교함으로써 최대 고유값에 해당하는 주파수

변화율을 표적과 선배열 사이의 상대 속도에 대응한다고 가정하고, 식 (4.12)와 같이 이동이 보상되는 CSDM을 추정한다[47]. 그러나 이 방법은 신호의 크기와 속도가 비슷한 다중표적들이 존재하는 환경에서는 신호들이 서로 상관되어 있어서 원하는 표적에 대한 주파수 변화율을 추정하는데 실패하게 된다. 또한 이 방법으로 다중표적 각각의 속도를 추정하기는 더욱 어렵다.

본 논문에서는 신호의 크기와 속도가 비슷한 다중표적들이 존재하는 환경에서 각 표적들의 이동속도를 독립적으로 추정할 수 있는 기법으로 다중표적의 방사속도 (radial velocity) 를 추정할 수 있는 조향빔처리 (steered beam processing) 기법을 제안한다. 다중표적이 존재할 경우에 강한 간섭표적들의 위치는 정합장처리로부터 쉽게 추정된다. 따라서 간섭표적의 추정위치( $\theta_s$ )에 대한 복제음장과 식 (4.7)과 식 (4.11)로부터 결정된 주파수 변화율을 적용한 각각의 신호단편을 정합시킨다. 이미 이동보상의 대상인 표적의 위치를 알고 있기 때문에 많은 수의 신호단편을 평균하여 CSDM을 추정할 필요는 없다. 단지 표적의 이동효과가 출력에 최대한 반영되도록 하기 위하여 각각 다른 시간에 해당하는 위치의 표적 정보를 갖는 신호단편을 하나씩 사용하여 조향빔처리를 위한 CSDM을 아래와 같이 추정한다.

$$\mathbf{R}(w_{ij}) = \mathbf{y}(w_{ij})\mathbf{y}^H(w_{ij}), \quad i = 1, \dots, N_\beta \quad (4.13)$$

$$j = 1, \dots, N,$$

여기서  $N_\beta$ 는 주파수 변화율의 가짓수이고  $N$ 은 신호단편의 수이다. 식 (4.13)

을 적응 정합장치리에 그대로 적용하면 행렬 역산을 추정할 수 없게 되므로 적절한 크기의 백색잡음을 대각성분에 부가 해주면, 표적위치  $\theta_s$  에 대하여 조향된 출력은 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\mathbf{B}(w_i; \theta_s) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \frac{1}{\mathbf{a}^H(w_o; \theta_s) (\mathbf{R}(w_{ij}) + \epsilon \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a}(w_o; \theta_s)} . \quad (4.14)$$

전체 주파수 변화율의 범위로 설정한  $N_\beta$ 까지 식 (4.14)의 계산을 반복 수행하고, 출력의 최대치를 탐색하면,  $N_\beta$  내에서 표적의 이동이 보상되는 주파수 변화율 ( $\Delta f(\theta_s) \equiv B_{\max}[\mathbf{B}(w_{i(1 \sim N_\beta)}, \theta_s)]$ ) 즉, 표적의 방사속도를 추정할 수 있게 된다. 추정된 주파수 변화율을 CSDM에 적용하면  $N$ 개의 신호단편은  $N\Delta f(\theta_s)$  와 같은 주파수밴드를 갖는다.

추정된 주파수 변화율을 이용하여 식 (4.12)를 다시 쓰면 다음과 같으며,

$$\mathbf{R}(N\Delta f(\theta_s)) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{y}_i(w_i) \mathbf{y}_i^H(w_i) , \quad (4.15)$$

여기서  $w_i = w_0 + (i)\Delta f(\theta_s)$  이다.

식 (4.15)를 적용하여 정합장치리하면  $\Delta f(\theta_s)$ 에 해당하는 이동이 보상된 출력을 얻게 된다.

$$\mathbf{B}(\theta_s) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(w_o) (\mathbf{R}(N\Delta f(\theta_s)) + \epsilon \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a}(w_o)} . \quad (4.16)$$

### 4.3 모의 수치실험

위에서 설명한 이동보상 주파수 변화율의 탐색을 위한 조향빔처리 기법과, 그 결과를 이용한 이동보상 알고리즘의 특성 분석을 위하여 모의 수치실험을 수행한다. 실험조건은 표적이 하나만 존재하는 경우와 두개의 표적이 동시에 존재하는 다중표적으로 가정한다. 수심은 200 m이고 음속이 1500 m/s로 일정한 Pekeris 도파관에서, 수심 10 m에서부터 190 m사이에 21개의 수신기가 등간격으로 위치해 있으며, 신호단편은 21 초 동안 1 초 길이로 21 개를 취한다.

먼저 조향빔처리에 의한 주파수 변화율 추정성능을 분석한다. 그림 4.2. (a)는 주파수 변화율과 SNR 에 따라 모든 신호 단편을 평균하여 추정한 CSDM을 고유치 분해하여 최대 고유치만을 나타낸 그림이다/ 여기서 표적거리는 2000m 이고, 방사속도는 14m/sec 이다. 흰색 동그라미 표시는 SNR별 최대 출력을 보이는 주파수 변화율을 나타내며, 표적의 방사속도에 해당하는 주파수 변화율은 SNR에 상관없이 0.7 Hz가 되어야 한다. SNR이 -1 dB 보다 크면 주파수 변화율이 0.6 ~ 0.7 Hz이지만, -1 dB 보다 낮으면 0.25 ~ 0.8 Hz까지 산포되어 적용 가능한 주파수 변화율을 선택하기 어렵다. 그림 4.2. (b)는 조향빔처리를 이용하여 주파수 변화율과 SNR에 따른 빔출력을 나타낸 그림이다. 그림에서 -10 ~ 10 dB의 SNR 범위에서  $0.7 \text{ Hz} \pm 0.05 \text{ Hz}$ 의 매우 양호한 추정 결과를 볼 수 있다.

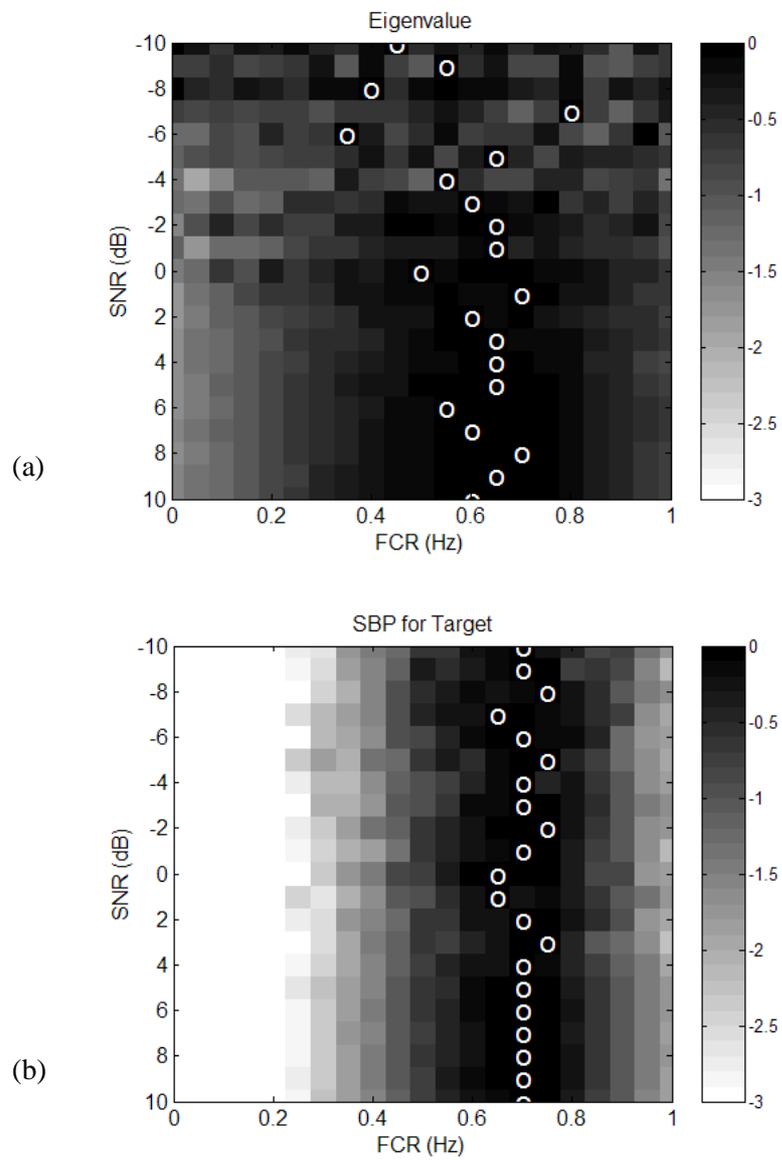


Figure 4.2 Estimations of frequency change rate for a single target. (a) Eigenvalue method based on data. (b) Steered beam processing.

다음은 거리 2000 m, 수심 60 m에 4 m/sec의 저소음 표적이 있고, 거리 2000 m, 수심 10 m에 14 m/sec의 간섭표적이 존재하는 다중표적 조건에서 주파수 변화율을 추정하였다. 표적의 방사속도에 해당하는 주파수 변화율은 저속의 표적은 0.2 Hz이고 고속의 간섭표적은 0.7 Hz이다.

먼저 저소음 표적과 간섭표적의 SIR을 -5 dB로 고정하고 SNR을 변화시키면서 주파수 변화율을 추정한다. 그림 4.3. (a)에서 최대 고유값을 나타내는 흰색 동그라미가 0.6 Hz를 중심으로 분포하고 있음을 알 수 있으며, 참값인 0.7 Hz 보다 낮게 추정된다. 이것은 최대의 고유값이 고속의 고소음 표적을 나타내지만 저소음 표적의 영향이 다소 포함되어 있기 때문일 것이다. 그림 4.3. (b)는 저소음 표적의 위치에 대하여 식 (4.13)과 식 (4.14)를 이용하여 추정한 결과이며, SNR이 -9 dB 이하인 경우를 제외하고 0.2 Hz의 주파수 변화율이 추정된다. 그림 4.3. (c)는 간섭표적의 위치에 대하여 조항빔처리를 이용하여 추정한 결과이며, 전체의 SNR에서 참값에 가까운 0.7 ~ 0.75 Hz의 주파수 변화율이 추정된다. 따라서 다중표적인 경우에도 조항빔처리 기법에 의한 주파수 변화율 추정이 가능하며, 기존의 고유치를 이용하는 기법의 결과보다 정확한 추정이 이루어짐을 볼 수 있다.

