

# DIFAR 빔형성 알고리즘을 이용한 협대역 음향신호의 방향성 추정

The Bearing Estimation of Narrowband Acoustic Signals  
Using DIFAR Beamforming Algorithm

장 덕 흥\*      박 흥 배\*\*      정 문 섭\*      김 인 수\*  
Duk-Hong Chang      Hong-Bae Park      Moon-Sub Jung      In-Soo Kim

## ABSTRACT

In order to extract bearing information from the directional sensors of DIFAR(directional frequency analysis and recording) that is a kind of passive sonobuoy, the cardioid beamforming algorithm applicable to DIFAR system was studied in the frequency domain. the algorithm uses narrow-band signals propagated through the media from the acoustic sources such as ship machineries. The proposed algorithm is expected to give signal to noise ratio of 6dB when it uses the maximum response axis(MRA) among the Cardioid beams. The estimated bearings agree very well with those from GPS data. Assuming the bearings from GPS data to be real values, the estimation errors are analyzed statistically. The histogram of estimation errors in each frequency have Gaussian shape, the mean and standard deviation dropping in the ranges  $-1.1\sim 6.7^\circ$  and  $13.3\sim 43.6^\circ$ , respectively. Estimation errors are caused by SNR degradation due to propagation loss between the source and receiver, daily fluctuating geo-magnetic fields, and non-stationary background noises. If multiple DIFAR systems are employed, in addition to bearing, range information could be estimated and finally localization or tracking of a target is possible.

주요기술용어 : Cardioid Beamforming(심장형 빔형성), DIFAR(지향성 수동 음향 탐지기[소노부이]), MRA(최대 음압 감지축)

## 1. 서 론

해상이나 수중에서 표적이 기동할 때에 기계장치나 추진기 시스템의 주기적인 운동은 선체 진동을 유발한다. 이러한 진동음은 수중 매질을 통하여 방사될 때

수백 Hz 이하에 집중되어 있는 협대역 신호성분과 추진기의 회전수에 따른 캐비테이션 소음증가로 인해 발생하는 광대역 신호성분으로 나눌 수 있다.

이러한 신호들은 군사적으로 사용되는 수동소나 시스템의 중요한 탐색인자가 되는데 주변소음으로부터 원거리까지 표적을 탐지, 식별, 그리고 추적하기 위해서는 센서 배열에 의한 빔형성을 필요로 한다. 이는 특정 방위에 존재하는 표적을 빔형성이라는 공간 필터

\* 국방과학연구소 제2체계개발본부

\*\* 경북대학교 전자전기컴퓨터학부

터(spatial filter)로 소음형태로 섞여 있는 표적신호와 주변소음을 분리하여 그 방위를 산출할 수 있기 때문이다.

일반적으로 수동소나에서 사용하는 방위 추정기법에는 에너지 탐지방법과 상호 상관관계를 이용하는 방법이 있다<sup>1)~2)</sup>. 에너지 탐지 방법은 PFB(prefomed beam)로 형성된 최대 음압 감지축(MRA: maximum response axis)간의 빔출력 에너지를 비교하여 최대 응답을 주는 방위를 추정하는 방법이다. 이는 공간상 보간기법을 통하여 방위 정확도를 향상시킬 수가 있다. 상호 상관관계 이용방법은 공간상으로 분리된 2개의 센서(군)로부터 각각의 센서(군)에 도달하는 시간 지연차를 구한 다음 표적의 방위를 추정하는 방식이다.

심장형 빔을 형성할 수 있는 센서 구조에는 2개의 압전기 압력 하이드로폰(piezo-electric pressure hydrophone) 간격이  $kd \ll 1$  인 조건에서 위상지연을  $\delta = kd$  로 하고 차모드(difference mode)로 합하는 이중(doublet) 하이드로폰 적용법과 1 개의 무지향성 압력 하이드로폰과 2 개의 지향성 속도 하이드로폰(velocity [pressure gradient] hydrophone)의 직교성을 합모드(sum mode)로 처리하는 지향성 수동 소노부이(DIFAR) 센서가 있다. 특히, DIFAR는 대잠 항공기용 저주파 수동 소노부이 일종으로 그 내부에 표적의 방위를 추정할 수 있는 쌍극자 특성을 지니는 지향성 센서모듈을 가지고 있다.

수동 소노부이를 사용한 전통적인 표적 방위추정 기법에는 상호 상관관계를 이용하는 CODAR(correlation, detection, and ranging)와 JULIE가 있다. CODAR는 2개의 전방향성 수동 소노부이(LOFAR: low frequency analysis and recording)를 1세트와 2조를 90°로 배치하고 위상지연 상관관

계를 이용하여 개략적인 표적의 방위를 산출한다. 그리고 JULIE는 적당량의 LOFAR 소노부이를 일정 간격으로 뿌리고 폭발성 수중 음원을 투하하여 표적에 부딪혀 되돌아오는 반향음의 시간차를 이용하는 반향음 거리 산출(echo ranging) 방법으로 표적의 위치를 추정하는 기법이다<sup>3)</sup>. 그러나 이러한 방법들은 설치 센서의 일정 간격 유지나 표류로 인한 지속적인 위치 파악이 어렵고, 항공기 운영체제 중심으로 되어 있어 실제적인 수중음향 실험에서 표적의 방위를 산출하기에는 어려움이 많다.

