

## 수동형 비균일 선형 견인 배열 센서를 이용한 입사각 및 도플러 주파수 동시 추정 기법

### Estimation Technique on the Bearings and Doppler frequencies Using the Passive Non-Uniformly Distributed Towed Line Array

강 정 원\*, 이 원 철\*

(Jcong Won Kang\*, Won Cheol Lee\*)

※본 연구는 수중 음향 특화 센터에서 지원한 Synthetic Aperture Array 소나 신호처리 기술연구의 일환으로 수행된 것입니다.

#### 요 약

본 논문은 비균일 분포 수동형 견인 배열 센서를 사용하여 입사각 추정은 물론, 도플러 주파수를 동시에 추정해내기 위한 기법을 제안한다. 균일 선형 센서 배열을 사용하는 전통적인 수동형 견인 센서 배열 처리기법은 센서간의 등 간격 구조 및 단순한 표본 과정에 기인하여 활용 분야의 한계성을 가지며, 주된 응용 분야가 방사된 음향신호의 입사각을 추정하는 데만 국한되어 사용될 수 있다는 문제점을 내포하고 있다. 이러한 사실 때문에, 수중 천해 환경 하에서 견인함의 동속 이동에 의해 발생하는 도플러 주파수들에 대한 정보는 목표물에 대한 식별이나 음향신호 전달 경로의 모델링에 중요한 매개변수로 작용하며, 일반적인 수동형 견인 센서 배열의 사용에 의한 처리 방식으로는 이러한 매개변수의 추출이 불가능하게 된다. 본 논문은 이러한 제한성을 극복하고 방사 신호들의 개별적인 입사각 및 도플러 주파수의 동시 추정을 가능케 하도록 비균일 분포의 선형 센서 배열과 Sample Skipping 기법(Sample Skipping Technique:SST)을 적용한 새로운 형태의 수동형 견인 배열 센서 처리 기법을 제안한다.

#### ABSTRACT

This paper proposes the technique of simultaneous estimation for the doppler frequencies as well as estimation for the bearings using the non-uniformly distributed passive towed array. Conventional passive towed array processing with deploying the uniform line array has a limited application field such that it can be only utilized for the bearing estimation of the radiated acoustic signals. Therefore, on the far-field processing, it can hardly obtain the information on the doppler frequencies invoked by the movement of the towed array platform with a constant velocity, and subsequently used as principal parameters for classifying the target or modeling of the acoustic signals propagation under the shallow sea. To overcome this restriction on application, this paper addresses a new passive towed array processing with deploying the non-uniformly distributed line array together with applying the Sample Skipping Technique (SST) so as to estimate the bearings and the doppler frequencies simultaneously corresponding to the radiated signals.

#### I. 서 론

수동 소나 처리 기법은 견인 배열 센서를 사용하여 수중 목표물에서 방사되는 저주파 성분의 잡음신호를 취득하고 신호상에 포함되어 있는 각종 정보들을 정밀하게 추출함으로써 목표물에 대한 조기경보 능력을 향상시키기 위한 목적을 갖는다. 특히 목표물의 방사신호에 포함

되어 있는 주요한 정보는 목표물의 위치판별을 위한 입사방향각 정보와 목표물의 식별을 위한 고유 중심주파수 정보를 비롯하여 이동 견인 배열 센서와 목표물간의 상대 속도에 대한 정보 등이며 이들의 정밀 추정을 위하여 수동 소나 처리 기법이 이용된다[1]-[3].

수동형 견인 배열 센서 처리 기법은 그 활용 목적상 크게 두 가지로 구분된다. 첫째는 천해 환경 하에서 수중 환경의 음향 전달 경로에 대한 모델링이며, 이를 위하여 정해진 위치에서 고정된 주파수 특성을 갖는 능동신호 발생기를 사용하여 원 신호를 발생시키고, 배열 센서에서

\*충성대학교 정보통신공학과  
접수일자: 1997년 12월 17일

취득하여 처리함으로써, 특정 지역내의 음향신호의 반사 및 회절현상에 의해 발생하는 다중전달 경로 채널의 인지가 가능해 진다. 또한 이러한 응용분야에서 얻는 결과들은 추후에 정합필드처리(Matched Field Processing)[4]-[6]를 위한 자료로 활용될 수 있다. 이외에 다른 수동형 결인 배열 센서 처리기법의 응용 분야로 수중 원거리상에 분산되어 존재하는 다수의 목표물에서 방사되는 신호에 포함되어 있는 고유한 개별 중심주파수 성분들과 센서 배열 상의 입사각 정보 및 상대속도 추정을 통한 목표물들간의 종류식별 및 위치판단에 사용될 수 있다[3].

그러나, 전자 및 기계분야의 혁신적인 발전에 의하여 목표물의 은닉화가 점차 가능해 지고, 목표물에 의한 미세한 방사신호 성분이 낮은 신호 대 잡음 비율을 유지하는 수중 환경 하에서 각 저주파 특성을 갖는 점을 감안할 때 목표물에 대한 고도의 탐지능력을 보유하기 위해서는 센서 배열의 크기가 상대적으로 커져야 한다. 실제로 수중 환경 하에서 신호의 공간적인 코히어런스 길이는 대략 신호 파장의  $O(10^2)$ 배 정도이며, 이를 고려할 때 충분한 크기의 배열 센서의 사용이 가능해진다[3][7]. 그러나 실제환경에서 긴 배열을 정상적으로 결인한다는 것은 매우 어려운 작업이며 이러한 배열 센서의 결인과정에서 발생할 수 있는 여러 가지 기계적인 불안정을 제어하기 위한 별도의 추가적인 노력이 요구된다. 이러한 문제점을 해소하기 위하여 상대적으로 적은 수의 센서들로 구성되는 결인 센서 배열을 이용하여 고도의 해상도를 갖는 파라미터 추정방식이 요구되며 이를 위하여 최근에는 부 배열 센서를 사용하여 여러 번의 신호취득과정을 반복적으로 수행하고 각각의 부 배열 센서들에서 처리된 개별적인 결과들을 합성하여 전체적으로 우수한 해상도를 갖는 합성 배열 소나 기법들이 소개되었다[3][7][11]. 그러나 실제적인 환경하에 이들을 적용하기 위해서는 목표물의 방사신호에 대한 주요 파라미터들을 사전 인지가 요구되며, 이들을 모르는 상태에서 위의 기법들을 적용할 시에는 심각한 성능저하를 유발하게 된다[12].

본 논문에서는 상대적으로 적은 수의 하이프로폰 배열 센서를 결인하면서 취득된 신호들을 이용하여 미지의 방사신호를 구성하는 주요 파라미터들을 추정하는 과정을 소개한다. 특히, 비균일 분포 배열 센서를 사용하여 목표물에서 방사된 신호의 도플러 주파수 및 입사각 정보들을 동시에 추출할 수 있는 기법을 제안한다. 본 논문은 2장에서는 수중환경에서 목표물에서 방사된 단일 신호를 취득한 비균일 선형 배열의 출력에 대한 모델링을, 3장에서는 목표물의 도플러 주파수와 입사각의 동시 추정이 가능하도록 개선한 새로운 방법을 소개하며, 4장에서는 제안된 방법을 적용한 각-도플러 2차원 스펙트럼 추정 기법들에 대하여 살펴보고, 5장에서 컴퓨터 시뮬레이션 과정을 통하여 본 논문에서 제안한 파라미터 추정 기법의 성능을 고찰하였다. 6장에서는 결론을 맺고자 한다.

## II. 센서 출력 신호에 대한 모델링

동속도로 직진하는 N개의 하이프로폰 센서로 구성된 비균일 선형 결인 어레이 상에 단일 방사 물체에 의해 생성된 협대역 신호가 입사되는 경우 n번째 센서의 표본화된 출력은 다음과 같다.

$$x_n(t_i) = A \exp \left[ j2\pi f \left( t_i - \frac{d_n}{c} \sin \theta \right) \right] + \epsilon_n(t_i), \quad (1)$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, K$$

여기서  $d_n$ 은 기준 센서로부터의 거리이고,  $A$ 는 신호의 감쇄와 위상지연을 포함하는 복소 값이며,  $f$ 는 도플러 주파수,  $c$ 는 수중환경 하에서의 음파 전달 속도를 나타내며 이때의  $c$ 값은 대략 1500m/s이다.