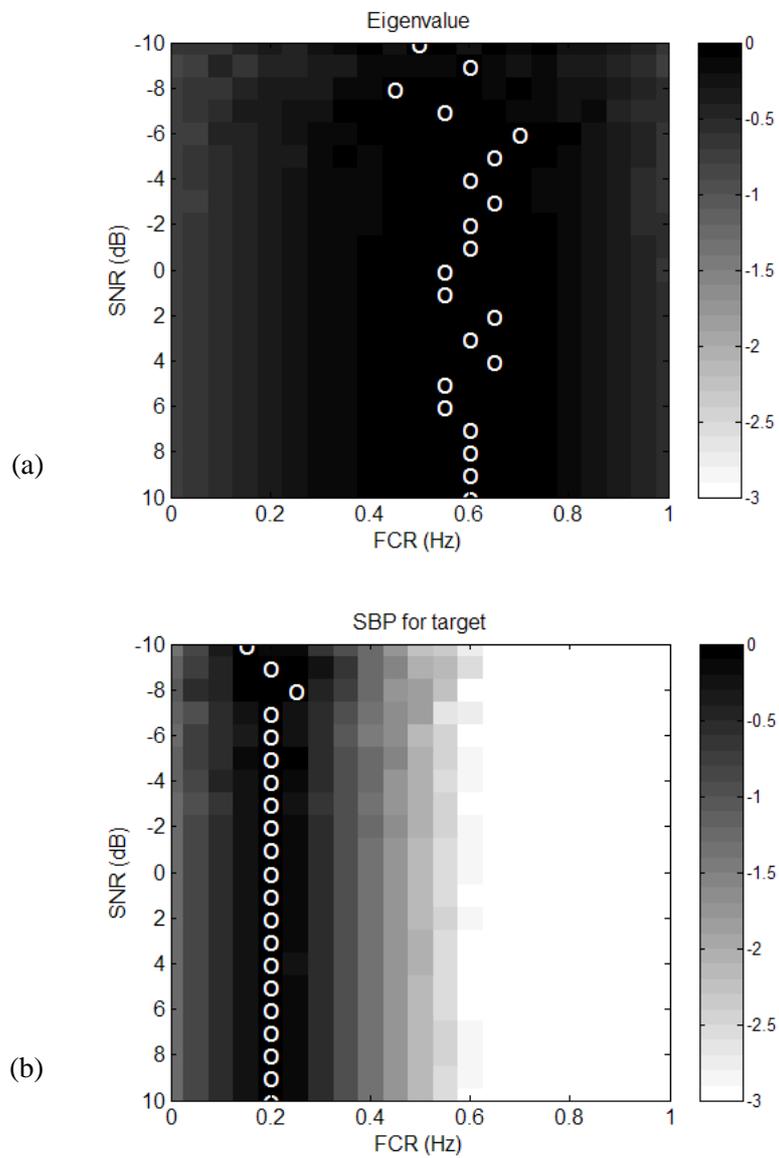


Figure 4.3 Estimations of frequency change rate for two targets. (a) Eigenvalue method based on data. (b) Steered beam processing on the target (0.2 Hz). (c) Steered beam processing on the interferer (0.7 Hz).

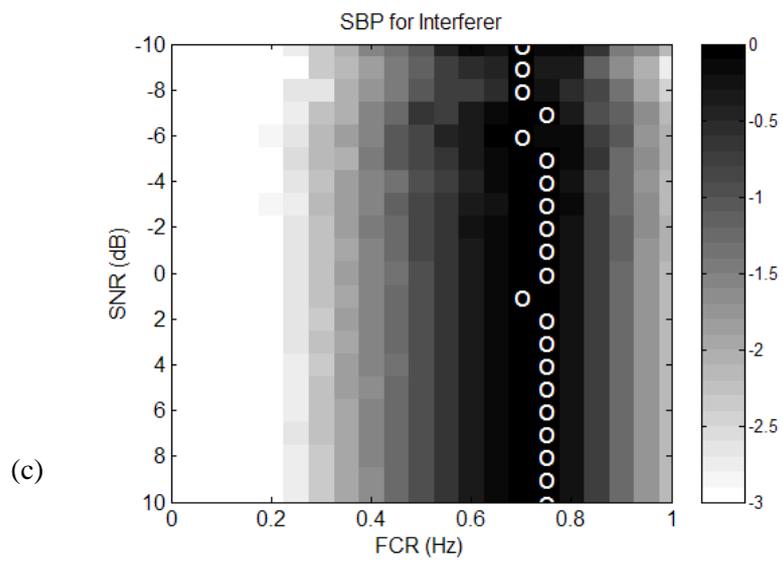


Figure 4.3 (Continued).

다음은 SNR을 -5 dB로 고정하고 표적과 간섭표적의 신호 비율을 -10 ~ 10 dB 범위에서 변화시키며 추정성능을 비교한다.

그림 4.4. (a)는 SIR이 0 dB 보다 높은 경우에 최대 고유값을 갖는 흰색 동그라미가 0.2 Hz 를 기준으로  $\pm 0.15$  Hz 의 이내에 분포하고 있으며, SIR 이 0 dB 보다 낮은 경우에는 0.5 Hz에서 0.65 Hz 사이에 분포한다. 이것은 다중표적이 존재하는 경우에 신호들이 서로 상관되어서 고유값에서 분해가 쉽지 않음을 보여준다. 그림 4.4. (b)와 (c)는 조항빔처리를 적용하여 추정한 결과이며, 저소음 표적에 대한 그림 4.4. (b)는 SIR과 무관하게 0.15 Hz ~ 0.25 Hz의 주파수 변화율이 추정된다. 간섭표적에 대한 그림 4.4. (c)에서도 0.7 Hz ~ 0.8 Hz가 추정되어 SIR과 무관하게 주파수 변화율의 추정이 가능함을 보여준다.

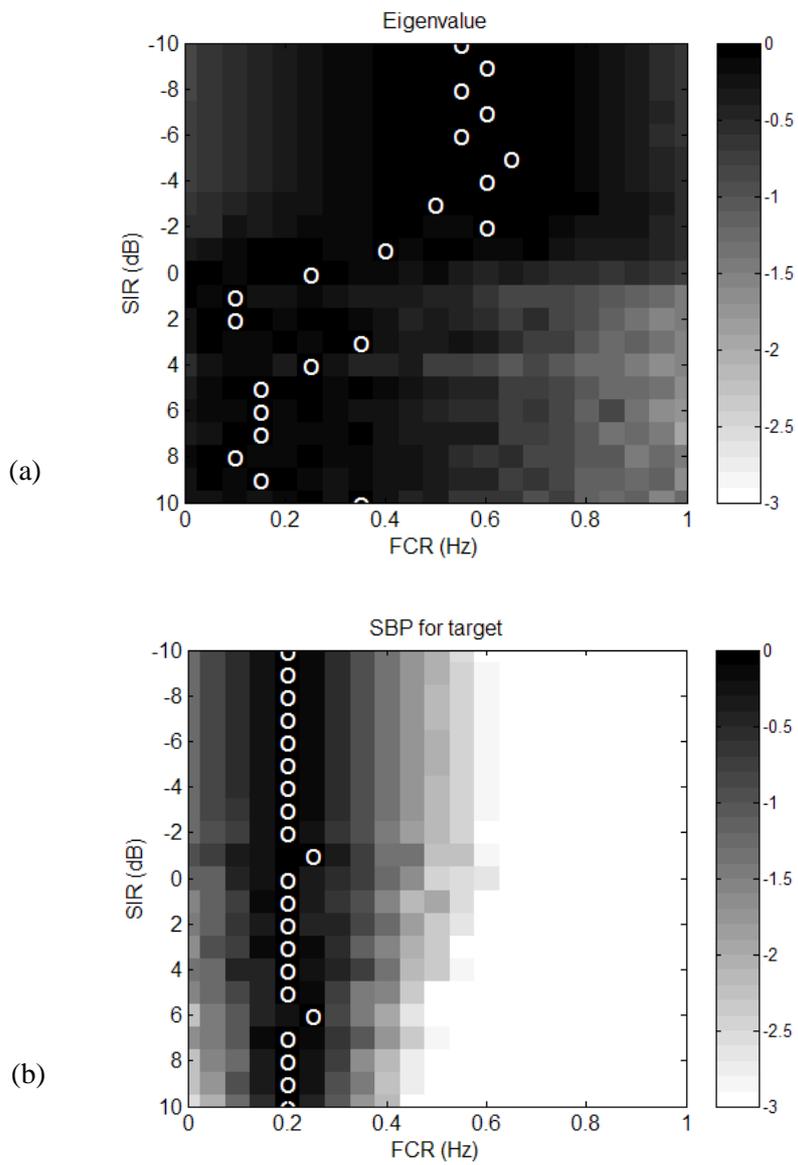


Figure 4.4 Estimations of frequency change rate for two targets. (a) Eigenvalue method based on data. (b) Steered beam processing on the target (0.2 Hz). (c) Steered beam processing on the interferer (0.7 Hz).

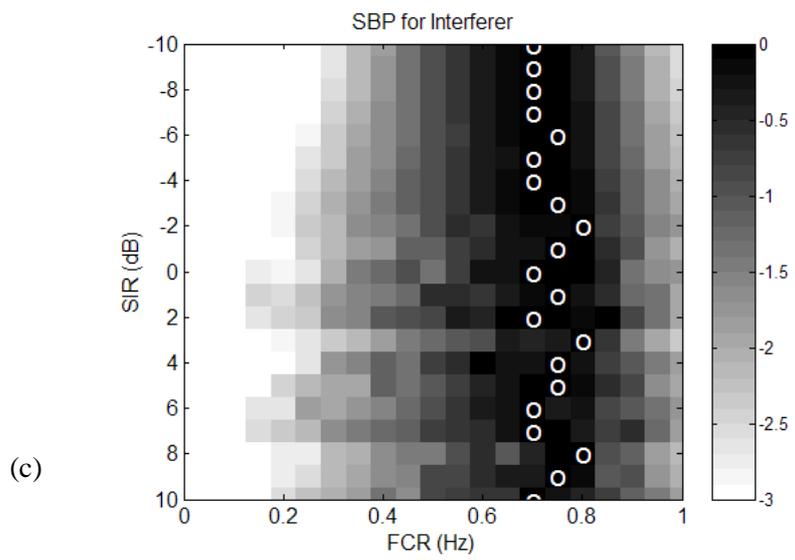


Figure 4.4 (Continued).

다음은 조향빔처리 기법을 이용하여 주파수 변화율을 추정하고, 이를 이용한 이동보상 결과를 분석한다. 저소음 표적의 위치는 거리 2000 m, 수심 60 m이고, 고소음 간섭표적의 위치는 거리 2000 m, 수심 10 m이다. SNR과 SIR은 모두 -10 dB이고, 저소음 표적의 속도는 4 m/sec이고 고소음 간섭표적의 속도는 14 m/sec이다. 21개의 신호단편을 평균하여 CSDM을 구성한다. 그림 4.6의 (a)는 이동보상을 하지 않은 CSDM을 사용한 결과이며, 고소음 표적의 영향으로 저소음 표적의 분리가 어렵고 고소음 표적만 탐지되는 경우이다. 따라서 고소음 간섭표적은 모호면에서 최대의 출력이 나타난 거리 2000 m와 수심 11 m의 좌표와 일치하며, 복제음장을 이용하여 추정한 주파수 변화율은 0.7 Hz이다(그림 4.5). 그림 4.6의 (b)는 앞에서 추정한 주파수 변화율을 각각의 신호단편에 적용한 CSDM을 이용하여 정합장처리 한 결과이며, 간섭표적의 이동이 보상됨으로써 정지상태가 되어 고소음의 부엽에 묻혀있던 저소음의 분리가 가능하다. 그림 4.7은 거리 2000 m에서의 수심별 출력 비교이며 이동보상 후에 인접 위치에 대한 간섭표적의 영향이 낮아짐으로써, 간섭표적의 위치가 명확해지고 저소음 표적의 SBNR이 5 dB 이상 개선됨을 볼 수 있다.

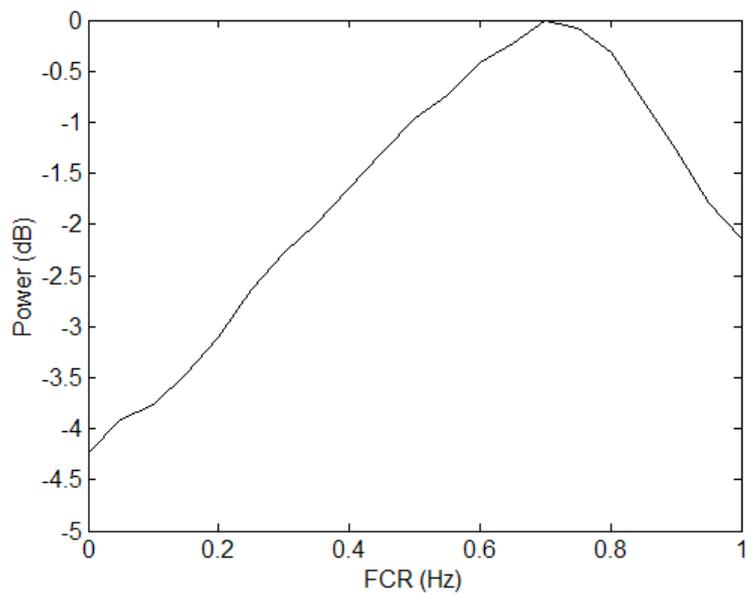


Figure 4.5 Frequency change rate at the position of the interferer at 2000 m in range and 11 m in depth.