따라서 본 논문에서는 쌍극자 음향센서 특성을 이용하여 건설한 표적의 방위를 추정할 수 있는 주파수 영역 심장형 빔형성 알고리즘 개발과 실제 해상실험을 통한 적용성 평가를 수행한다.

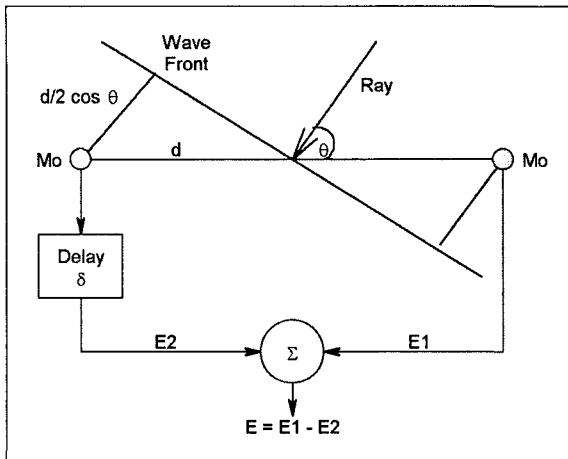
## 2. 심장형 빔형성의 이론적 배경

### 2.1 이중 하이드로폰 적용 빔형성 기법

무지향성 압력 하이드로폰은 단순히 전방향에서 들어오는 수중음향신호를 동일한 준위로 수신하며, 공간적인 지향성분이 없어서 정작 수중 감시센서가 필요로 하는 탐지 표적의 방위정보는 제공할 수가 없다.

따라서 단일 센서를 사용하는 것보다 공간적인 필터 효과로 S/N비를 증대하기 위하여는 일반적으로 적당량의 무지향성 센서를 일정 규칙에 따라 배열함으로써 원하는 특정 방위의 신호 성분만을 추출할 수 있다.

2개의 무지향성 압력 하이드로폰으로 지향빔을 만들기 위해서는 이들 하이드로폰간의 간격과 출력 극성 연결 그리고 한쪽 하이드로폰 출력의 특정한 위상 지연에 따라서 다양한 공간적 빔특성을 얻을 수 있는



[그림 1] Cardioid beamforming principle using doublet hydrophones.

데 이러한 하이드로폰의 구성을 이중 또는 초지향 (superdirective) 하이드로폰으로 분류한다.

그림 1과 같이 2개의 무지향 압력 하이드로폰을 거리  $d$  만큼 이격시킨 후에 센서의 출력을  $180^\circ$  위상차가 되도록 연결하면 압력 기울기 하이드로폰의 특성이인 쌍극자 형태의 공간적인 지향효과를 얻을 수 있다.

또한 한쪽 하이드로폰의 출력에  $kd$  나  $\frac{1}{3}kd$  의 특정한 위상지연을 시키면 심장형 빔과 최대 6 dB 수신 지향성을 가지는 수신빔을 얻을 수 있다.

센서의 수신신호 출력을  $x(\omega t)$  라고 했을 때 위상지연  $\delta$  변수의 시간영역 빔 출력은 식 (1)과 같다.

$$b(t, \theta) = x(\omega t) - x(\omega t + kd \cos \theta + \delta) \quad (1)$$

이를 주파수 영역 빔 출력으로 변환하면

$$B(f, \theta) = \int b(t, \theta) \exp(-j\omega t) dt \quad (2)$$

$$= X(f) - X(f) \exp(j(kd \cos \theta + \delta))$$

이 된다. 여기서,

$b(t, \theta)$  : 시간영역 빔 출력

$x(\omega t)$  : 센서의 수신 신호 출력

$kd \cos \theta$  : 센서 간격에 의한 방위별 위상지연

$B(f, \theta)$  : 주파수영역 빔 출력

$X(f)$  :  $x(\omega t)$ 의 푸리에 변환

주파수영역 빔 출력에서  $X(f)$  값으로 표준화하면 식 (3)과 같다.

$$\left| \frac{B(f, \theta)}{X(f)} \right| = \sqrt{X_{comp}^2 + Y_{comp}^2} \quad (3)$$

$$= 2 \cdot |\sin(1/2(kd \cos \theta + \delta))|$$

$$X_{comp} = 1 - \cos(kd \cos \theta + \delta)$$

$$Y_{comp} = \sin(kd \cos \theta + \delta)$$

[표 1] Properties of hydrophone pair in different applications( $kd \ll 1$ ).