$\epsilon_n(t_i)$ 는 영 평균의 통계적인 특성을 가지는 가우시안 잡음 랜덤 변수를 나타낸다. 또한,  $t_i$ 는 각 센서 출력용 표본화 하는 시점을 나타내며, 표본화 시간 간격을  $\Delta t$ 라고 할 경우  $t_i = i\Delta t$ 로 표현할 수 있다. 이때,  $K$ 는 각 센서 출력에 대한 총 측정 표본 수를 나타낸다. (1)식에서 나타내어진  $\frac{d_n \sin \theta}{c}$ 는 그림 1에서 보인 바와 같이 공간상의 센서간 거리로 인하여,  $\theta$ 의 각으로 입사되는 방사신호가 기준 센서에 대해 n번째 센서의 지연시간을 나타낸다.

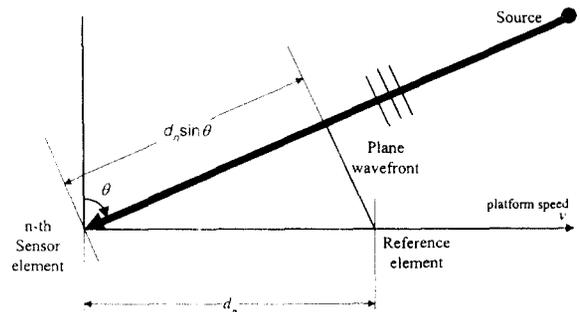


그림 1. 기준 센서와 n번째 센서간의 공간상 거리로 인하여 생기는 센서간의 신호 입사 시간 지연

그러므로, 공간상의 기준 센서와 n번째 센서간의 거리차  $d_n$ 로 인하여 n번째 센서에서 받아 들어는 신호는 기준 센서에서 받아 들어는 평면파 신호에 대해  $\frac{d_n \sin \theta}{c}$  시간만큼 지연 되어 입사되는 신호를 취득하게 된다.

이때, 목표물과 배열 센서 간에 상당히 먼 거리가 유지된다고 가정하고, 결인 배열의 이동 속도를  $v$ , 방사 신호의 센서 입사각을  $\theta$ , 목표물에서 발생하는 협대역 신호의 주파수를  $f_0$ 라 하면, 정지상태의 목표물에서 방사되는 신

호의 중심 주파수와 센서 배열의 이동에 의해 생기는 도플러 주파수사이의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$f = f_0 \left( 1 \pm \frac{v}{c} \sin \theta \right) \quad (2)$$

수중상에서 목표물이 견인함에서 멀어진다고 가정하고 식(2)를 식(1)에 대하여 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_n(t_i) &= A \exp \left[ j2\pi f_0 \left( 1 - \frac{v}{c} \sin \theta \right) \left( t_i - \frac{d_n}{c} \sin \theta \right) \right] + \epsilon_n(t_i) \\ &= A \exp \left[ j2\pi f_0 \left( t_i - \frac{d_n}{c} \sin \theta - \frac{vt_i}{c} \sin \theta + \frac{vd_n}{c^2} \sin^2 \theta \right) \right] \\ &\quad + \epsilon_n(t_i) \end{aligned} \quad (3)$$

식(3)의 두 번째 식의 오른쪽 성분 중  $\frac{vd_n}{c^2} \sin^2 \theta \ll 1$ 을 만족하므로, 위의 식은 다음과 같이 근사화 하여 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} x_n(t_i) &\cong A \exp \left[ j2\pi f_0 \left( t_i - \frac{vt_i + d_n}{c} \sin \theta \right) \right] + \epsilon_n(t_i), \\ n &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (4)$$

위의 식(4)를 입사되는 신호의 파장길이  $\lambda_0 = \frac{c}{f_0}$ , 도플러 천이 값  $f_d = f_0 \frac{v}{c} \sin \theta$ 로 다시 표현 하면, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_n(t_i) &= A \exp(j2\pi f_0 t_i) \exp \left[ -j2\pi \left( f_d t_i + \frac{d_n}{\lambda_0} \sin \theta \right) \right] + \epsilon_n(t_i), \\ n &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (5)$$

식(5)에서 보는 바와 같이 n번째 센서 출력의 i번째 표본화 된 샘플은 센서 배열의 이동에 의하여 최초 신호 취득이 이루어 지는 시점의 공간상의 n번째 센서의 위치에서  $vt_i$  만큼 이동하여 받아들여지는 스냅샷을 의미하게 된다. 이때, 각 센서 출력의 총 샘플표본 수가 K이고 전체 신호 취득에 필요한 시간을  $\tau$ 라고 하면, 전체 신호 취득에 소요되는 시간은  $\tau = K\Delta t$ 이 되며, 신호 취득을 수행하는 동안의 견인함의 이동거리는  $v\tau = vK\Delta t$ 이 된다. 그림 2는 등속도로 움직이는 센서배열에서 신호를 취득하고 표본화 하는 과정을 도시하고 있다.

실제로 천해 환경 하에서는 목표물에서 방사된 신호가 해면 및 해저 지형의 분포에 의해서 반사, 회절 과정을 거쳐서 센서배열 상에 입사 되며, 이러한 다중 음향 전달 경로로 인하여 센서 배열로부터 취득 되는 신호는 비록 단일 물체에 의해 방사된 신호라 할지라도, 다양한 입사각과 도플러 주파수들을 갖는 여러 신호들의 합으로 복잡되어 진다. 그림 3은 특정 천해 환경 하에서 음향전달과정의 예를 나타낸다.

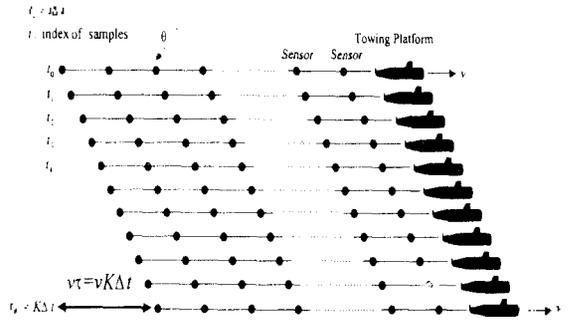


그림 2. 견인 센서 배열상의 신호 취득 및 표본화 과정

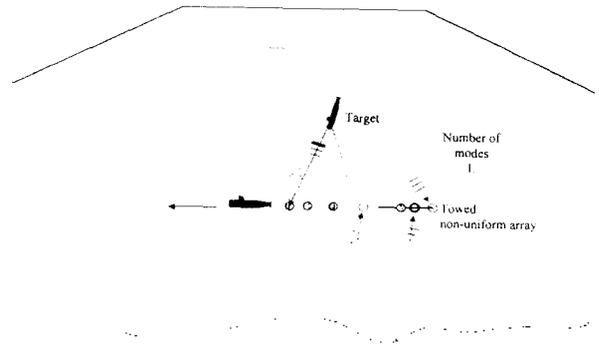


그림 3. 특정 천해 환경하에서의 음향 신호 전달 경로의 예

단일 목표물에서 방사된 신호가 수면과 수중바닥 분포에 의해 L개의 반사모드가 생긴다고 가정하고, 생성된 L개의 코히어런트한 신호들이 센서 배열상으로 받아들여질 경우 식(1)을 사용해 n번째 센서 출력을 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_n(t_i) &= \sum_{l=1}^L A_l \exp \left[ j2\pi f_l \left( t_i - \frac{d_n}{c} \sin \theta_l \right) \right] + \epsilon_n(t_i), \\ n &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (6)$$

또한, 단일 방사 신호가 협대역 특성을 가지며 그 중심 주파수가  $f_0$ 인 경우, 식(5)와의 관계를 이용하여 n번째 센서에서 L개의 모드로 입사되는 신호 성분의 도플러 천이 값들과 협대역 신호 성분들로 표현하면을 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_n(t_i) &= \sum_{l=1}^L A_l \exp(j2\pi f_0 t_i) \exp \left[ -j2\pi \left( f_d t_i + \frac{d_n}{\lambda_0} \sin \theta_l \right) \right] \\ &\quad + \epsilon_n(t_i) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서,  $A_l = \alpha_l e^{j\phi_l}$ 은 감쇄이득  $\alpha_l$ 과 위상성분  $\phi_l$ 을 갖는 l번째 신호 모드의 복소 진폭 값이며,  $f_d$ 과  $\theta_l$ 은 각각 l번째 신호모드에 대한 도플러 주파수 천이 및 입사각 성분을 의미한다.