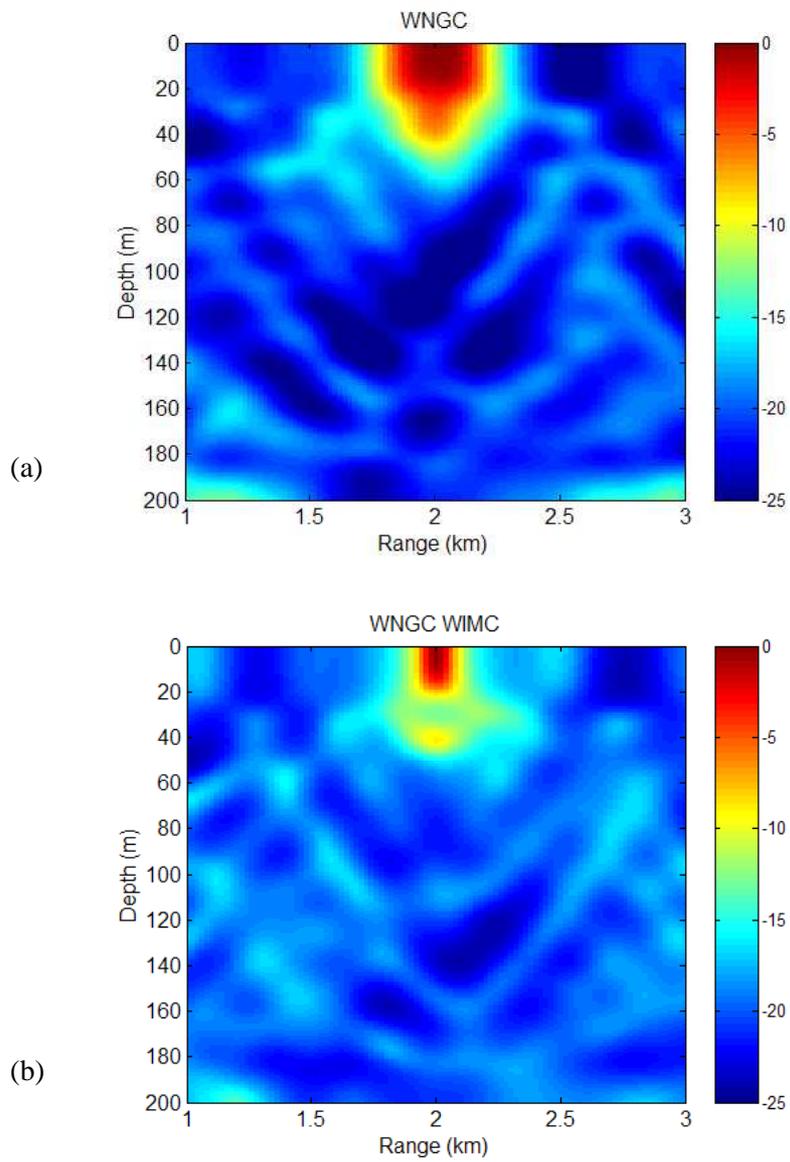


Figure 4.6 WNGC output for two targets. (a) No motion compensation. (b) After motion compensation.

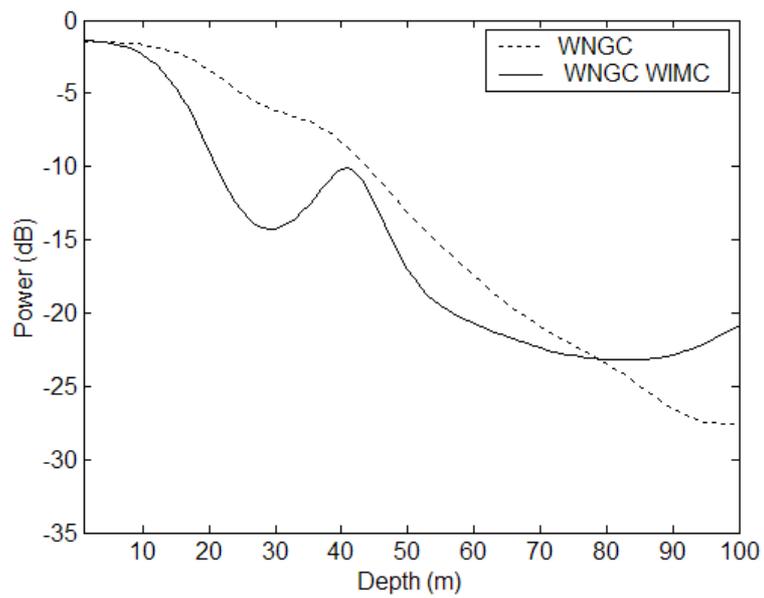


Figure 4.7 Cross sections of the ambiguity surface after motion compensation at 2000 m in range.

그림 4.9는 저소음 표적이 거리 2000 m와 수심 60 m에 있고, 고소음의 간섭표적이 거리 2300 m와 수심 60 m에 있는 경우에 적용한 결과이다. 실험 조건은 그림 4.6의 경우와 동일하고 SIR은 -5 dB이다. 그림 4.9의 (a)는 이동보상을 하지 않은 CSDM을 사용한 결과이며, 역시 고소음 표적의 영향으로 저소음 표적의 분리가 어렵다. 최대 출력이 나타난 거리 2300 m, 수심 60 m의 좌표에서 추정된 주파수 변화율은 참값에 가까운 0.75 Hz이다(그림 4.8). 그림 4.9의 (b)는 추정된 주파수 변화율을 이용하여 정합장치 처리 한 결과이며, 간섭표적의 이동이 보상됨으로써 고소음의 부엽에 묻혀있던 저소음이 분리된다. 그림 4.10은 수심 60 m에서의 거리별 출력 비교이며 이동보상 후에 저소음 표적의 SBNR이 5 dB 이상 개선됨을 볼 수 있다.

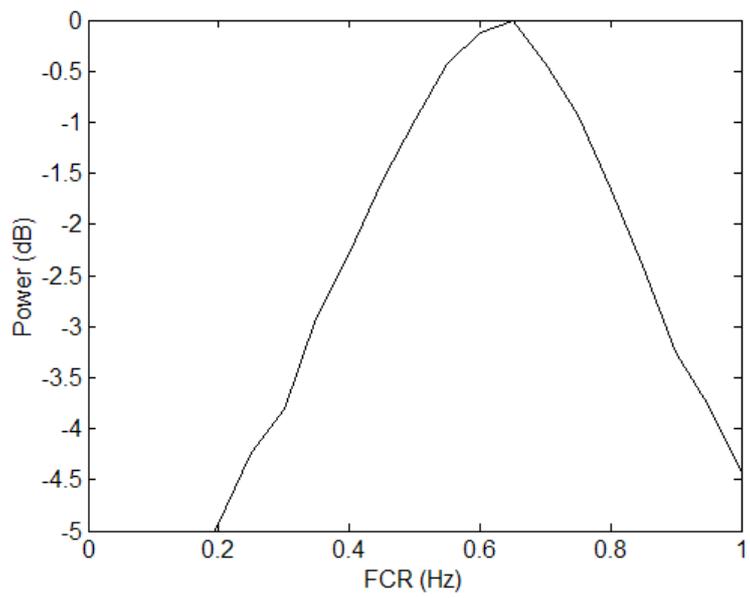


Figure 4.8 Frequency change rate at the position of the interferer at 2000 m in range and 60 m in depth.

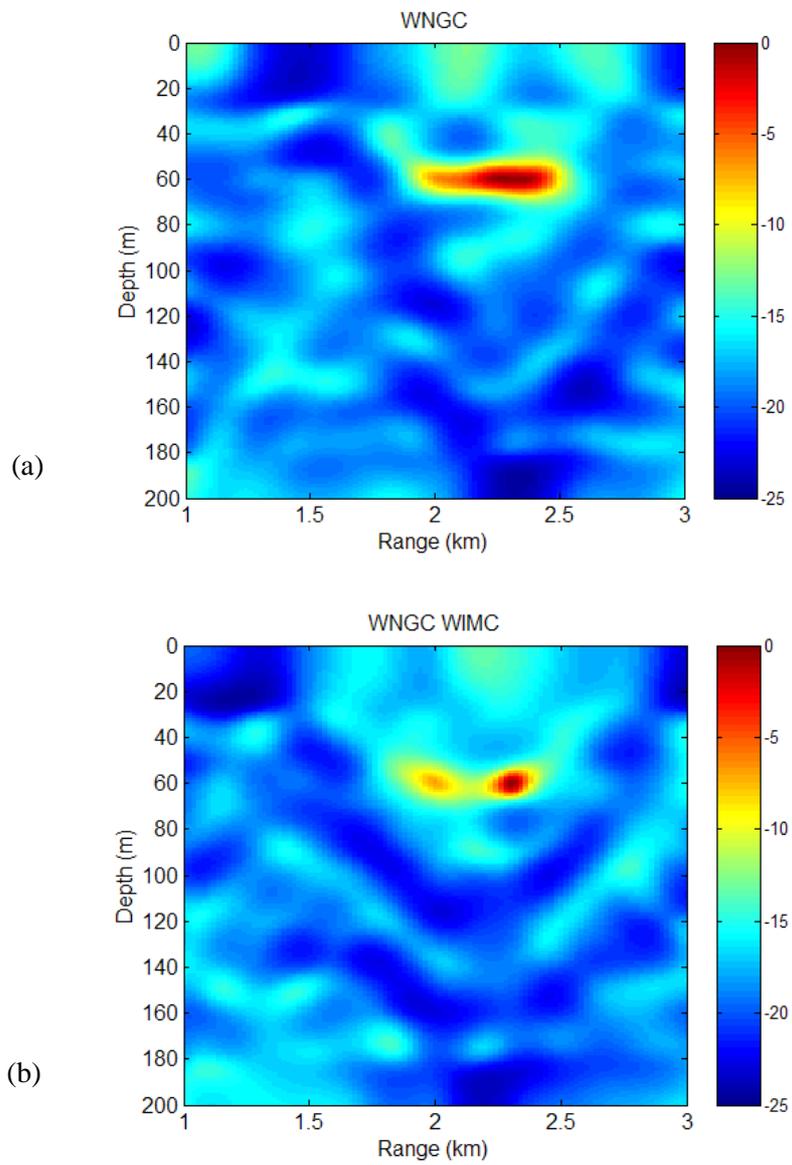


Figure 4.9 WNGC output for two targets. (a) No motion compensation. (b) After motion compensation.

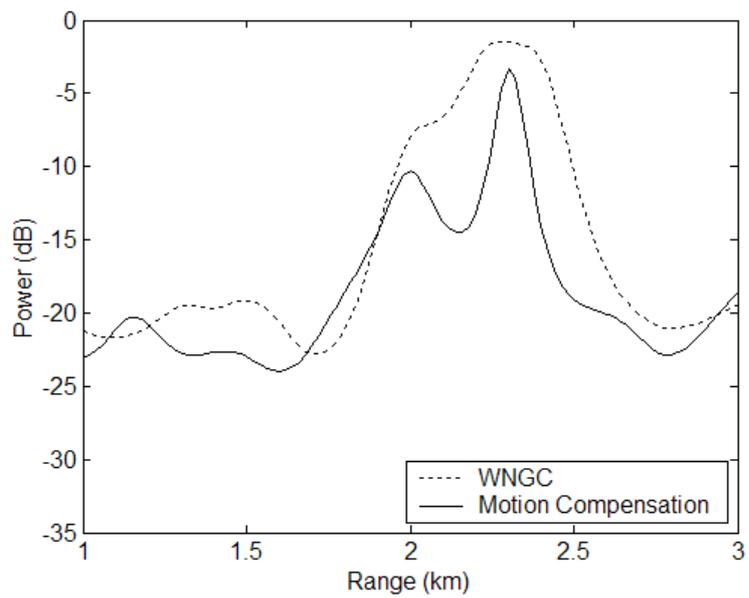


Figure 4.10 Cross sections of the ambiguity surface after motion compensation at 60 m in depth.