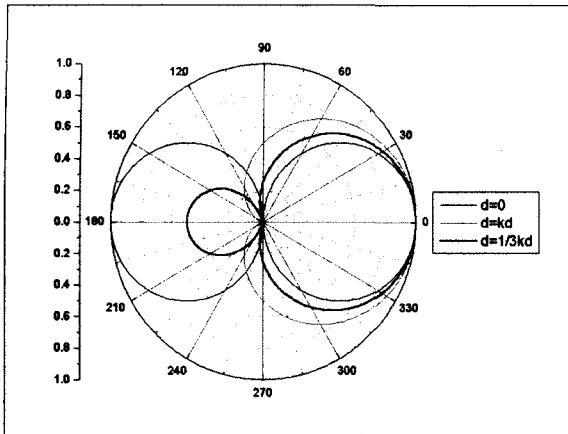
구 분(On MRA)	Dipole	Cardioid	Max $R_\theta$
위상지연 : $\delta$	0	$kd$	$\frac{1}{3} kd$
회절계수 : $D$	$\frac{1}{2} kd$	$kd$	$\frac{2}{3} kd$
지향지수 : [dB]	4.8	4.8	6.0
전압감도 : $M$	$kd M_0$	$2kd M_0$	$\frac{4}{3} kd M_0$

이중 하이드로폰의 전체 수신 전압 감도  $M$  은 식(4)로 표현된다.

$$M = 2 M_0 \sin \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \delta)$$

$$= 2 M_0 D, \quad (4)$$

$$D = \sin \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \delta)$$



[그림 2] Limacon pattern obtainable from the doublet hydrophones.

여기서  $k$ 는 파수  $(\frac{2\pi}{\lambda})$ ,  $D$ 는 유효 회절상수 (effective diffraction constant),  $M_0$ 는 압력 하이드로폰의 자유음장 전압감도 (free-field voltage sensitivity) 로 MRA의 응답 크기를 결정하며 수신 빔형태를 좌우하게 된다. 이와 같이 초지향 센서를 이용하여 표 1과 그림 2에서 위상지연 요소에 따른 빔 특성형태를 갖는 Limacon 패턴을 만들 수 있다<sup>[4]</sup>.

### 2.2 DIFAR 센서 적용 빔형성 기법

원래 DIFAR는 수중표적의 방향을 탐지하기 위해서 개발된 항공기용 수동 음향 탐지센서로서 전방향성 센서만을 가지고 있는 LOFAR 소노부이에 이중 센서로 구성된 쌍극자 특성을 지니는 지향성 센서모듈을 추가하여 기능을 보강한 소노부이를 일컫는다.

DIFAR의 주요 구성품으로는 북남(north/south)과 동서(east/west) 방향의 쌍극자형 빔패턴을 가지는 지향성 센서, 센서모듈의 기준과 자북과의 상대방위를 측정하는 자기센서(magnetic compass), 그리고 전방향성 센서로 구성되는 수중 음향 탐지부가 있고, 저소

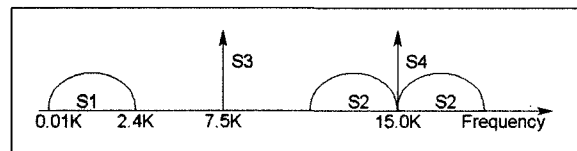
음 유기 수중케이블과 수중 음향신호를 변조하는 전자회로부, 그리고 VHF 송신모듈을 탑재하고 있는 수상부이로 나누어진다<sup>[5-6]</sup>.

지향성 센서는 수중 음향신호를 수평면상에서 볼 때 탐지축에 수직인 방향의 신호성분은 탐지하지 못한다. 단지 축 방향으로만 탐지가 가능하도록 설계되어 있으며 직각좌표계의 X-축과 Y-축 성분으로 분해하여 탐지한다. 그리고 수중에서 지향성 센서의 방향을 일정하게 유지하기는 거의 불가능하므로 요구하는 방향의 음향신호를 얻기 위해서는 자기센서의 자북에 대한 방향정보를 이용하게 된다.

전방향성 센서는 360° 전 방위에서 들어오는 음향신호만을 탐지하는 무지향 수신형태를 가지며 수중표적을 추적하는 방향정보는 가지고 있지 않다.

DIFAR의 신호 전송방식은 지향성 센서에서 수집된 신호를 Quadrature 변조방식에 의해 방위정보를 전달하며, 전방향성 센서 신호와 지향성 센서의 방위정보는 주파수 분할 다중전송방식(frequency division multiplexing & transmission method)에 의해 VHF 채널을 통하여 송출된다. 이와 동시에 지향성 센서의 방위정보를 복원할 때 필요한 주파수와 위상 기준신호를 포함하게 된다. DIFAR 출력단에서 전송되는 신호성분의 주파수 스펙트럼을 도시하면 그림 3과 같다.

여기에서 S1은 전방향성 하이드로폰의 신호 성분이며, S2는 지향성 하이드로폰 신호성분으로써 위상차



[그림 3] DIFAR transmission power spectra.

$\phi + \theta$  의 방위정보가 전달된다.