이때, 센서의 수 N이 경로의 수 L보다 클 경우 센서 출

력 신호들간의 상관행렬을 구성하여 기존의 공간 스펙트럼 추정기법을 적용하면, 각 신호 모드에 대한 입사 방향 탐지가 가능해 지게 된다. 이러한 상관행렬을 이용하여 방향을 탐지하는 여러 가지 공간 스펙트럼 추정 방법들이 현재까지 소개되어 왔으며, 대표적인 방법들로는 Conventional Beamforming, Capon's method, LP method, MUSIC, GESE등의 기법이 있다[13][14].

만일, 방사 불체 및 건인 센서 배열의 위치가 고정되어 있고, 단일 목표물에서 방사된 신호가 여러 경로를 거쳐서 입사되는 경우 수중 환경 하에서의 넓은 코히어런트 반경에 의한 다중 경로 현상에 의하여 입사되는 신호들 간에는 서로 강한 코히어런트한 특성으로 인하여 정밀한 입사각 추정이 사실상 어려워지는 문제점이 발생한다[14].

L개의 전달 경로를 거쳐서 입사된 신호들이 서로 다른 도플러 주파수를 갖는다고 가정하고 선형 센서 배열을 건인하는 건인함이 등속도로 이동할 경우 위에서 나열한 공간 스펙트럼 추정 기법들의 성능 평가를 그림 4에서 나타내었다. 수중 환경 하에서 신호 대 잡음 비가 0dB 이며 단일 방사 신호가 두 개의 경로를 거쳐서 균일 분포 선형 센서 배열의 수직 방향에 대해 각각 25도와 28도의 입사각을 유지하며 취득 되는 경우, 여러 기존의 공간 스펙트럼 추정 기법 들에 의하여 추정된 공간 스펙트럼 결과들을 그림 4에서 비교하였다. 그림 4에서 볼 수 있듯이 통계적 백터영역 기법을 사용하는 MUSIC, GESE기법이 비교적 낮은 신호 대 잡음 비에서도 좋은 분해능과 정확한 방향추정을 보이고 있음을 알 수 있다.

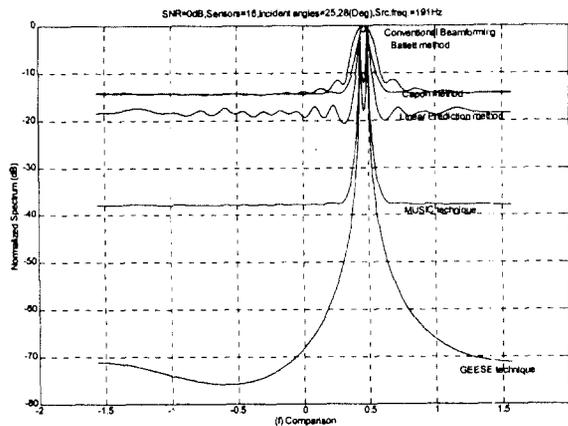


그림 4. 방향탐지를 위한 공간 스펙트럼 추정 기법들의 성능분석.  $N = 16, \theta = 25^\circ, 28^\circ, f_0 = 191\text{Hz}, \text{SNR} = 0\text{ dB}$

본 논문에서는 균일 분포를 유지하는 선형 배열을 사용할 경우 센서 출력들 간의 상호 상관 행렬에 의한 공간 스펙트럼 추정기법이 방사 신호들의 입사각 추정에만 제한적으로 사용될 수 있다는 단점을 극복하고 입사각 뿐만 아니라 도플러 주파수를 동시에 추정하기 위하여 sample skipping 기법을 적용한 비균일 선형 건인 배열 처리기법을 소개한다.

### III. Sample Skipping 기법

Sample Skipping 기법은 목표물로부터 방사된 신호를 센서에서 취득하여 표본화 할 때, 일정시간 표본화를 생략하고, 이후 생략된 시간 만큼의 샘플을 다시 추가하여 얻는 방법이다. 기존 센서에서 시간  $t_0$ 부터  $t_{K-1}$ 까지 취득한 전체의 샘플의 개수를  $K$ 라고 하자. 기존 센서에 대하여 거리상으로  $d_n$ 만큼 떨어진  $n$ 번째 센서에서 취득되는 신호를 표본화 하는 과정에서 Sample Skipping 기법을 적용하면, 시간상  $(n-1)\Delta T$ 만큼  $n=1, 2, \dots, N$ , 생략된 후 시점에서부터 표본화가 수행된다. 이때, 각 센서 출력 표본수를 일정하게 만들기 위하여, 표본화 시간을  $\Delta T$ 만큼 연장시키며, 이에 따라  $n$ 번째 센서에서 취득한 신호에 대한 표본화 과정은 사실상  $t_0 + (n-1)\Delta T$ 부터  $t_{K-1} + (n-1)\Delta T$  시간내에서 수행된다. 만약, 각 센서 출력별로 생략된 샘플의 수가 정수  $N_s$ 의 배수 만일이라고 한다면, 즉  $\Delta T = N_s \Delta t$ , 기존 센서에 대하여  $d_n$ 만큼 떨어진  $n$ 번째 센서에서 받아들이는 신호는  $t_i = \{(n-1)N_s + i\}\Delta t, i=0, 1, \dots, K-1$ , 시점에서 표본화가 이루어 진다. 그림 5는 N개의 하이드로폰 센서로 구성된 비균일 선형 배열상에 입사하고 있는 신호를 Sample Skipping 기법을 적용하여 취득하는 과정을 보여준다.

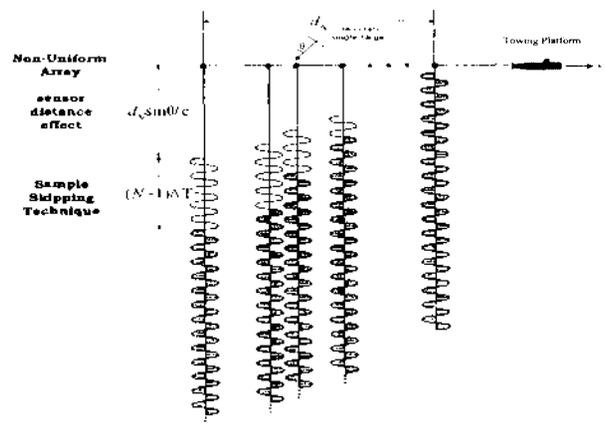


그림 5. Sample skipping 기법과 비균일 센서배열의 사용에 따른 신호의 표본화

그림 5에서 볼 수 있듯이 단일 주파수를 갖는 방사신호가  $n$ 번째 센서로 입사 될 경우 기존 센서와의 거리에 의한 지연시간이 발생하며 이때의 센서 출력은  $(n-1)\Delta T$ 만큼의 시간 지연 후 표본화 된다.