#### 4.4 해상실험 적용 결과

제안한 정합장치리 이동보상 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 SWellEx-96 실험 자료를 이용한다. SWellEx-96 실험 기간에 대형 상선이 선배 열 주변을 지나며 방사한 소음이 수신되었다. 상선이 방사한 소음은 광대역의 랜덤 소음 특성을 보이며, 그 중에서 예인음원의 신호와 중복되지 않는 주파수들을 선택하여 사용한다.

그림 4.11은 상선으로부터 수신된 광대역 소음에서 53, 54, 56, 57, 59, 60, 62, 66, 68, 69, 71, 72, 74 Hz를 선택하여 Bartlett과 WNGC를 사용하여 비상관 광대역 정합장치를 수행한 결과를 보여준다. 실제 상선의 수심은 10m 로 추정되지만 정합장치리 결과로부터 추정된 수심은 15 m ~ 20 m 이다. 따라서 거리에 따라 수심 20 m의 단면 출력을 그림으로 나타내었다. 약 3 분부터 25 분까지 거리 약 3 km를 출발하여 6 km 까지 이동하는 상선의 궤적을 확인할 수 있으며, 이동 속도가 급격하게 빨라지는 16분 이후에는 규칙적인 무늬 형태의 부엽 궤적이 많이 나타난다.

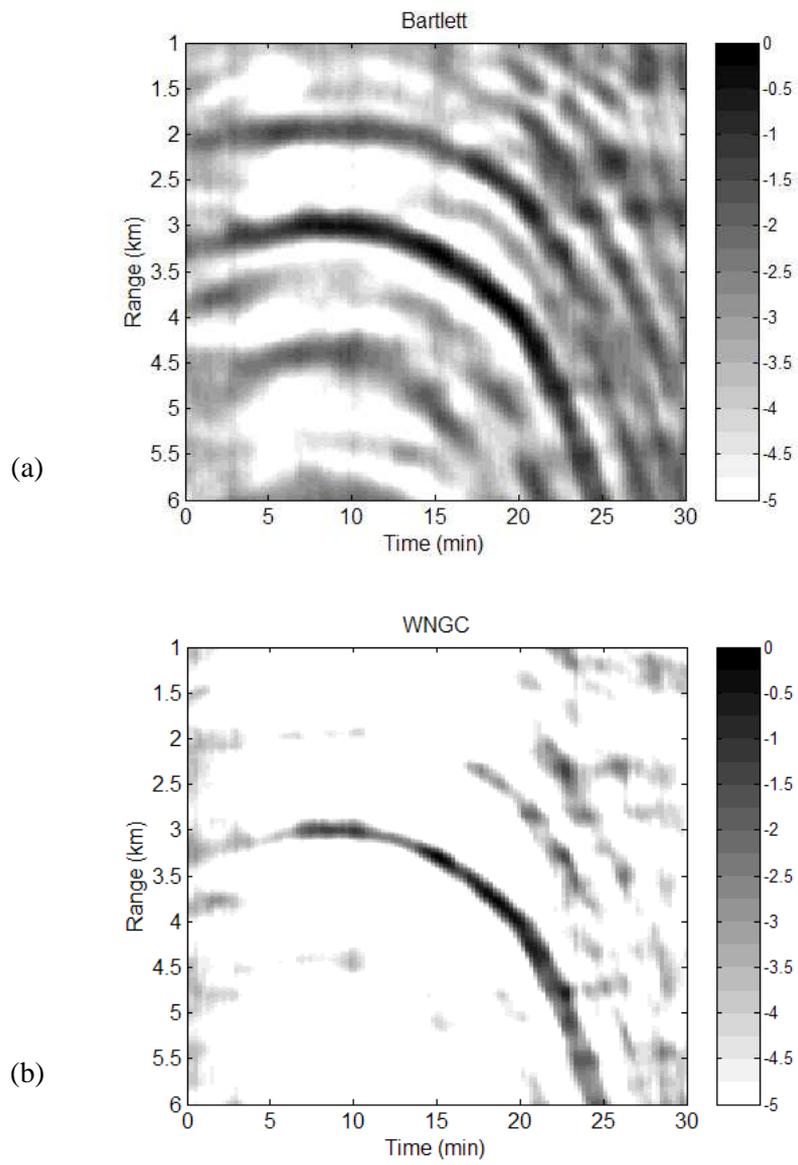


Figure 4.11 Surface ship track. (a) Bartlett output. (b) WNGC output.

이동보상 알고리즘을 검증하기 위하여 상선의 광대역 신호를 두 번 사용하여 수상에 2개의 표적이 동시에 존재하는 상황을 만든다. 저소음 표적은 18 분 부터 신호를 그대로 적용하고, 고속의 간섭표적은 19 분부터 속도가 저소음 표적의 2배가 되도록 신호단편을 취하여 CSDM에서 중첩하여 합성한다. 그러므로 합성된 신호에는 두 개의 표적이 동시에 존재하게 된다.

그림 4.12는 저속의 저소음 표적과 고속의 고소음 간섭표적이 동시에 존재하는 상황에서 정합장처리한 결과를 보여준다. 신호단편 수는 30 개, SIR은 -6 dB, WNG는 -3 dB이다. 그림 4.12 (a)는 합성하기 이전의 신호로부터 추정된 표적과 간섭표적의 이동경로를 보여주며, 저소음 표적은 18 분에 3.5 km에서 출발하여 약 28 분에는 4 km까지 이동하였고 고소음의 간섭표적은 18 분에 3.5 km에서 출발하여 약 25 분에는 6 km까지 빠르게 이동하였다. 그림 4.12 (b)는 합성된 이후의 WNGC 결과이며, 고소음 간섭표적의 경로가 23 분까지 잘 탐지되며, 예상 경로와 잘 일치하고 있다. 23 분부터는 간섭표적이 빠르게 움직이기 때문에 에너지가 넓게 퍼져있다. 저소음 표적의 경로는 고소음 간섭표적의 높은 부엽들의 크기와 유사하기 때문에 이동경로의 분리가 쉽지 않을 보여준다.

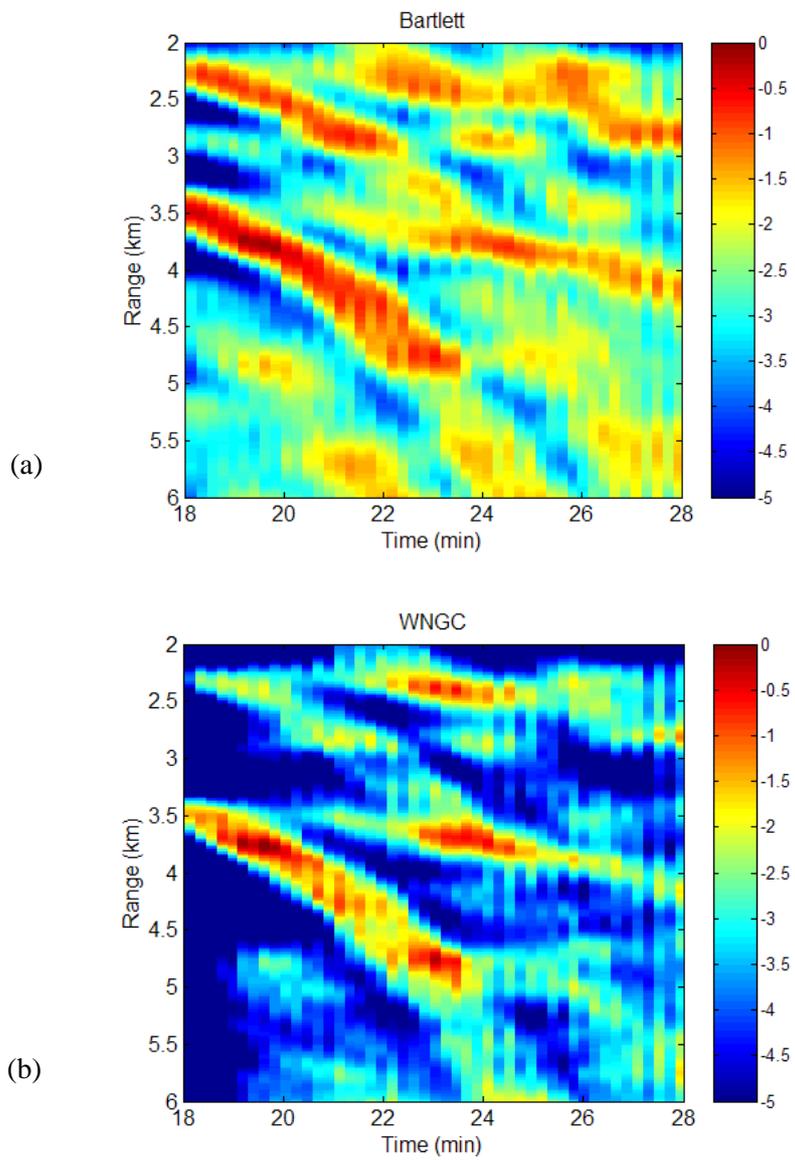


Figure 4.12 MFP output with frequency change rate 0.0 Hz. (a) Bartlett. (b) WNGC.

그림 4.13은 먼저 조항빔처리를 적용하여 간섭표적의 방사 이동속도를 추정된 결과를 보여준다. 조항빔처리를 위해서는 추정 대상의 위치정보가 필요하며, 그림 4.12 (b)의 정합장치리 결과로부터 간섭표적의 위치정보를 추정하였다. 조항빔처리 결과로부터 표적의 주파수 변화율 범위는 0.15 Hz ~ 0.3 Hz로 추정되고, 간섭표적의 주파수 변화율 범위는 0.3 Hz ~ 0.6 Hz로 추정되며, 시간에 따라 속도가 증가하면 주파수 변화율도 같이 증가한다.

조항빔처리 결과로부터 표적과 간섭표적의 이동을 보상하기 위하여 각각의 CSDM에 대하여 추정된 주파수 변화율과 평균 주파수 변화율을 사용하여 이동보상 결과를 비교하였다. 저소음 표적을 위하여 0.2 Hz의 평균 주파수 변화율을 선택하였으며, 고소음 간섭표적을 위해서는 0.5 Hz의 평균 주파수 변화율을 선택하였다.

Bartlett 과 WNGC 알고리즘을 사용하여 이동보상 정합장치리 결과를 산출하고 비교하였다. 그림 4.14는 0.2 Hz의 주파수 변화율을 일률적으로 적용하여 CSDM을 이용하여 표적의 이동을 보상한 정합장치리 결과이며, 그림 4.15는 0.5 Hz의 주파수 변화율을 적용한 정합장치리 결과이다. Bartlett 결과에서는 표적의 이동보상 효과는 낮지만, 간섭표적의 이동은 잘 보상되어 경로의 폭이 좁아지고 SBNR 이 1.5 dB 이상 향상되었다. WNGC 결과에서는 표적 이동경로의 연속성이 향상되고, Bartlett 결과보다도 SBNR이 1.5 dB 이상 향상되었다. 특히, 표적과 간섭표적의 주파수 변화율 차이에 따라 각각의 분리탐지 가능성이 향상되었다고 할 수 있다.