이들 신호 성분은 복원할 때에 S3의 주파수 기준 신호 성분과 S4의 위상 기준신호 성분을 필요로 한다. 이러한 신호성분들은 DIFAR 수신기(AN/ARR-52, 72, 75)와 복조기(demultiplexer: TD-1135/A)를 통하여 분할이 가능하다. 각 신호성분을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

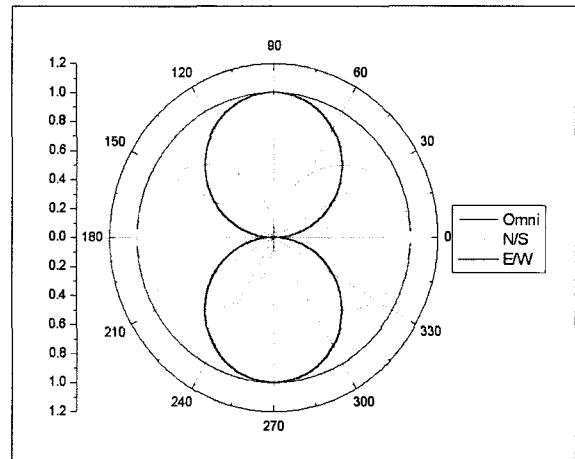
$$\begin{aligned}
 S1 &= E_0 \sin(\rho t + \phi) \\
 S2 &= E_d \sin(2\omega t + \phi + \theta) \sin(\rho t + \phi) \\
 S3 &= E_f \cos(\omega t - a) \\
 S4 &= -E_p \cos 2\omega t
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

여기서,

- $E_0, E_d, E_f, E_p$  : 각 신호성분의 이득
- $\sin \rho t$  : 입사음향신호
- $\theta$  : 입사신호와 센서 Y축간의 사이각
- $\phi$  : 자기탐지기 Y축과 자북간의 사이각
- $a$  : 자기탐지기의 여기전류와 탐지전압 사이의 위상차

DIFAR 수신기의 DEMUX에서 출력되는 신호성분은 지향성 센서에서의 쌍극자형 복남 신호음의 cosine 모드와 동서 신호음인 sine 모드의 출력과 전방향성 센서로부터는 전 방위에 대한 무지향 신호음을 얻을 수 있다.

이들 3가지 전방향성 (O), 복남 (N), 동서 (E) 센서성분은 각각 식(6), (7), 그리고 (8)로 표현된다. 그리고 센서들간의 수신응답특성은 그림 4와 같은 관계를 가진다.



[그림 4] Receiving response characteristics among sensors.

$$O = \int_0^{2\pi} s(\theta) d\theta \tag{6}$$

$$N = \int_0^{2\pi} s(\theta) \cos(\theta) d\theta \tag{7}$$

$$E = \int_0^{2\pi} s(\theta) \sin(\theta) d\theta \tag{8}$$

여기서  $s(\theta)$  는 입사신호 성분,  $\theta$  는 입사신호 성분의 자북에 대한 방위를 나타낸다.

DIFAR에서의 빔형성 기본원리는 전방향센서와 2개의 지향성센서가 동축상에 서로 연결되어 있으므로 임의 방향의 입사신호를 쌍극자형 지향성 센서간의 직교성을 이용하여 cosine, sine 성분으로 분해하여 탐지한다.

여기서 지향성 센서의 직교성만을 이용한 추정방위  $(\theta = \tan^{-1}(\frac{E}{N}))_f$ 에서는 I, III상한과 II, IV상한의 방위 구분에 모호성이 존재하므로 진폭부호의 기준이 되는 전방향성 센서의 신호정보가 필요하게 된다. 전방향성 센서의 신호와 지향성 센서의 신호

가 동위상이면 지향성 센서신호의 진폭은 양의 부호로 간주되고, 반대 위상을 가지면 음의 부호로 분석된다.

또한 식 (6) ~ (8)의 상호관계를 살펴보면  $O^2 = N^2 + E^2$  관계식이 성립됨을 알 수 있다. 이는 3개 DIFAR 센서성분의 삼각함수 관계를 이용하면 바로 임의방향의 방위를 추정할 수 있음을 알려준다.

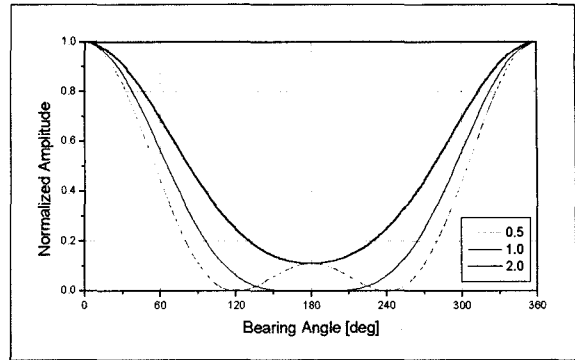
따라서 DIFAR에서 주파수영역 심장형 빔형성을 위해서는 지향성 센서 신호성분과 지향각기를 원하는 방향의 cosine, sine 곱과 전방향성 센서의 신호성분 합 ( $E_s$ ) 으로 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} E_s &= O + \cos\beta N + \sin\beta E \\ &= \int_0^{2\pi} [1 + \cos(\beta - \theta)] s(\theta) d\theta \quad (9) \\ &= \int_0^{2\pi} 2 \cos^2 [(\beta - \theta)/2] s(\theta) d\theta \end{aligned}$$

$2 \cos^2 [(\beta - \theta)/2]$  의 항은 지향성 이득으로써 임의의 지향빔각  $\beta$  와 일치하는  $\theta$  방향의 신호는 2배가 되며 나머지 방향의 신호는  $\cos^2 [(\beta - \theta)/2]$  의 비율로 감소하게 된다.