단일 방사 신호가 L개의 서로 다른 전달경로를 거쳐서 입사되는 경우 각 센서 출력 신호들을  $\Delta t$  간격으로 표본화 하였을 때, 각 센서 별로 skipped 된 샘플이 차지하는 시간을  $(n-1)\Delta T, n=1, 2, \dots, N$ 라 하면, 식(7)을 사용하여  $n$ 번째 센서의 출력 표본에 대한 표현식은 다음과 같다.

$$x_n(t_i + (n-1)\Delta T) = \sum_{l=1}^L A_l \exp(j2\pi f_0 t_l + (n-1)\Delta T)) \times \exp\left[-j2\pi\left(f_d t_l + (n-1)\Delta T\right) + \frac{d_n}{\lambda_0} \sin \theta_l\right] + \varepsilon_n(t_i + (n-1)\Delta T) \quad (8)$$

여기서,  $s_l(t_i) = A_l \exp(j2\pi f_0 t_i)$ 라고 하고, 식(8)을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$x_n(t_i + (n-1)\Delta T) = \sum_{l=1}^L s_l(t_i) \exp(j2\pi f_0 (n-1)\Delta T) \times \exp\left[-j2\pi\left(f_d t_l + (n-1)\Delta T\right) + \frac{d_n}{\lambda_0} \sin \theta_l\right] + \varepsilon_n(t_i + (n-1)\Delta T) \quad (9)$$

또한, 식(9)상에서  $y_l(t_i) = s_l(t_i) \exp(-j2\pi f_d t_i)$ 라고 놓고, 각 지수 항을 분리하여 정리하면 식(10)을 얻을 수 있다.

$$x_n(t_i + (n-1)\Delta T) = \sum_{l=1}^L y_l(t_i) \exp(j2\pi f_0 (n-1)\Delta T) \times \exp\left[-j2\pi\left(f_d (n-1)\Delta T + \frac{d_n}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)\right] + \varepsilon_n(t_i + (n-1)\Delta T) \quad (10)$$

식(10)을 사용하여 N개의 각 센서에 대한 출력들로 구성된 벡터를 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} x_1(t_i) \\ x_2(t_i + \Delta T) \\ \vdots \\ x_N(t_i + (N-1)\Delta T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j2\pi f_0 \Delta T} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j2\pi f_0 (N-1)\Delta T} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi\left(f_d \Delta T + \frac{d_1}{\lambda_0} \sin \theta_1\right)} & e^{-j2\pi\left(f_d \Delta T + \frac{d_2}{\lambda_0} \sin \theta_2\right)} & \dots & e^{-j2\pi\left(f_d \Delta T + \frac{d_N}{\lambda_0} \sin \theta_N\right)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi\left(f_d (N-1)\Delta T + \frac{d_{N-1}}{\lambda_0} \sin \theta_{N-1}\right)} & e^{-j2\pi\left(f_d (N-1)\Delta T + \frac{d_N}{\lambda_0} \sin \theta_N\right)} & \dots & e^{-j2\pi\left(f_d (N-1)\Delta T + \frac{d_{N-1}}{\lambda_0} \sin \theta_{N-1}\right)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} y_1(t_i) \\ y_2(t_i) \\ \vdots \\ y_l(t_i) \end{bmatrix} + \mathbf{E} \quad (11)$$

여기서,

$$\begin{bmatrix} y_1(t_i) \\ y_2(t_i) \\ \vdots \\ y_l(t_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-2\pi f_d t_i} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-2\pi f_d t_i} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-2\pi f_d t_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t_i) \\ s_2(t_i) \\ \vdots \\ s_l(t_i) \end{bmatrix} \quad (12)$$

이다. Sample Skipping 기법을 적용하여 취득된 각 센서 출력들의 표본 벡터들을 식(11)과 식(12)를 사용하여 간소화된 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{X}(t_i) = \mathbf{D}\mathbf{A}\Phi(t_i)\mathbf{S}(t_i) + \mathbf{E} \quad (13)$$

여기서,

$$\mathbf{X}(t_i) \equiv \begin{bmatrix} x_1(t_i) \\ x_2(t_i + \Delta T) \\ \vdots \\ x_N(t_i + (N-1)\Delta T) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}(t_i) \equiv \begin{bmatrix} s_1(t_i) \\ s_2(t_i) \\ \vdots \\ s_l(t_i) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{\Phi}(t_i) \equiv \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_d t_i} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi f_d t_i} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{-j2\pi f_d t_i} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D} \equiv \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j2\pi f_0 \Delta T} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j2\pi f_0 (N-1)\Delta T} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E} \equiv \begin{bmatrix} \varepsilon_1(t_i) \\ \varepsilon_1(t_i + \Delta T) \\ \vdots \\ \varepsilon_N(t_i + (N-1)\Delta T) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A} \equiv \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi\left(f_d \Delta T + \frac{d_1}{\lambda_0} \sin \theta_1\right)} & e^{-j2\pi\left(f_d \Delta T + \frac{d_2}{\lambda_0} \sin \theta_2\right)} & \dots & e^{-j2\pi\left(f_d \Delta T + \frac{d_N}{\lambda_0} \sin \theta_N\right)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi\left(f_d (N-1)\Delta T + \frac{d_{N-1}}{\lambda_0} \sin \theta_{N-1}\right)} & e^{-j2\pi\left(f_d (N-1)\Delta T + \frac{d_N}{\lambda_0} \sin \theta_N\right)} & \dots & e^{-j2\pi\left(f_d (N-1)\Delta T + \frac{d_{N-1}}{\lambda_0} \sin \theta_{N-1}\right)} \end{bmatrix} \quad (14)$$

이때, 첨가 잡음 행렬  $\mathbf{E}$ 가 백색 가우시안 랜덤 변수들로 구성되고, 분산  $\sigma^2$ 을 갖는다고 가정하면, 센서 출력 벡터  $\mathbf{X}(t_i)$ 에 대한 상호 상관행렬  $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = E\{\mathbf{X}(t_i)\mathbf{X}^*(t_i)\} = \mathbf{D}\mathbf{A}\Phi(t_i)\mathbf{R}_{\mathbf{S}\mathbf{S}}\Phi^*(t_i)\mathbf{A}^*\mathbf{D}^* + \sigma^2\mathbf{I} \quad (15)$$

여기서, \*는 Hermitian transpose를,  $E\{\cdot\}$ 은 평균 기대 값을 나타내며,  $\mathbf{R}_{\mathbf{S}\mathbf{S}} \equiv E\{\mathbf{S}(t_i)\mathbf{S}^*(t_i)\}$ 이다. 식(12)를 참조하여,  $\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}} = \Phi(t_i)\mathbf{R}_{\mathbf{S}\mathbf{S}}\Phi^*(t_i)$ 로 놓으면, 식(15)는 다음과 같은 간소화된 행렬식으로 표현된다.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \mathbf{D}\mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}\mathbf{A}^*\mathbf{D}^* + \sigma^2\mathbf{I} \quad (16)$$

따라서, 비균위 센서 배열 상에 입사되는 방사 신호 성분들에 대한 센서 출력 표본들을 Sample Skipping 기법을 사용하여 취득하고, 식(15)에 표현된 공간 상호 상관행렬을 추정하고 이를 공간 스펙트럼 추정기법에 적용함으로써 방사 신호의 도플러 주파수 및 입사각을 추정할 수 있다.

만약, 방사물체 및 센서 배열의 움직임이 없고 센서 배열상에 단일 물체로부터 방사되는 협대역 신호가 여러 경로를 거쳐서 각기 다른 입사각으로 입사되는 경우, 입사 신호들 간에는 높은 코히어런스 특성을 갖게 되며, 이로 인하여 어레이 센서 입사 신호들간의 상호 상관 행렬  $\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}$ 의 rank는 사실상 1이 된다. 그러나, 센서 배열을 일정한 속도로 견인하는 경우 다중 경로를 거쳐서 입사되는 신호,  $y_l(t)$ ,  $l = 1, 2, \dots, L$ 들은 배열 센서의 움직임에 의해 서로 다른 도플러 천이 값들을 가지며, 이로 인하여 각 입사 신호들은 도플러 효과에 의하여 주파수 천이 효과가 발생한다. 따라서 이동 견인 센서 배열상에 입사되는 다중 경로 신호들이 서로 중첩되지 않는 주파수 대역을 유지한다면 이들간의 코히어런트한 성질은 무시될 수 있으며, 식(16) 상의 센서 출력들 간의 상호 상관행렬  $\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}$ 의 rank는 센서 배열상에 입사되는 신호의 수와 동일하게 된다.