그림 4.16과 그림 4.17은 그림 4.13에 나타난 시간별 주파수 변화율을 그대로 적용하여 CSDM을 구성하고 정합장처리한 결과이다. 평균 주파수 변화율만 적용한 경우보다 부엽이 감소함으로써 SBNR이 개선되고, 이동경로의 폭도 다소 개선되었으나 큰 차이는 볼 수 없다. 따라서 탐지대상 표적의 속도 변화가 크지 않다고 가정할 수 있다면, 일정 시간동안 동일한 주파수 변화율을 적용하여도 참값과의 차이에서 발생하는 오차에도 불구하고 목적인 이동보상 효과를 기대할 수 있을 것으로 판단된다.

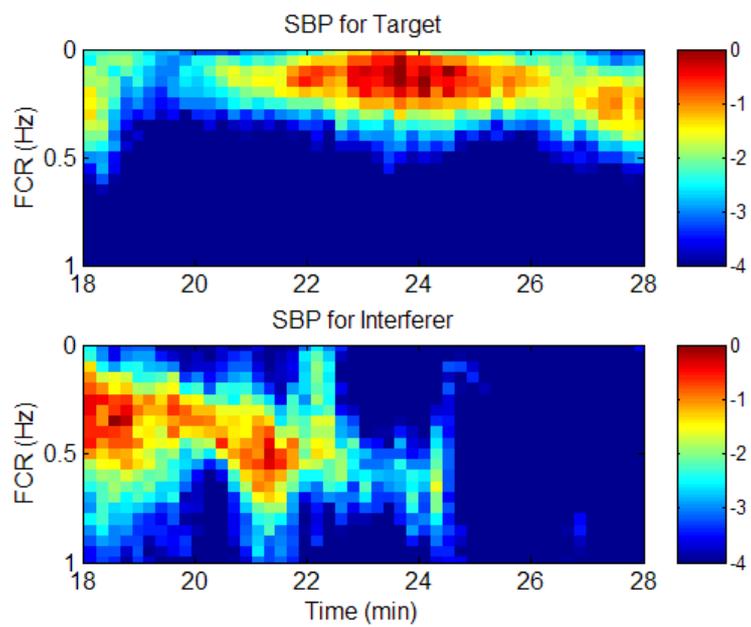


Figure 4.13 Steered beam processing outputs at the target position and the interferer position.

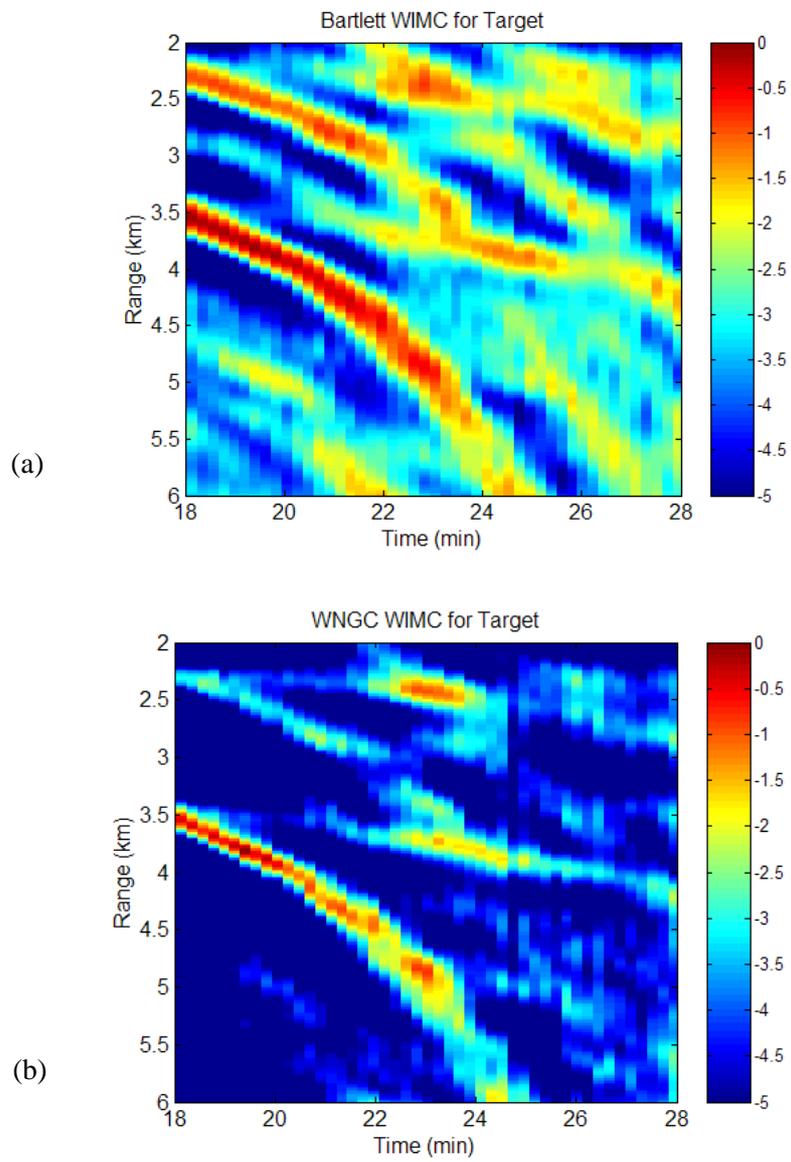


Figure 4.14 MFP output after motion compensation with mean frequency change rate 0.2 Hz for the target. (a) Bartlett. (b) WNGC.

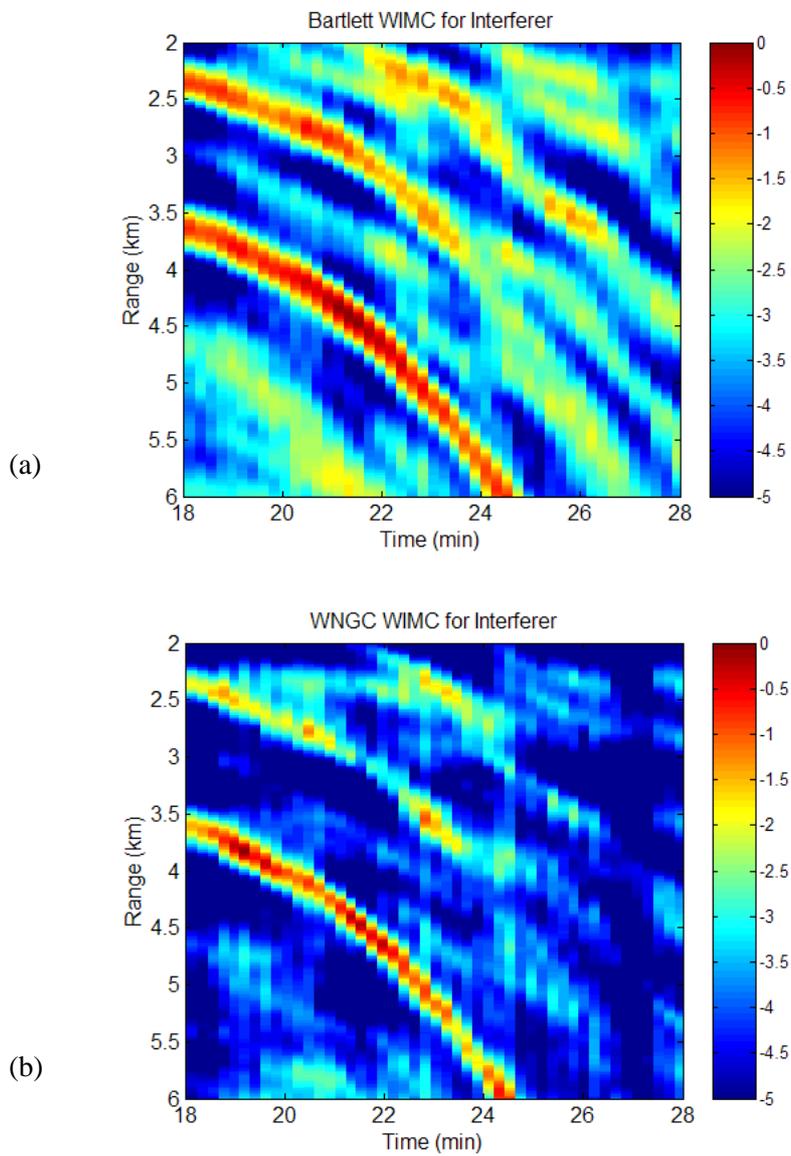


Figure 4.15 MFP output after motion compensation with mean frequency change rate 0.5 Hz for the interferer. (a) Bartlett. (b) WNGC.

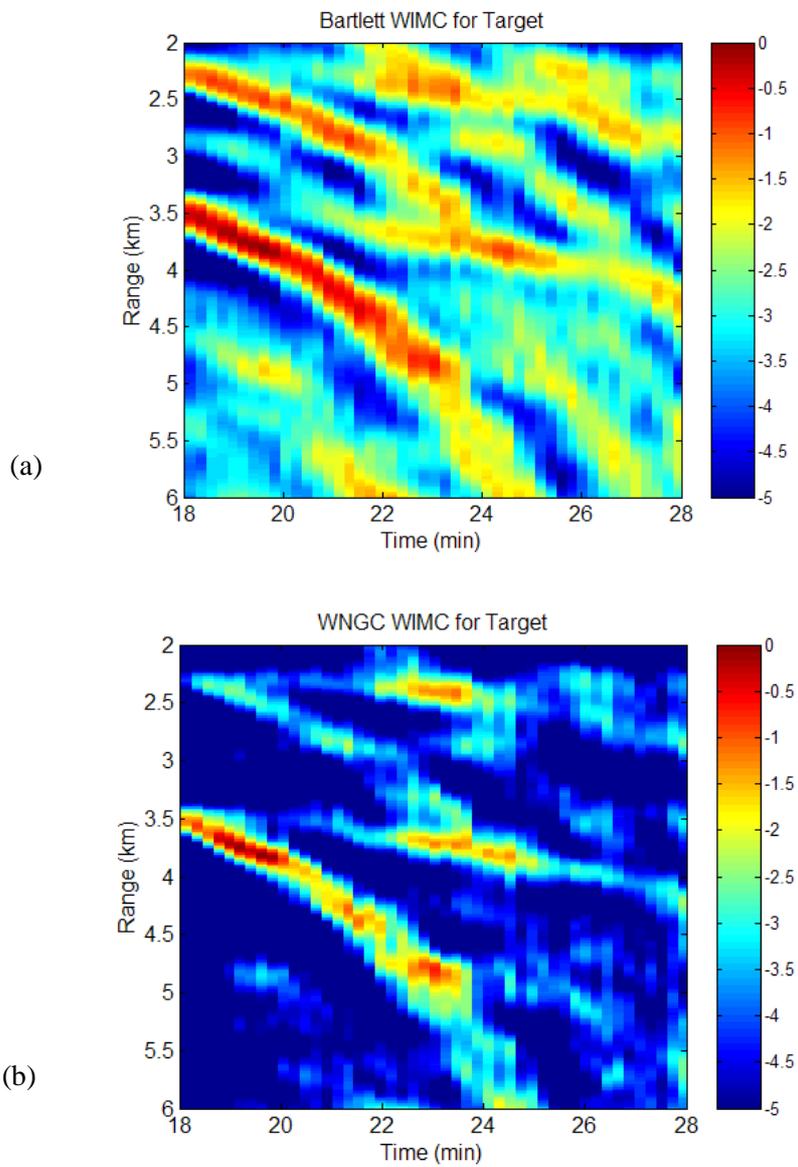


Figure 4.16 MFP output after motion compensation with frequency change rate at each time for the target. (a) Bartlett. (b) WNGC.