이 결과로 부터 빔형성과 푸리에 변환의 선형성을 이용하여 주파수영역으로 변환하면 DIFAR에서의 심장형 수신 빔이 만들어진다. 이때 MRA의 S/N비는 6dB로 증가하여 주변소음의 영향을 반으로 줄일 수 있다. 그러나 주파수영역 심장형 빔패턴을 정확하게 형성하기 위해서는 각 센서의 수신 음압준위를 표준화할 필요가 있다.

이를 만족하기 위해서는  $O^2 = N^2 + E^2$  관계식이 성립되어야 하며, 이 때 표준화 인자  $\alpha$  는 식 (10)과 같이 정의할 수 있다.



[그림 5] Cardioid beam pattern as a function of normalization factor  $\alpha$ .

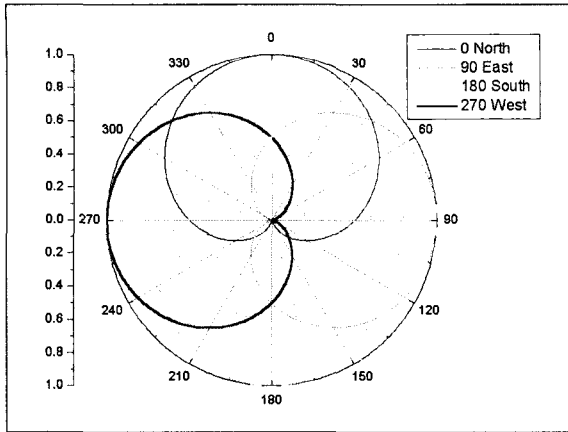
$$\alpha = \frac{O^2}{N^2 + E^2} \quad (10)$$

정의식에 의하여 DIFAR 수신 시스템의 센서 출력을 보정하였다면 식(10)의 값은 1을 가져야 한다. 그림 5에서와 같이  $\alpha$  값이 1보다 적을 경우에는 빔폭은 줄고, 180° 방향에서는 부빔(sidelobe)이 생기면서 함몰점은 양 쪽으로 분산된다. 반면에 1보다 커질 경우에는 빔폭이 증가하고 MRA 반대편의 함몰점은 사라지고 상대적으로 응답 준위가 증가하는 양상을 보이게 된다.

결론적으로 주파수영역 심장형 빔형성 알고리즘은 빔을 지향하고자 하는 방향을  $\beta$  로 하고, 표준화 요소  $\alpha$  를 포함시키면 식 (11)과 같이 정리된다.

$$B(\beta) = \frac{\alpha O + \cos(\beta)N + \sin(\beta)E}{1 + \alpha} \quad (11)$$

식 (12) ~ (15)은 북, 동, 남, 서쪽 방향으로 식 (11)에서 특별한 경우의 방향을 적용한 간략화된 수식을 나타내며, 이는 2.3 절의 협대역신호 방위추정 알고리즘에서 기본 탐지방향 빔으로 사용한다. 이들을 도시하면 그림 6과 같다.



[그림 6] Beam patterns of the Cardioid beamforming using DIFAR.

$$B(0^\circ)_{\text{North}} = \frac{\alpha O + N}{1 + \alpha} \quad (12)$$

$$B(90^\circ)_{\text{East}} = \frac{\alpha O + E}{1 + \alpha} \quad (13)$$

$$B(180^\circ)_{\text{South}} = \frac{\alpha O - N}{1 + \alpha} \quad (14)$$

$$B(270^\circ)_{\text{West}} = \frac{\alpha O - E}{1 + \alpha} \quad (15)$$

빔 출력은  $P = B(\beta) \times B(\beta)^*$ 로 표현되므로 임의 방향으로 지향이 가능한 빔출력은

$$P = \left[ \begin{array}{c} \alpha^2 O^2 + \cos^2(\beta) N^2 + \sin^2(\beta) E^2 \\ + 2\alpha \cos(\beta) ON + 2\alpha \sin(\beta) OE \\ + 2 \cos(\beta) \sin(\beta) EM \end{array} \right] / \left[ (1 + \alpha)^2 \right] \quad (16)$$