입사각과 도플러 주파수 값을 동시에 포함하는 행렬  $\mathbf{M} \equiv \mathbf{D}\mathbf{A}$ 를 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$\mathbf{M} \equiv \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi\left(f_l \Delta T + \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} & e^{-j2\pi\left(f_l \Delta T + \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} & \dots & e^{-j2\pi\left(f_l \Delta T + \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi\left(f_l(N-1)\Delta T + \frac{d_l(N-1)}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} & e^{-j2\pi\left(f_l(N-1)\Delta T + \frac{d_l(N-1)}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} & \dots & e^{-j2\pi\left(f_l(N-1)\Delta T + \frac{d_l(N-1)}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} \end{bmatrix} \quad (17)$$

(17)식에서  $f_l$ ,  $\theta_l$ 은 각각  $l$ 번째 입사 신호 성분의 도플러 주파수 및 입사각을 의미하며,  $\lambda_0$ 는 중심 주파수에 대한 파장길이로 중심 주파수와 입사각 사이에서  $\lambda_0 = \frac{c}{f_0} (c - v \sin \theta_l)$ 의 관계를 가진다.

식(13)에서 표본의 skipping 시간 간격을 무시하면, 즉  $\Delta T = 0$ ,  $\mathbf{D} = \mathbf{I}$ 로 표현되며, 행렬  $\mathbf{A}$ 는 입사각 성분들에 의한

$$\text{방향벡터 } \mathbf{a}(\theta_l) \equiv \left[ 1 \ e^{-j2\pi \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l} \ e^{-j2\pi \frac{2d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l} \ \dots \ e^{-j2\pi \frac{d_l(N-1)}{\lambda_0} \sin \theta_l} \right]^T$$

$l = 1, 2, \dots, L$ 들로 구성되며, 식(15)는 다음과 같이 간소화 된다.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}\mathbf{A}^* + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (18)$$

여기서,  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1) \ \mathbf{a}(\theta_2) \ \dots \ \mathbf{a}(\theta_L)]$ 는  $L$ 개의 방향 벡터로 구성되는 행렬을 의미한다. 이때, 각각의 신호는 서로 다른 도플러 주파수 천이 값들에 의해 uncorrelated하다고 가정하였으므로,  $\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}$ 의 rank는  $L$ 이 된다. 식(18)에서 볼 수 있듯이, 표본의 skipping과정 없이 센서 출력들 간의 상호 상관행렬을 구하여 공간 스펙트럼 추정기법에 적용하게 된다면, 결국 방향벡터 성분만을 추정하게 되어 방사 신호들의 입사각 정보만을 얻어낼 수 있다.

따라서, 비균일 센서 배열 상에서 취득 되는 방사신호의 다중경로 성분들의 입사각 뿐 아니라, 도플러 주파수 천이 값들을 동시에 추정하기 위해서는 Sample Skipping 기법이 필수적으로 요구되며, 이를 위하여 확률적 2차원 공간 스펙트럼 추정을 위한 전단계로 표본화 된 센서 출력들 간의  $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ 를 추정한다. 식 (18)상에서 볼 수 있듯이 행렬  $\mathbf{A}$ 에서 벡터 성분들은 각각의 서로 다른 입사 신호의 방향 성분을 동시에 포함하고 있으며 추정된 상호 상관행렬을 이용하여 이들 벡터 성분들을 추정함으로써 각 다중경로 신호들이 가지는 도플러 주파수 성분 및 입사각 성분들을 얻어낼 수 있다.

또한, 만약 목표물의 방사신호에 대한 중심 주파수를 알고 있는 상태라면, 입사각은 물론 도플러 천이 값들에 대한 추정이 가능하게 되어 결국 견인함과 목표물사이의 상대속도에 대한 정보를 얻을 수 있게 된다. 목표물의 중심주파수를 알고 있다고 가정하고,  $\mathbf{R}_{\mathbf{Z}\mathbf{Z}} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}\mathbf{D}^{-*}$ 라고 한다면,  $\mathbf{R}_{\mathbf{Z}\mathbf{Z}}$ 은 식(16)을 사용하여 다음과 같이 나타내어진다.

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Z}\mathbf{Z}} = \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{R}_{\mathbf{Y}\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{A}}^* + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (19)$$

이때, 식(19)상에서 행렬  $\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{A}$ 는 입사각 및 도플러 천이 값들로 표현되는 다음의 벡터들로 구성된다.

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta_l, f_d) \equiv \left[ 1 \ e^{-j2\pi\left[f_d \Delta T + \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right]} \ e^{-j2\pi\left[2f_d \Delta T + \frac{2d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right]} \ \dots \ e^{-j2\pi\left[(N-1)f_d \Delta T + \frac{(N-1)d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right]} \right]^T, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (20)$$

따라서, 변형된 상호 상관 행렬  $\mathbf{R}_{\mathbf{Z}\mathbf{Z}}$ 를 사용하여  $\tilde{\mathbf{a}}(\theta_l, f_d)$  벡터들을 추정함으로써, 입사각 및 도플러 천이 값들을 알아낼 수 있으며, 주어진 중심주파수 값을 동시에 사용함으로써 상대속도에 대한 정보도 얻어낼 수 있다.

만약, Sample Skipping 기법은 적용하고, 기준센서와 임의의  $n$ 번째 센서 간의 거리  $d_n = (n-1)\delta$ 로 표현되는 균일 배열 센서를 사용한다고 한다면, 식(17)은 다음과 같이 변경될 수 있다.

$$\mathbf{M} \equiv \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi\left(f_l \Delta T + \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} & e^{-j2\pi\left(f_l \Delta T + \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} & \dots & e^{-j2\pi\left(f_l \Delta T + \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi(N-1)\left(f_l \Delta T + \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} & e^{-j2\pi(N-1)\left(f_l \Delta T + \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)\left(f_l \Delta T + \frac{d_l}{\lambda_0} \sin \theta_l\right)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

식(21)을 간소화 된 표현식으로 다시 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{M} \equiv \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi\beta_1} & e^{j2\pi\beta_1} & \dots & e^{-j2\pi\beta_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi(N-1)\beta_1} & e^{-j2\pi(N-1)\beta_1} & \dots & e^{j2\pi(N-1)\beta_L} \end{bmatrix} \quad (22)$$

여기서,  $\beta_l = f_l \Delta T + \frac{\delta}{\lambda_{0l}}$ 이다. 따라서, 행렬  $\mathbf{M}$ 을 구성하는 행렬 벡터는 각각의 입사신호에 대해 센서 출력 신호가 갖는 도플러 주파수 및 입사각 성분이 혼합된 단일 값들, 즉  $\{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_L\}$ 로 표현되며, Sample Skipping 기법을 적용하여 취득된 센서 출력 신호들간의 상호 상관 행렬을 사용하여 식(22)의 벡터 성분들을 추정하게 되면 결국,  $\{\hat{\beta}_1, \hat{\beta}_2, \dots, \hat{\beta}_L\}$ 들의 추정치들을 얻어낼 수 있다. 그러나, 각 추정치  $\hat{\beta}_l, l=1, 2, \dots, L$ 들 만으로는 개별적인  $f_l$ 과  $\theta_l$ 의 추정이 불가능하게 되는 모호성이 발생한다.

따라서, Sample Skipping 기법을 사용하여 도플러 주파수에 대한 성분을 이끌어 내고, 각 센서의 간격을 비균일 간격으로 놓아 주파수와 입사각에 대한 정보를 혼합되지 않게 함으로써 입사각과 도플러 주파수의 동시 추정이 가능하게 된다.