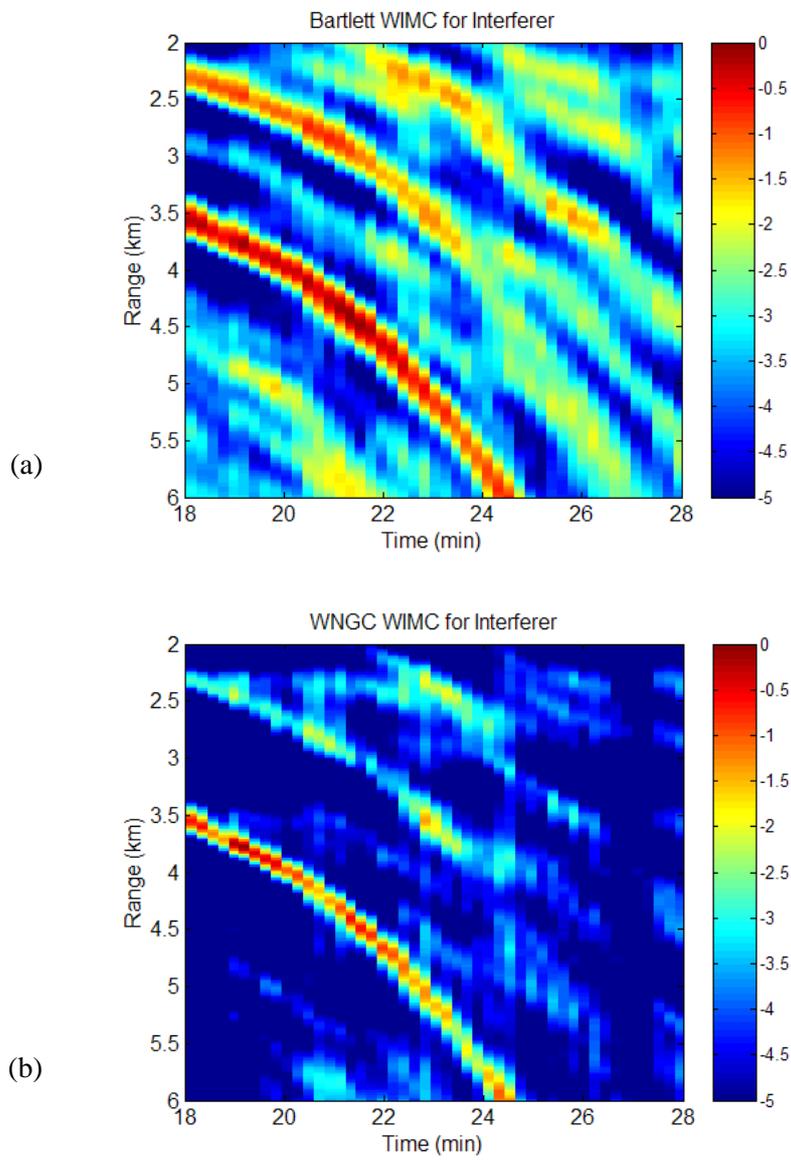


Figure 4.17 MFP output after motion compensation with every frequency change rate at each time for the interferer. (a) Bartlett. (b) WNGC.

이동보상 알고리즘의 적용을 위해서는 도파관 간섭형태의 줄무늬 기울기가 거리에 따라 변하지 않으며, 따라서 알고리즘 적용에 필요한 주파수 범위 내에서는 인접 줄무늬의 기울기가 같아야하는 제약조건이 있다. 이러한 조건은 Pekeris 도파관에서는 가능한 가정이지만 실제 해양환경에서는 다를 수 있다. 실제 해양환경에서는 모드 수와 주파수에 따라 줄무늬의 형태가 일정하지 않고 기울기가 다르게 나타나므로 이동보상 효과가 저하될 것이다. 그림 4.18은 SWellEx-96 당시 실험해역이었던 서부 캘리포니아 천해 실험해역에서 관측한 수온구조를 이용하여 몇몇 수신기의 수심에서 계산한 거리별 주파수의 간섭형태를 보여주며, 그림 4.1에서 보았던 이상적인 Pekeris 도파관의 간섭형태보다 기울기의 변화가 크고, 줄무늬의 일관성이 떨어짐을 볼 수 있다. 또한 줄무늬가 갑자기 도약하는 현상이 수심별로 다른 주파수에서 나타나고 있으며, 이는 모드의 변화에 의해 나타나는 현상이다. 그림 4.19는 실측자료를 주파수 분석한 후에 몇몇 수신기의 수심별로 거리별 주파수로 나타낸 것이며, 그림 4.18의 간섭형태와 매우 유사하다. 실측 자료에 나타난 간섭형태 역시 이상적인 Pekeris 도파관의 경우와 비교하면 기울기가 일정하게 유지되지 않고 규칙성이 비교적 낮으며, 특히 주파수가 낮아질수록 기울기의 변화가 증가한다. 따라서 이러한 조건 하에서 이상적인 이동보상 알고리즘을 적용한다면 성능의 저하가 예상된다.

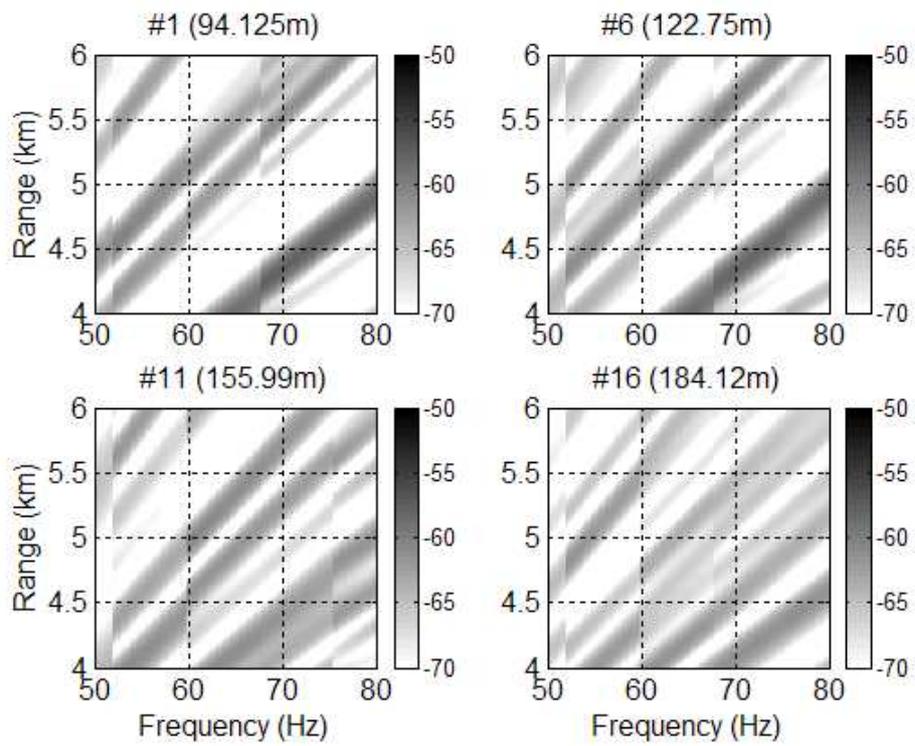


Figure 4.18 Modeled intensity as a function of frequency and range for a single receiver using the temperature profile measured at SWellEx-96 experimental site.

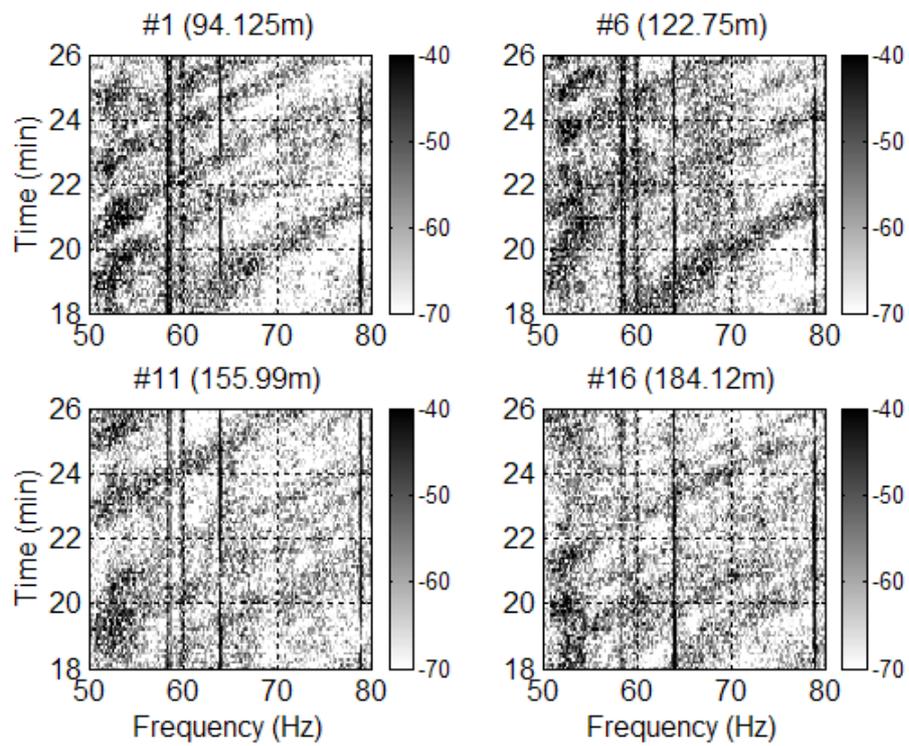


Figure 4.19 Measured intensity as a function of frequency and range for a single receiver in SWellEx-96 experimental site.

일관성이 낮은 간섭형태의 특성에 적합한 이동보상 알고리즘은 긴 관측시간 동안의 신호단편들로 구성된 하나의 CSDM 대신에 여러 개의 CSDM으로 나누어 짧은 시간에 대한 이동보상을 하는 시간분할 이동보상(time division-WIMC, TD-WIMC) 알고리즘을 적용하면 된다.

이동보상 후  $N$ 개의 신호단편에 대응되는 주파수폭은  $N\Delta f(\theta_t)$ 이며, 불변성이 낮다는 가정 하에  $N\Delta f(\theta_s) = [N_1\Delta f(\theta_s), N_2\Delta f(\theta_s), \dots, N_K\Delta f(\theta_s)]$ 와 같이 분할한다. 따라서 식 (4.12)에서 설명한 CSDM 추정 식을 다음과 같이  $N_K$  개의 CSDM으로 분할한다.

$$\mathbf{R}(N_k\Delta f(\theta_s)) = \frac{1}{N_k} \sum_{i=1}^{N_k} \mathbf{y}_i(w_i; t_i) \mathbf{y}_i^H(w_i; t_i), \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (4.17)$$

식 (4.17) 처럼 시간분할을 하면 주파수 변화율을 적용한 후의 각각의 CSDM이 갖는 강도와 위상의 불일치 오정합이 낮아지게 됨으로써 성능향상을 기대할 수 있다.

식 (4.17)을 사용하여 시간분할 WNGC 처리기를 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{B}_{WNGC}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{k=1}^{N_K} \frac{1}{\mathbf{a}^H(w, \boldsymbol{\theta}) (\mathbf{R}(N_k\Delta k(\theta_s)) + \epsilon \mathbf{I})^{-1} \mathbf{a}(w, \boldsymbol{\theta})}. \quad (4.18)$$

위의 시간분할(또는, 부밴드) 이동보상 알고리즘을 적용할 때 분할해야 하는 수인  $K$ 에 따라 식 (4.18)의 결과가 다르게 나타난다.  $K$ 가 매우 작아진다면

신호단편이 부족하게 됨으로써 CSDM 역산에 문제가 생길 수 있다. 그러나 CSDM에 적절한 대각 부가를 해주면 신호단편 부족에 따른 추정 성능 저하를 보완할 수 있다. SWellEx-96 자료 처리에서는 수회의 시도 끝에  $K$ 를 3개로 하고 CSDM을 분할하였다.