이며, Matrix 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$P = \frac{1}{(1 + \alpha)^2} \left[ \begin{array}{ccc} \alpha & \cos(\beta) & \sin(\beta) \\ \left[ \begin{array}{ccc} O^2 & ON & OE \\ ON & N^2 & NE \\ OE & NE & E^2 \end{array} \right] & \left[ \begin{array}{c} \alpha \\ \cos(\beta) \\ \sin(\beta) \end{array} \right] \end{array} \right] \quad (17)$$

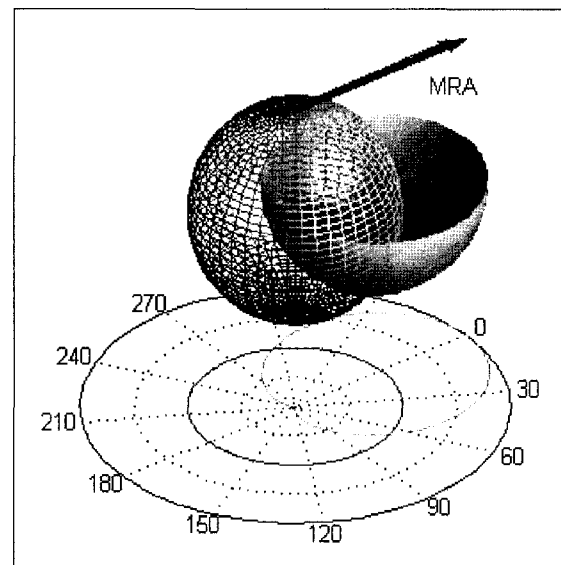
$$= [B(\beta)]^T [CSM] [B(\beta)]$$

여기서  $CSM$ (cross spectral matrix)은 상호 스펙트럼 행렬을 나타낸다. 방향성있는 심장형 빔 전력 패턴은 식 (18)과 같다.

$$BP(\beta, \theta) = \frac{[\alpha + \cos(\beta)\cos(\theta) + \sin(\beta)\sin(\theta)]^2}{(1 + \alpha)^2} \quad (18)$$

그림 7은 단일 전방향성 센서 대비 심장형 빔패턴을 그린 것으로  $\theta$  각을  $-\frac{\pi}{2}$ 에서  $0^\circ$ 까지 3차원으로 입체 형상화 하였고,  $0^\circ$  일때의 단면을 하단부에 도시한다.

입사신호가 단방향성인 평면파로 상관성이 완벽하게 유지되고, 단위 입체각당 주변 소음출력이 모든 방향에서 동일할 경우에는 배열 이득(array gain)은 빔패턴에 의한 지향지수(directionality index)값으로 수렴된다<sup>[7]</sup>.



[그림 7] Cardioid beam pattern and 3D hemispherical beam in DIFAR system.

$$\begin{aligned}
 AG &= DI = 10 \log \frac{\int_{4\pi} d\Omega}{\int_{4\pi} b(\theta, \phi) d\Omega} \quad (19) \\
 &= 10 \log \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi b(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi}
 \end{aligned}$$

만약에 빔패턴이  $\phi$ 축 방향으로 대칭이면 식 (19)의 분모항은  $2\pi \int_0^\pi b(\theta) \sin(\theta) d\theta$ 로 간략화된다. 여기서 적용된 빔패턴  $b(\theta, \phi)$ 는 극좌표계의 방향  $\theta, \phi$  에서 단위음압이 입사될 때 배열의 단위음압에 의하여 발생된 평균-제곱 전압  $v^2(\theta, \phi)$ 과 같다.

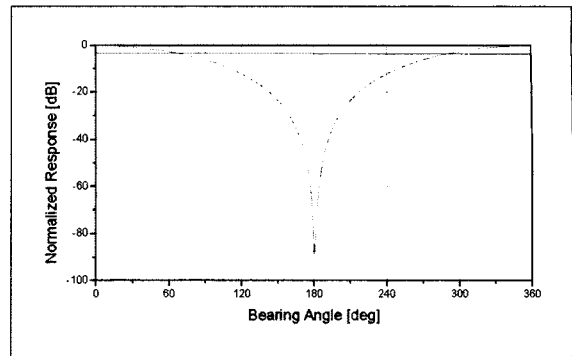
선형배열이나 평면배열 등의 간단한 배열구조일 경우는 지향지수값은 단순 수식으로 계산 가능하나 심장형 빔패턴과 같이 복잡할 때에는 입체각에 따라 형상화된 3차원 빔의 겉표면 적분값 합으로 계산된다. 이러한 지향지수값은 원거리 음장에서 공간적 필터 이득으로 나타나서 쌍극자형과 심장형일 경우에는 S/N비로 4.8dB의 이득 효과가 있다. 또한 위상지연이  $\frac{1}{3}kd$  인 경우에는 6.0dB 의 최대값을 갖게 된다.