#### IV. 각-도플러 스펙트럼 추정 기법

본 장에서는 Conventional beamforming (CBF), Capon's method (MLM), Multiple Signal Classification (MUSIC) 등과 같은 스펙트럼 추정기법을 적용하여 센서 출력 신호들 간의 상호 상관행렬을 추정함과 동시에 각-도플러 2차원 스펙트럼 추정기법에 대하여 살펴보고자 한다.

먼저, 비균일 본포 센서 배열 출력 신호에 Sample Skipping 기법을 적용하여 취득된 센서 출력들간의 상호 상관 행렬을 CBF기법에 적용하여 2차원 각-도플러 스펙트럼을 구성하는 방법은 다음과 같다.

$$P_{CBF}(f_s, \theta_s) = \mathbf{M}_s^* \mathbf{R}_{XX} \mathbf{M}_s \quad (23)$$

여기서,  $\mathbf{M}_s$ 는 입사각과 도플러 주파수에 대한 조절 벡터이며, 식(24)와 같다.

$$\mathbf{M}_s = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi[f_{d1}\Delta T + \frac{d_1}{\lambda_{01}} \sin\theta_{s1}]} & e^{-j2\pi[2f_{d1}\Delta T + \frac{d_1}{\lambda_{01}} \sin\theta_{s1}]} & \dots & e^{-j2\pi[(N-1)f_{d1}\Delta T + \frac{d_1}{\lambda_{01}} \sin\theta_{s1}]} \end{bmatrix}^T \quad (24)$$

식(24)에서,  $f_{ds}, \theta_s$ 는 각각 도플러 주파수와 신호 입사각에 상응하는 조절 주파수, 조절 각을 나타내며,  $\lambda_{0l}$ 는 목표물의 중심 주파수에 관계하는 조절 파장 길이로서,

$$\lambda_{0l} = \frac{c - v \sin \theta_s}{f_{dl}}$$

또한 MLM기법을 사용하여 스펙트럼을 구성하는 방법은 다음과 같다.

$$P_{MLM}(f_s, \theta_s) = \frac{1}{\mathbf{M}_s^* \mathbf{R}_{XX} \mathbf{M}_s} \quad (25)$$

이외에 MUSIC기법은 상관행렬  $\mathbf{R}_{XX}$ 가 Positive-Definite한 Toeplitz특성에 의하여 각 고유 벡터들 간에는 직교 성질이 있으며, 고유벡터의 성분 중에서 잡음 subspace를 구성하는 벡터들과 실제 입사각 및 도플러 주파수 값들로 구성되는 식(21)상의 행렬의 벡터 성분들과는 직교 성질이 있다는 점을 이용하여 각-도플러 스펙트럼을 추정하는 방법이다. 따라서,  $\lambda_n$ 을  $\mathbf{R}_{XX}$ 에 대한 고유치, 벡터  $\Gamma_n$ 을  $\lambda_n$ 에 대응하는 고유벡터라고 하면,  $\mathbf{R}_{XX}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{R}_{XX} = \sum_{n=1}^N \lambda_n \Gamma_n \Gamma_n^* \quad (26)$$

이때,  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L \geq \lambda_{L+1} = \lambda_{L+2} = \dots = \lambda_N = \sigma^2$ 을 만족한 경우 고유치  $\{\lambda_{L+1}, \lambda_{L+2}, \dots, \lambda_N\}$ 들에 대응하는 고유 벡터 성분  $\{\Gamma_{L+1}, \Gamma_{L+2}, \dots, \Gamma_N\}$ 은 잡음 벡터 subspace를 span하며, 이들을 사용하여 MUSIC기법에 적용함으로써 2차원 각-도플러 스펙트럼을 구성하는 방법은 다음과 같다.

$$P_{MUSIC}(f_s, \theta_s) = \frac{1}{\sum_{n=L+1}^N |\Gamma_n^* \mathbf{M}_s|^2} \quad (27)$$

5장에서는 본 논문이 제안한 Sample Skipping기법을 통하여 비균일 배열 센서들로 취득된 센서 출력 들간의 상호 상관행렬을 추정하고 위에서 소개한 스펙트럼 추정 기법들 중 MUSIC기법을 적용함으로써 얻을 수 있는 방사신호의 다중경로 성분들의 입사각 및 도플러 주파수 추정에 관한 시뮬레이션 결과들을 고찰하였다.

#### V. 시뮬레이션 및 결과 고찰

본 장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 본 논문이 제안한 비균일 센서와 Sample Skipping기법을 적용하여 키기 다른 주파수의 신호를 발생시키는 다중 목표물에 대한 입사각-도플러 주파수 추정 및 단일 목표물에서 방사된 신호에 대해 다중경로의 입사각 및 각 경로에 대한 도플러 주파수의 추정을 2차원 각-도플러 공간 스펙트럼을 통하여 고찰해 보고, 이후에서는 Sample Skipping기법의 사용에 따르는 영향을 살펴보고자 한다.

먼저, 단일 목표물이 발생시킨 신호가 여러 전달 경로를 거쳐서 비균일 센서 배열 상에 입사되는 경우를 살펴 보자. 단일 목표물이 발생시키는 방사신호의 주파수는 191Hz이고, 센서배열의 수직 성분을 기준으로 하여 -45도와 45에서 2개의 반사 모드를 통해 각각 센서 배열 내

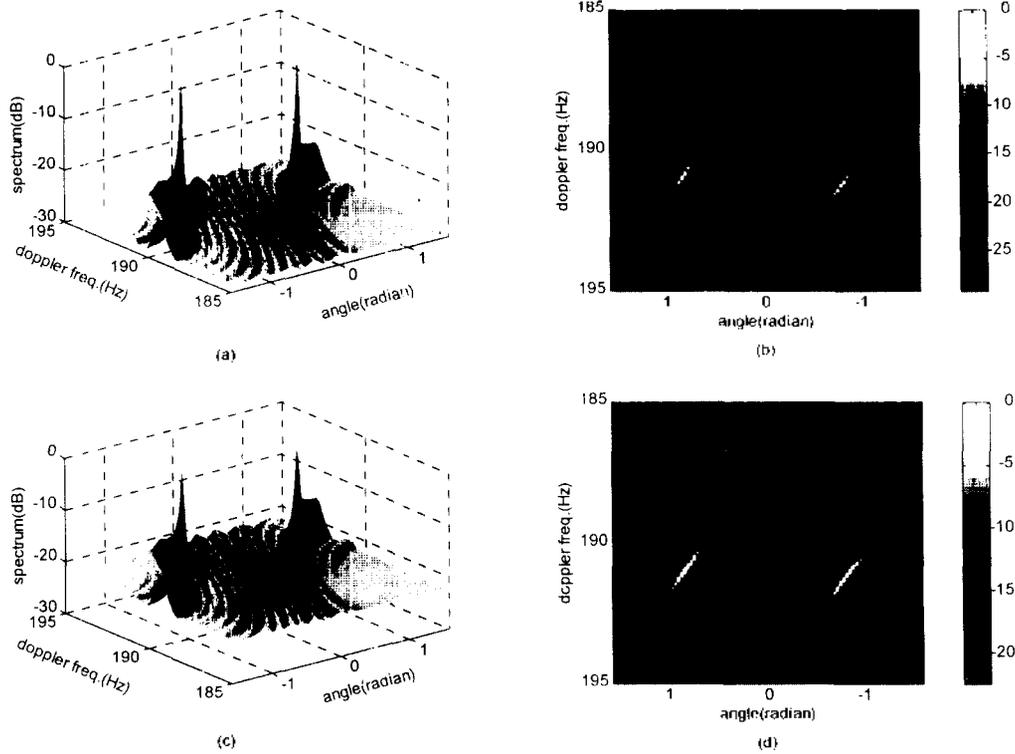


그림 6. 단일 목표물의 다중경로 신호에 대한 2차원 각-도플러 추정 스펙트럼

로 신호가 입사 된다. 이때, 센서 배열을 견인하는 견인함의 속도는 2.5m/s이며, 배열내의 센서의 개수는 20개이다. 또한, 비균일 배열내의 인접 센서간의 거리는 방사신호의 중심 파장길이의 1/2에 대해 각각 {0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 0.9 0.8 0.7 0.6 0.5 0.4 0.3 0.2 0.1 0.05}와 같이 정규화 시켰다. 그림 6은 MUSIC기법을 사용하여 2차원 각-도플러 스펙트럼을 나타낸 것이다.