Bartlett 과 WNGC 알고리즘을 사용하여 시분할 이동보상 정합장치 처리 결과를 산출하고 시분할 이전의 결과와 비교하였다. 그림 4.20은 표적의 주파수 변화율을 적용하여 이동을 보상한 정합장치 처리 결과이며, 그림 4.21은 간섭표적의 주파수 변화율을 적용한 정합장치 처리 결과이다. Bartlett 결과는 표적과 간섭 표적의 이동보상 효과가 시분할을 하지 않은 경우(그림 4.16, 그림 4.17)보다 크게 향상되지 않았다. 표적에 대한 이동보상 CSDM을 적용한 WNGC의 결과에서는 시간분할을 사용하지 않는 경우보다 이동경로의 폭이 더욱 좁아지고 SBNR은 약 1.5 dB 이상 증가함으로써 저소음 표적의 이동경로가 더욱 뚜렷해졌다. 고소음 간섭표적의 빠른 이동을 보상한 결과에서도 시간분할을 사용하지 않는 경우보다 이동경로의 폭이 더욱 좁아지고 SBNR는 약 1.5 dB 이상 추가로 개선되었다. 또한 규칙적으로 발생하는 부엽의 효과가 월등히 낮아졌음을 볼 수 있다. 결과적으로 시간분할이 이동보상 알고리즘의 성능을 향상시켰다.

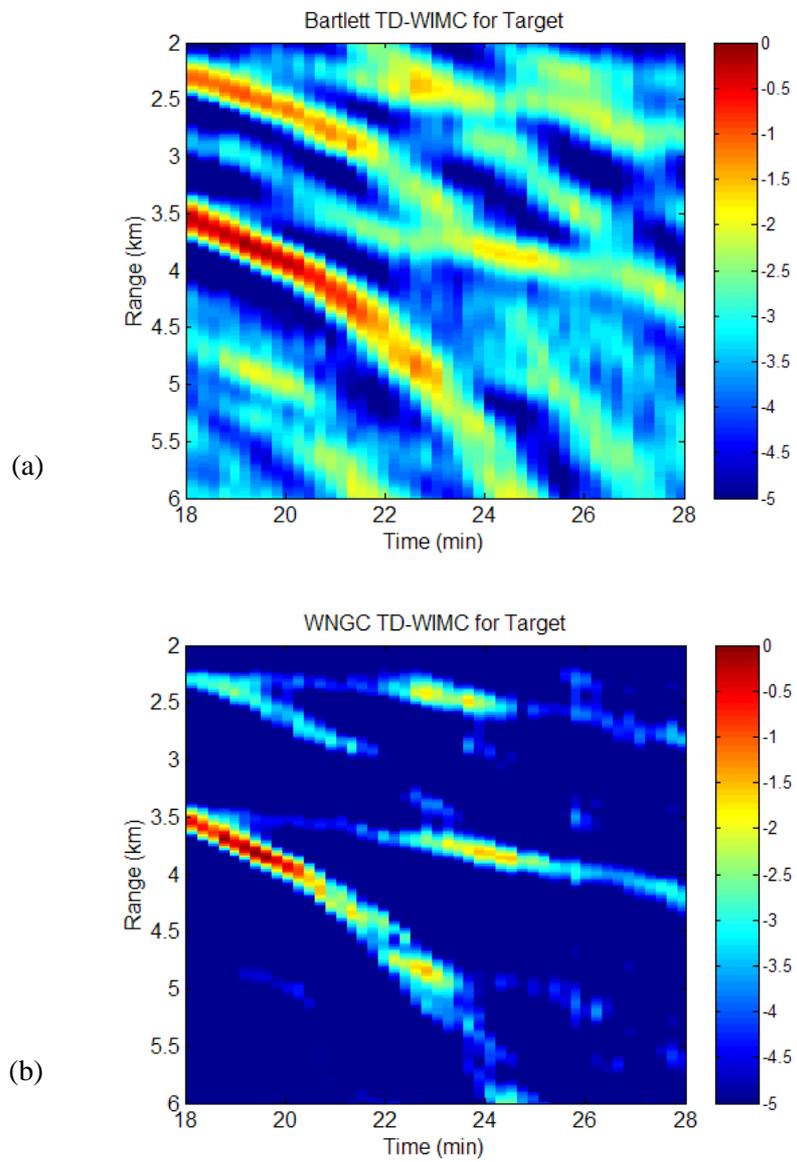


Figure 4.20 MFP output after time division motion compensation for the target.

(a) Bartlett. (b) WNGC.

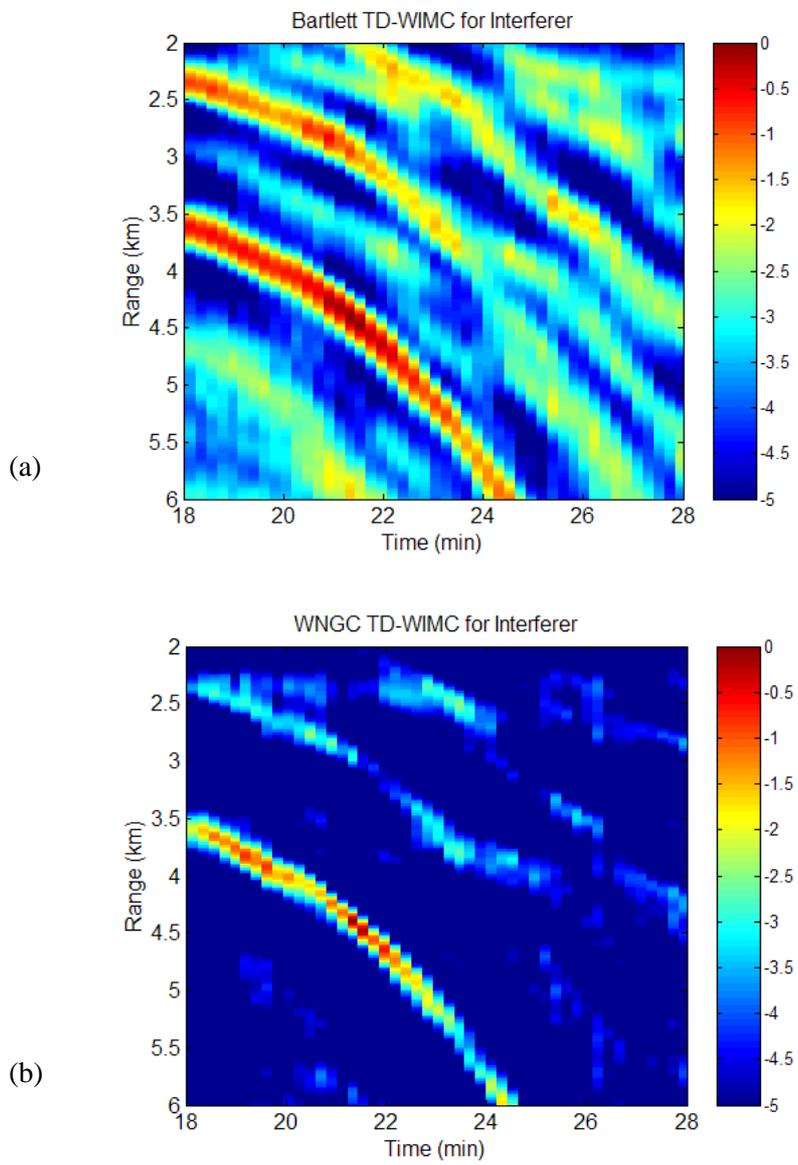


Figure 4.21 MFP output after time division motion compensation for the interferer.

(a) Bartlett. (b) WNGC.

## 제 5 장 결 론

고소음의 간섭표적과 저소음의 표적이 존재하는 천해환경에서 다중표적의 분리탐지 성능을 향상시키기 위하여 두 가지의 정합장치리 기법을 설명하였다.

첫 번째로, 여러 개의 구속조건을 동시에 줄 수 있는 MCM 기법의 성질을 이용하여 인접한 간섭표적의 영향을 줄이는 시도를 하였다. MCM 기법을 이용하면 조향위치 이외의 구속조건을 추가로 지정하여 간섭표적의 부엽을 효과적으로 필터링할 수 있다. 이를 위하여 다중 구속조건에 조향위치의 위치 벡터와 간섭표적의 위치벡터를 포함시킨 NDC를 이용한다. NDC 구속행렬은 각각의 신호단편에 포함된 간섭 부공간을 추정하여 제거하는 필터 역할을 할 수 있다. 즉, 조향위치 이외에 존재하는 간섭표적에 대한 영의 구속을 가하면 CSDM에서 구속벡터 성분의 이득이 제거 된다. NDC는 고소음의 빠른 표적에 의해 잠식된 DOF를 복원시킴으로서 결과적으로 DOF가 증가되어 인접한 저소음 표적의 분리탐지가 가능하게 된다. 간섭 필터링 기법의 가장 중요한 요소는 간섭 부공간의 적절한 추정이다. 간섭 부공간을 설정하는 NDC는 신호로부터 추출하거나 해양환경을 이용한 복제음장으로 구성할 수 있다. 본 논문에서는 간섭 부공간에 대한 NDC를 추정하기 위하여 자유로운 위치 선택의 장점이 있는 복제음장을 이용하였다.

MCM 기법의 성능을 검증하기 위하여 고소음의 간섭표적과 인접한 저소

음의 표적이 존재하는 상황을 모의하였다. 두 표적의 신호들이 서로 상관되어 있는 경우에도 간섭표적이 잘 제거되고 표적의 분리가 가능함을 확인할 수 있다. SWellEx-96 해상실험 자료를 이용하여 고소음의 간섭표적과 인접한 저소음의 표적이 존재하는 상황을 만들고 MCM 처리한 결과 간섭표적의 출력과 주변의 부엽들이 함께 낮아짐으로써 저소음 표적의 경로가 분리되었다. 결과적으로 간섭표적의 부엽 성분이 필터링 됨으로써 부엽에 묻혀있는 저소음 표적 신호의 이득이 복원됨을 확인 할 수 있었다.

두 번째로 도파관 불변성 현상을 이용하여 빠르게 움직이는 간섭표적의 속도를 보정하는 알고리즘을 설명하였다. 이 알고리즘은 광대역 자료기반 속도보정 기법에 해당하며, 시끄러운 간섭표적과 조용한 표적의 탐지 성능을 독립적으로 향상시킬 수 있다. 이동보상 알고리즘을 적용할 때 먼저 표적의 이동을 정확하게 추정할 수 있어야 한다. 조향빔처리 기법을 이용하면 신호의 크기와 속도가 비슷한 다중표적들이 존재하는 환경에서도 다중표적의 방사속도를 독립적으로 추정할 수 있다. 조향빔처리 기법은 SIR과 무관하게 주파수 변화율의 추정이 가능하다. 도파관 불변성이 미약해서 일관성이 낮은 간섭형태를 갖는 도파관에 적합한 이동보상 알고리즘으로써 긴 관측시간 동안의 신호단편들로 구성된 하나의 CSDM 대신에 여러 개의 CSDM으로 나누어 짧은 시간에 대한 이동보상 후에 비상관처리 하는 시간분할 이동보상 알고리즘을 적용하였다.

이동보상 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 수치실험을 수행하고,

SWellEx-96 해상실험 자료를 이용하여 다중표적 상황을 만들었다. 표적의 이동을 보상해주면 SBNR이 개선되고 이동경로의 폭이 좁아진다. 특히, 이동 속도가 다른 인접 표적의 이동경로가 사라지게 되고, 부엽의 효과도 전반적으로 낮아짐으로써 탐지성능이 향상됨을 확인할 수 있었다.

제안한 도파관 공간간섭 필터링 알고리즘과 도파관 불변성 기반 이동보상 알고리즘은 기존의 정합장치리 기법에서 요구하는 환경자료만 있으면 적용 가능하므로, 환경오정합이 존재하는 경우에도 탐지된 간섭표적의 에너지를 제거하거나 표적의 이동을 보상하여 정지 상태와 동일한 안정된 상태가 되도록 함으로써 탐지 및 추적 정확도가 향상될 것으로 기대된다.