심장형 빔패턴의 반 전력 -3dB 빔폭은 MRA 중심에서 약 65.4이며, 180° 방향에서는 이론적으로는 무한소 출력 응답 특성을 보인다. 그림 8은 심장형 빔패턴의 규준화 응답을 데시벨 값으로 나타내었고 -3dB 빔폭  $\Delta\theta$  는 다음 수식으로 표현된다.

$$\Delta\theta = 2 \cos^{-1} \left( \sqrt{(1+\alpha)^2 10^{\frac{-3.0}{10.0}} - \alpha} \right) \quad (20)$$

### 2.3 협대역 신호 방위 추정 알고리즘

주파수영역 심장형 수신빔 특성은 그림 6에서와 같이 하나의 최대 응답점을 가지는 MRA와 또 하나의



[그림 8] Normalized response of the Cardioid beam pattern.

함몰점을 가지고 있으며 서로가 180° 떨어져 있다.

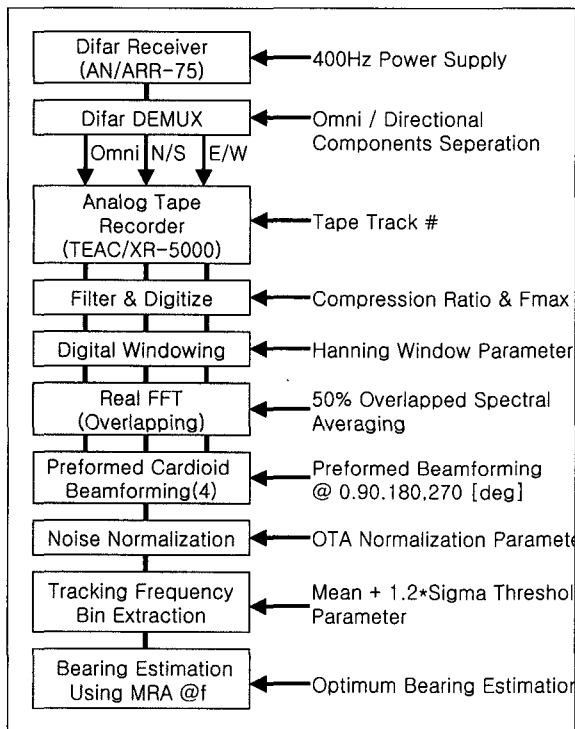
이들 특성중 최대 이득을 가지는 MRA를 관심 주파수를 중심으로 360° 탐색을 하면 최대 수신 준위를 나타내는 방위를 추정할 수 있다. 그리고 원하지 않는 방향의 신호를 제거하고자 할 때에는 함몰점을 그 방향으로 돌리면 된다.

따라서 이러한 심장형 빔패턴 특성을 이용하여 DIFAR의 수신 주파수 대역내에서 임의 협대역 주파수의 방위를 추정하기 위한 알고리즘을 제안하고자 한다.

기본 탐지모드인 0°, 90°, 180°, 그리고 270° 방향으로 심장형 빔을 지향하여 일정준위 이상의 관심있는 협대역 신호가 출현하면 그 주파수를 중심으로 해당 기본 탐지방향  $\pm 45^\circ$  범위내에서 1° 간격으로 재탐색하여 입사 방위를 추정하게 된다.

제안 알고리즘의 특징은 심장형 빔의 MRA를 이용하여 최대 수신 응답준위를 가지고 입사 방위를 추정하기 때문에 분석하는 협대역 주파수에 대하여 6dB의 S/N비 증대효과를 보일 수 있다. 그림 9는 제안 알고리즘의 분석 흐름도를 나타내며 분석 단계는 아래 순서와 같다.





[그림 9] Block diagram of the bearing estimation processing procedure.

단계1 : DIFAR의 전방향성과 지향성 센서 신호성분을 동일 시간대에서 일정갯수 만큼의 시간영역 자료를 샘플링한다.

단계 2 : 시간영역 자료를 일정간격으로 구간화했을 때 생기는 분석 신호음의 에너지 누손을 줄이기 위하여 일반적으로 사용하는 Hanning 가중함수를 적용한다<sup>[8]</sup>.

단계 3 : 주파수영역 분석을 위하여 3개 센서 신호성분을 50% 중첩, 선형평균, 스펙트럼(FFT) 분석을 수행한다<sup>[9]</sup>.

단계 4: 심장형 빔형성 방법을 이용하여 기본 탐지

방향 0°, 90°, 180°, 그리고 270°의 분석 주파수 대역에 대한 빔 출력을 구한다.

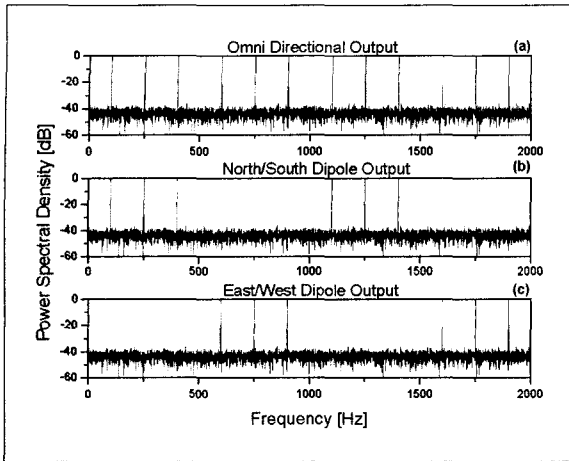
단계 5: 방위 추정이 가능한 협대역 주파수 성분을 도출하기 위하여 배경소음을 규준화하고 일정준위 이상의 협대역 주파수를 추출한다<sup>[10]</sup>.