그림 6에서 보는 바와 같이 2개의 반사 모드를 통해 센서에 도달한 신호 중에서 센서 배열의 수직 방향에 대해 -45도로 입사된 신호의 경우 191.2254(Hz), 45도로 입사된 신호의 경우는 190.7748(Hz)의 도플러 주파수를 가지고 입사 되었음을 2차원 각-도플러 추정 스펙트럼을 통해 알 수 있다. 그림 6의 (a)와 (c)는 각각 도달한 신호의 SNR이 10dB와 0dB인 경우를 나타내며, 그림 (b)와 (d)는 추정 스펙트럼 (a)와 (c)에 대해 수직으로 투영한 것을 나타낸다. 따라서, Sample Skipping 기법을 적용한 비균일 센서 배열의 사용은 단일 목표물의 다중경로 측정 시 입사각 및 도플러 주파수의 동시 추정에 사용될 수 있음을 그림 6을 통해 알 수 있다.

또한, 다중 목표물이 발생시키는 각기 다른 주파수를 가진 신호들에 대한 추정을 시뮬레이션을 통해 시도해 보았다. 목표물의 수가 2개, 각각의 목표물의 방사신호의 중심 주파수가 188Hz와 192Hz 라 하고, 각기 -27도와 55도로 입사 된다고 하였을 때, 비균일 센서 배열을 사용한 2차원 각-도플러 추정 스펙트럼은 그림7과 같이 보여진다.

다중 목표물의 각기 다른 방사 신호 주파수를 견인 비균일 센서 배열을 사용하여 Sample Skipping기법을 적용하게 되면, 주파수가 다른 방사 신호에 대해 추정 스펙트럼을 얻을 수 있음을 그림 7에서 보이고 있다. 견인함이 약 11.2초 동안 2.5m/s의 속도로 직선 이동하면서 측정하였을 때, 두 목표물의 도플러 주파수들은 각각 188.1424(Hz)와 191.7375(Hz)로 추정되었음을 알 수 있다. 마찬가지로, 그림 7의 (a)와 (c)는 각각 도달한 신호의 SNR이 10dB와 0dB인 경우를 나타내며, (b)와 (d)는 추정 스펙트럼 (a)와 (c)에 대해 수직으로 투영한 것을 나타낸다. 그림 7의 (a)와 (c)를 비교하여 보았을 때, SNR이 10dB인 경우가 더 좋은 해상도와 분해능을 가지고 있음을 알 수 있다.

앞에서 보인 두 시뮬레이션을 통하여, 견인 비균일 센서 배열과 Sample Skipping기법의 이용은 목표물의 주요 파라메타 중의 하나인 도플러 주파수를 신호간의 코히어런트한 성질에 영향을 받지 않고 정확히 추정한다는 사실을 알 수 있다. 앞서 언급한 바와 같이 본 논문에서 제안한 방법을 통하여 얻어진 도플러 주파수 추정치를 합성 소나 배열 기리기법에 적용하면, 더욱 향상된 입사각 및 기타 상대속도에 대한 추정이 가능해 지게 될 것이다.

마지막으로, 센서 배열의 분포와 Sample Skipping 기법에 대한 영향을 고찰해 보고자 한다. 본 시뮬레이션에서는 균일 센서 배열, 비균일 센서 배열을 이용하여 표본에 대한 skipping을 시도하여 얻어지는 효과를 고찰해 보았다. 비균일 센서 배열에 대한 분포는 앞의 시뮬레이션에