## 참고문헌

- [1] W. Carey and H. Bucker, "Environmental acoustic influence on array beam response," J. Acoust. Soc. Am., 104, 133-140 (1987).
- [2] S. Finette and R. Oba, "Horizontal array beamforming in an azimuthally anisotropic internal wave field," J. Acoust. Soc. Am., 114, 131-144 (2003).
- [3] J. Park, S. Kim, Y. Na, Y. Kim, T. Oh, and J. Na, "Measurement of horizontal coherence using a line array in shallow water," J. Acoust. Soc. Kor., 22(2E), 78-86 (2003).
- [4] 박정수, 천승용, 이성은, 심태보, "다중경로 음파전달이 HLA의 근거리 방위탐지에 미치는 영향," 한국음향학회지 16(6), 100-105 (1997).
- [5] 박정수, 최진혁 "해양에서 근거리효과를 이용한 수동 위치추정 오차분석," 한국음향학회지 20(6), 75-81 (2001).
- [6] A. Tolstoy, Matched-field processing for underwater acoustics, World Scientific, Singapore (1993).
- [7] A. B. Baggeroer, W. A. Kuperman, and H. Schmidt, "Matched field processing: source localization in correlated as an optimum parameter estimation problem," J. Acoust. Soc. Am., 83, 571-587 (1988).
- [8] A. B. Baggeroer, W. A. Kuperman, and P. N. Michalevsky, "An overview of matched field methods in ocean acoustics," IEEE J. Ocean. Eng., 18, 401-424

- (1993).
- [9] J. Capon and N. Goodman, "Probability distributions for estimators of frequency wavenumber spectra," *Proc. IEEE* 58, 1789-1786 (1970).
- [10] H. Cox, R. M. Zeskin, and M. M. Owen, "Robust adaptive beamforming," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing* 35, 1365-1376 (1987).
- [11] L. M. Zurk, N. Lee, and J. Ward, "Source motion mitigation for adaptive matched field processing," *J. Acoust. Soc. Am.*, 113, 2719-2731 (2003).
- [12] C. Feuillade, D. R. DelBalzo, and M. M. Rowe, "Environmental mismatch in shallow-water matched-field processing: Geoacoustic parameter variability," *J. Acoust. Soc. Am.*, 85, 2180-2185 (1989).
- [13] 박재은, 정합장처리에서 오정합에 의한 바이어스와 민감도, 한국해양대학교 박사학위논문 (2002)
- [14] A. Baggeroer and H. Cox, "Passive sonar limits upon nulling multiple moving ships with large aperture array," in *Proceedings of the 33rd Asilomar Conference*, 1999, pp. 103-108.
- [15] H. C. Song, W. A. Kuperman, W. S. Hodgkiss, P. Gerstoft, and J. S. Kim, "Null broadening with snapshot-deficient covariance matrices in passive sonar," *IEEE J. Oceanic Eng.*, 28, 250-261, (2003)
- [16] R. J. Mailloux, "Covariance matrix augmentation to produce adaptive array pattern troughs," *Electron. Lett.*, 31, 771-772, (1995).

- [17] M. Zatman, "Production of adaptive array troughs by dispersion synthesis," *Electron. Lett.*, 31, 2141-2142 (1995).
- [18] J. R. Guerci, "Theory and application of covariance matrix tapers for robust adaptive beamforming," *IEEE Trans. Signal Processing*, 47, 977-985, (1999).
- [19] J. S. Kim, W. S. Hodgkiss, W. A. Kuperman, and H. C. Song, "Null-broadening in a waveguide," *J. Acoust. Soc. Am.* 88, 1851-1862, (2001).
- [20] R. J. Vaccaro and A. Chhetri, "Matrix filter design for passive sonar interference suppression," *J. Acoust. Soc. Am.* 115, 3010-3020, (2004).
- [21] H. Cox and R. Pitre, "Robust DMR and multi-rate adaptive beamforming," in *Proceedings of the 31th Asilomar Conference*, 1997, pp. 920-924.
- [22] N. Lee, L. M. Zurk, and J. Ward, "Evaluation of reduced-rank, adaptive matched field processing algorithms for passive sonar detection in a shallow-water environments," in *Proceedings of the 33th Asilomar Conference*, 1999, pp. 876-880.
- [23] Y. Lee, P. Mikhalevsky, H. Freese, and J. Hanna, "Robust adaptive matched field processing," in *Proceedings of the IEEE Oceans '93 Conference*, 1993, pp. 387-392.
- [24] E. Shang, C. Clay, and Y. Wang, "Source depth estimation in waveguide," *J. Acoust. Soc. Am.* 77, 1413-1418, (1985).

- [25] T. Yang, "A method of range and depth estimation by modal decomposition," *J. Acoust. Soc. Am.* 82, 1736-1745, (1987).
- [26] T. Yang, "Effectiveness of mode filtering: A comparison of matched-field and matched mode processing," *J. Acoust. Soc. Am.* 87, 2072-2096, (1990).
- [27] H. Buker, "Matched field tracking in shallow water," *J. Acoust. Soc. Am.* 96, 3809-3811, (1994).
- [28] L. Fialkowski et al., "Matched-field source tracking by ambiguity surface averaging," *J. Acoust. Soc. Am.* 110, 793-746, (2001).
- [29] H. Hung and M. Kaveh, "Focusing matrices for coherent signal-subspace processing," *IEEE Trans. Signal Process.* 36, 1272-1281 (1988).
- [30] J. Krolik and D. Swingler, "Multiple broadband source location using steered covariance matrices," *IEEE Trans. Signal Process.* 37, 1481-1494 (1989).
- [31] A. N. Mirkin and L. H. Sibul, "Maximum likelihood estimation of the locations of multiple sources in an acoustic waveguide," *J. Acoust. Soc. Am.* 95, 877-888, (1994).
- [32] L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppens, and J. V. Sanders, *Fundamentals of acoustics*, Wiley (1982).
- [33] M. B. Porter, "The KRAKEN normal mode program," Tech. Rep. 6920, Naval Research Laboratory (1992).
- [34] L. M. Brekhovskikh and Y. P. Lysanov, *Fundamentals of ocean acoustics*,

AIP Press (2003).

- [35] R. A. Gramann, ABF algorithms implimented at ARL:UT, ARL-UT-EV-92-31, Applied Research Laboratory (1992).
- [36] N. O. Booth, A. T. Abawi, P. W. Schey, and W. S. Hodgkiss, "Detectability of low-level broad band signal using adaptive matched field processing with vertical aperture array," *IEEE J. Ocean. Eng.*, 25, 296-313 (2000).
- [37] A. M. Richardson and L. W. Nolte, "A posteriori probability source localization in an uncertain sound speed, deep ocean environment," *J. Acoust. Soc. Am.* 89, 2280-2284, (1991).
- [38] B. Harrison, "Broadband matched-field localization performance in uncertain environments using short array," *J. Computational Acoustics*, 9, 957-972 (2001).
- [39] H. Schmidt, A. B. Baggeroer, W. A. Kuperman, and E. K. Sheer, "Environmentally tolerant beamforming for high-resolution matched field processing: Deterministic mismatch," *J. Acoust. Soc. Am.* 88, 1802-1810, (1990).
- [40] J. L. Krolik, "Matched-field minimum variance beamforming in a random ocean channel," *J. Acoust. Soc. Am.* 92, 1408-1419, (1992).
- [41] C. L. Byrne, R. T. Brent, C. Feuillade, and D. R. DelBalzo, "A stable data-adaptive method for matched-field array processing in acoustic

- waveguide," J. Acoust. Soc. Am. 87, 3493-2502, (1990).
- [42] 박정수, 김재수, 김성일, 신기철, 김영규, "적응 정합장처리에서 도파관 공간간섭 필터링," 한국음향학회지, 23, 288-295 (2004).
- [43] H. L. Van Trees, Detection, estimation and modulation theory, Part VII: Optimum array processing, Wiley Interscience, New York (2002).
- [44] H. C. Song, J. de Rosny, and W. A. Kuperman, "Improvement in matched field processing using the CLEAN algorithm," J. Acoust. Soc. Am. 88, 1851-1862, (2001).
- [45] N. O. Booth, P. A. Baxely, J. A. Rice, P. W. Schey, W. S. Hodgkiss, G. L. DiSpain, and J. J. Murray, "Source localization with broadband matched field processing in shallow water," IEEE J. Ocean. Eng., 21, 402-412 (1996).
- [46] R. T. Bachman, P. W. Schey, N. Booth, and F. J. Ryan, "Geoacoustic data bases for matched-field processing: Preliminary results in shallow water off San Diego, California," J. Acoust. Soc. Am. 99, 2077-2085, (1996).
- [47] T. C. Yang, " Motion compensation for adaptive horizontal line array processing," J. Acoust. Soc. Am. 113, 245-260, (2003).
- [48] L. M. Zurk, "Source motion compensation using waveguide invariant theory," J. Acoust. Soc. Am. 110, 2717, (2001).
- [49] H. C. Song, W. A. Kuperman, and W. S. Hodgkiss, "A time-reversal mirror with variable range focusing," J. Acoust. Soc. Am. 103, 3234-3240, (1998).

- [50] T. C. Yang, "Beam intensity striations and applications," *J. Acoust. Soc. Am.* 113, 1342-1352, (2003).
- [51] T. C. Yang, "Dispersion and ranging of transient signals in the Arctic Ocean," *J. Acoust. Soc. Am.* 76, 262-273, (1984).
- [52] S. D. Chuprova, "Interference structure of a sound field in a layered ocean," *Acoustics of the ocean: Current Status*(in Russian), edited by L. M. Brekhovskikh and I. B. Andreev (Nauka, Moscow, 1982), pp. 71-91.
- [53] G. A. Grachev, " Theory of acoustic field invariants in layered waveguide," *Acoust. Phys.* 39, 33-35 (1993).
- [54] G. L. D'Spain and W. A. Kuperman, "Applications of waveguide invariants to analysis of spectrograms from shallow water environments that vary in range and azimuth," *J. Acoust. Soc. Am.* 106, 2454-2468, (1999).
- [55] L. M. Zurk, N. Lee, and B. Tracey, "Robust adaptive processing in littoral regions with environmental uncertainty," *Impact of Littoral Environmental Variability on Acoustic Predictions and Sonar Performance*, edited by N. G. Pace and F. Jensen (Kluwer, 2002), pp. 515-522.

## 감사의 글

부족한 제가 학문적으로 한 단계 더 올라설 수 있도록 아낌없이 지도해 주신 김재수 교수님께 진심으로 감사드립니다. 미완의 논문을 읽어주시고 부족한 부분을 바로 잡아주신 홍우영 교수님, 최경식 교수님, 김기만 교수님, 그리고 이형욱 박사님께 깊은 감사드립니다. 오래전 학문적인 바탕을 마련해주신 나정열 교수님께도 깊은 감사를 드립니다.

학업을 계속할 수 있는 기회를 갖도록 도와주신 국방과학연구소 최진혁 박사님과 김영규 박사님, 진심어린 격려를 보내주신 정문섭 박사님, 학문적인 조언을 보내주신 나영남 박사님과 김성일 박사님, 그리고 물심양면으로 지원해주신 박문호 선생님을 비롯한 팀 동료 분들께 깊은 감사를 드립니다. 일일이 다 열거할 수는 없지만 성원을 보내주신 2본부의 모든 가족께 진심으로 감사드립니다. 지난 4년 동안 논문에 대한 많은 토론을 함께한 신기철 박사와 무엇이든 도와주고 응원해준 모든 후배들에게 고마움을 전합니다.

늘 염려와 넘치는 사랑으로 감싸주시는 양가 부모님께 깊은 감사를 드립니다. 든든한 격려를 잊지 않으시는 누님과 형제들, 힘들 때마다 위안이 되는 사랑스런 아들 현재와 현서에게 고마움을 전합니다.

공부하는 동안 한없는 믿음으로 용기를 잃지 않도록 따뜻하게 내조해준 아내 숙경에게 깊은 신뢰와 헌신적인 애정을 보내며 이 작은 결실을 함께 나누고 싶습니다.