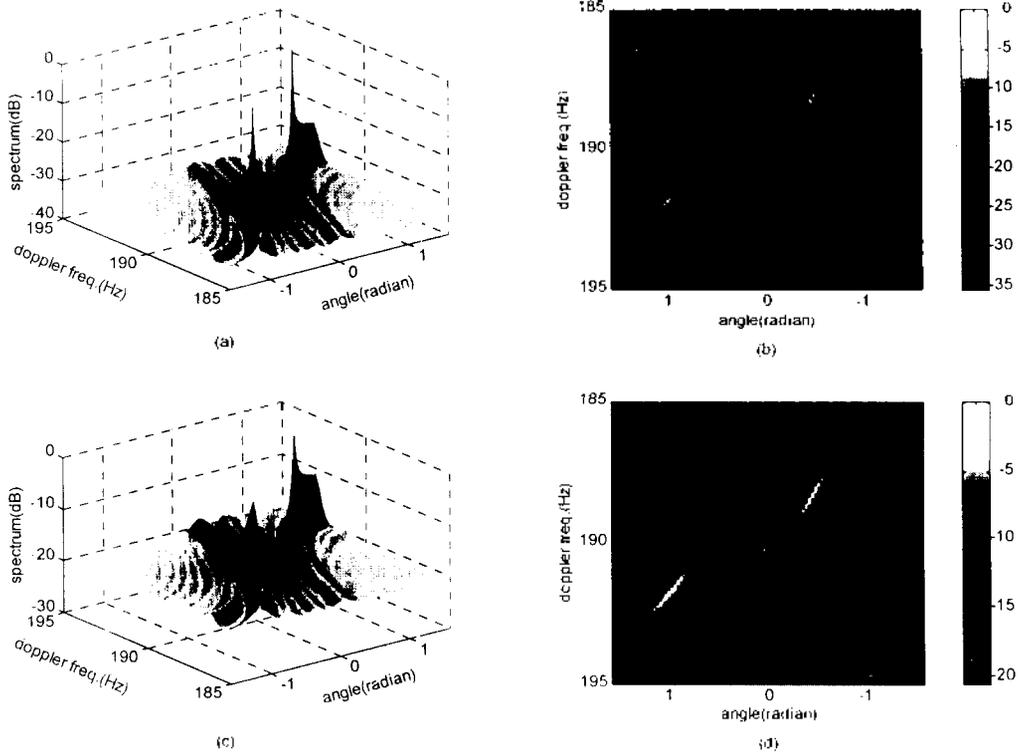


그림 7. 다중 목표물 신호에 대한 2차원 가-도플러 추정 스펙트럼

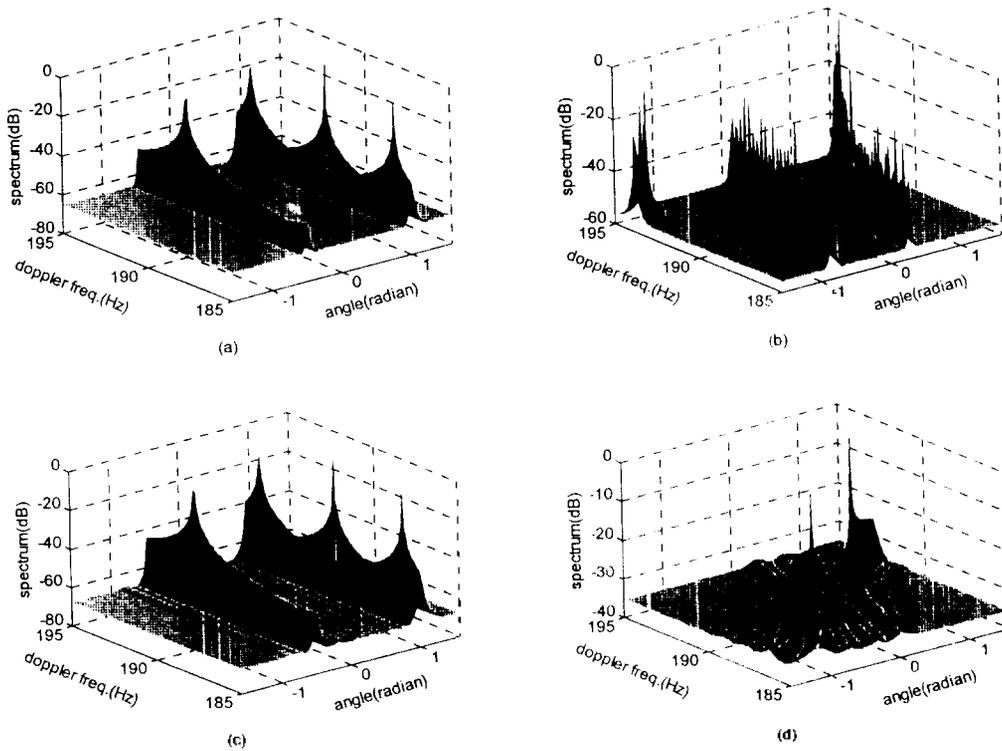


그림 8. 센서 배열의 분포와 Sample Skipping 기법의 착상에 의한 영향

서 이용한 배열 분포를 적용하였으며, 균일 센서 배열은 센서간의 간격을 입사 신호의 중심 파장에 대해 1/2로 정규화 시켜 얻어진 배열 분포를 사용하였다. 견인함의 이동속도는 2.5m/s이고, 배열 센서의 수는 20개이다. 목표물의 수는 2개이며, 이때 입사되는 신호의 중심 주파수는 각각 188Hz와 192Hz이고, 입사각은  $-27^\circ$ 와  $55^\circ$ 이다. 또한 입사 신호의 SNR은 모두 10dB이다.

그림 8에서 (a)는 균일 센서 배열을 사용하고 Sample Skipping 기법을 시도하지 않은 경우이며, (b)는 균일 센서 배열을 사용하고 Sample Skipping 기법을 시도한 경우의 스펙트럼을 나타낸다. 또한 (c)는 비균일 센서 배열을 사용하고 Sample Skipping 기법을 시도하지 않은 경우이며, (d)는 비균일 센서 배열에 Sample Skipping 기법을 동시에 시도한 경우의 스펙트럼을 나타내고 있다. 그림 8의 (a)와 (c)에서 보여주는 바와 같이 센서 배열의 분포와 관계없이 Sample Skipping 기법을 적용하지 않으면, 입사각에 대한 정보를 추정할 수 있게 되지만, 도플러에 대한 추정 성분이 없게 되므로, 도플러 주파수의 추정은 불가능하게 됨을 알 수 있으며, (b)에서 보이는 바와 같이 Sample Skipping 기법을 적용하였다 하더라도, 균일 센서 배열을 사용하면, 입사각과 도플러에 대한 추정 성분이 앞서 언급한 바와 같이 혼합된 값으로 나타내어 지게 되어 도플러 주파수는 물론 입사각에 대한 추정도 불가능하게 되어짐을 알 수 있다. 본 논문에서 제안한 방법으로 (d)는 비균일 센서 배열과 Sample Skipping 기법을 동시에 사용하고 있다. 따라서, (d)에서 보이고 있는 바와 같이 입사각의 추정과 도플러 주파수의 추정이 동시에 가능하게 됨을 본 시뮬레이션을 통해서 알 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문은 천해상에서 여러 방사 물체들에 의해 생성된 음향 신호들이 다중경로를 거쳐서 건인 센서 배열상에 입사될 경우 이들에 대한 도플러 및 입사각을 동시에 추정할 수 있는 기법을 제안하였으며 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 이에 대한 성능을 고찰하였다. 본 논문에서는 균일분포의 건인 센서 배열의 사용과 표분화 과정을 수행하는 기존의 일반적인 방법이 방사 신호들의 입사각 추정에만 국한적으로 사용될 수 있다는 단점을 보완하기 위하여 비균일 분포를 갖는 센서 배열과 Sampling Skipping 기법(SST)을 복합적으로 사용함으로써 입사각은 물론 도플러 주파수 값들을 동시에 추정할 수 있는 방안을 제시하였다. 시뮬레이션 결과를 통하여 제안된 방법이 우수한 해상도를 유지하는 2차원의 각-도플러 스펙트럼을 제공함을 입증하였으며, 이들의 결과를 토대로 주요 파라메타들인 입사각 및 도플러 주파수의 효과적인 동시 추정을 통한 천해환경상의 다중경로 모델링과 목표물의 위치 및 종류 식별의 가능성을 확인하였다.

## 참 고 문 헌

1. R. Williams and B. Harris, "Passive Acoustic Synthetic Aperture Processing Techniques", *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 17, no. 1, pp. 8~15, Jan. 1992.
2. E.J. Sullivan, W. Carey and S. Stergiopoulos, "Editorial", *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 17, no. 1, pp. 1~7, Jan. 1992.
3. J.W. Kang, W.C. Lee, K.M. Kim and D.H. Youn, "A Study on the Estimation Technique for Arrival Angles and Doppler Frequencies Using Passive Synthetic Towed Array", *한국 군사 과학 기술 학회 Proceeding of '97 Fall Conference*, 1997.
4. H.P. Bucker, "Use of Calculated Sound Fields and Matched-Field Detection to Locate Sound Source in Shallow Water", *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 59, no. 2, pp. 368~373, Feb. 1976.
5. C.F. Mecklenbrauker and J.F. Bohme, "Matched Field Processing in Shallow Ocean-Signal Arrival Identification Using EM Algorithm", *Proc. of ICASSP*, 1994.
6. J.F. Krolik, "Matched-Field Minimum Variance Beamforming in a Random Ocean Channel", *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 92, no. 3, pp. 1408~1419, Sep. 1992.
7. S. Stergiopoulos and H. Urban, "A New Passive Synthetic Aperture Technique for Towed Arrays", *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 17, no. 1, pp. 16~25, Jan. 1992.
8. S. Stergiopoulos and E.J. Sullivan, "Extended Towed Array Processing by An Overlap Correlator", *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 86, no. 1, pp. 158~172, July 1989.
9. A. H. Nutall, "The Maximum Likelihood Estimator for Acoustic Aperture Processing", *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 17, no. 1, pp. 26~29, Jan. 1992.
10. N. Yen and W. Carey, "Application of Synthetic-Aperture Processing to Towed Array Data", *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 86, no. 2, pp. 754~765, Aug. 1989.
11. N. Yen, "A Circular Passive Synthetic Array-An Inverse Problem", *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 17, no. 1, pp. 40~47, Jan. 1992.
12. G. Edelson and E. J. Sullivan, "Limitation on the Overlap-Correlator Method Imposed by Noise and Signal Characteristics", *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 17, no. 1, pp. 30~39, Jan. 1992.
13. Don H. Johnson and Dan E. Dudgeon, "Array Signal Processing-Concept and Techniques", *Prentice Hall Signal Processing Series Alan V. Oppenheim, Series Editor*, 1993.
14. S. Unnikrishna Pillai, "Array Signal Processing", *Springer Verlag, New York*, 1989.

## ▲이 원 철(Won Cheol Lec)



1986년: 서강대학교 이공대학 전자공학과 학사

1988년: 연세대학교 대학원 전자공학과 석사

1994년: New York Polytechnic University 박사

1994년 7월~1995년 7월: Postdoctoral Fellow (Polytechnic University)

1994년 1월~1994년 12월: IEEE Trans. on Signal Processing 논문 심사 위원

1995년 9월~현재: 숭실대학교 공과대학 정보통신공학과 조교수

1995년 9월~현재: 연세대학교 신호처리 연구센터 연구원

1995년 9월~현재: 대한음향학회 편집위원

1998년 1월~현재: 대한음향학회 이사

1998년 1월~현재: 한국통신학회 편집위원

※주관심분야: 디지털 시스템 인지, 이동통신 시스템, 음성 신호 부호화 및 레이더 신호 처리

## ▲강 정 원(Jeong Won Kang)



1997년 2월: 숭실대학교 공과대학 정보통신공학과 학사

1997년 3월~현재: 숭실대학교 대학원 정보통신공학과 재학중

※주관심분야: 소나, 레이더 신호 처리, 이동통신 시스템