단계 6: 추출한 협대역 주파수에서 최대 수신 응답 준위를 주는 1개의 기본 탐지방향빔의 ±45° 범위내에서 1° 간격으로 재탐색하여 그 방위를 추정한다.

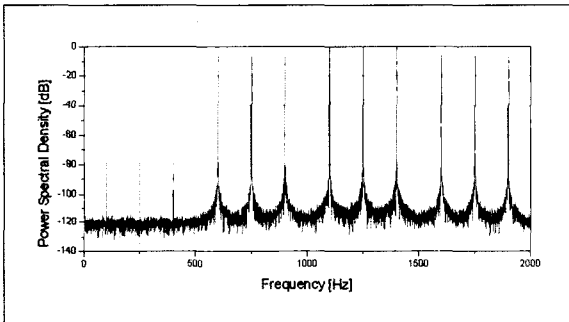
### 3. 방위 추정 알고리즘의 시뮬레이션

협대역 신호의 방위를 추정하는 제안 알고리즘을 컴퓨터 시뮬레이션하기 위하여 임의의 방향으로 입사하는 모의신호를 발생시킨다. 이 때 사용한 모의신호는 0°, 90°, 180°, 그리고 270° 방향으로 각각 3개씩 구분되어 용이하도록 상이한 협대역 신호  $s(t) = A \sin(\omega t) + n(t)$ 를 입사한다. 음원의 크기  $A$ 는 2로 하고, 잡음  $n(t)$ 는 평균 0, 분산 1인 백색 가우시안 잡음을 추가하였다. 그리고 모의신호의 입사각을 발생시킬 때 DIFAR 자기센서의 감지 정확도를 감안하여 ±1.5° 균일 분포 난수(uniformly distributed random number)를 적용한다.

컴퓨터 시뮬레이션에서 사용한 모의신호는 샘플링 주파수로 4,096Hz, FFT 크기는 16,384개, 4번의 선형 평균, DFT 특성상 주기  $T$ 가 유한한 샘플링 자료를 사용할 시에 샘플자료의 불연속으로 인한 스펙트럼의 에너지 누손(smearing effect)을 줄이기 위하여 수중 음향 신호처리에 일반적으로 사용하는 Hanning 창을 사용한다. 그리고 제안한 알고리즘으로 임의의 방향별로



[그림 10] Power spectrum densities of simulated signals from omni- and directional sensors.



[그림 11] Cardioid beam response of DIFAR sensors at angle 180°.

입사하는 협대역 신호의 방위를 분석한다.

그림 10(a) ~ 10(c)에서 DIFAR의 전방향성, 북남, 그리고 동서 신호성분을 나타낸다. 여기서 그림 10(a)는 전방향성 신호성분을 나타내며 모의신호로 사용한 12개의 협대역 주파수들이 모두 0dB 준위를 유지함을 볼 수 있다.

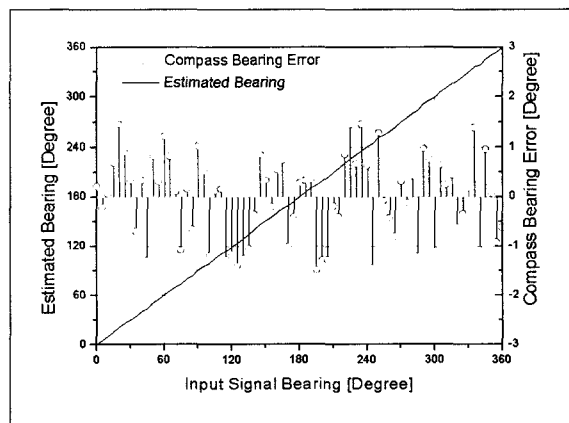
그림 10(b)에 나타난 북남 지향성 센서 신호성분은 특성 그대로 0°와 180° 방향으로 입사한 주파수 성분만 0dB 준위를 유지하고 90°와 270° 방향으로 입사한 신호는 주변잡음 성분과 구분할 수가 없다.

그림 10(c)의 동서 지향성 센서 성분은 북남 지향성 센서 성분과 정반대로 90°와 270° 방향으로 입사한 주파수 성분만 보일 뿐이며 그 크기는 동일하게 나타나서 시뮬레이션용 협대역 모의신호로 사용 가능함을 알 수 있다.

그림 11은 시뮬레이션한 모의신호를 이용하여 식 (16) 알고리즘에서 심장형 빔의 MRA를 180°로 지향하였을 때 0°, 90°, 180°, 270° 방위별로 입사된 모의신호의 공간적인 필터효과를 보이고 있다.

180° 방향의 모의신호(1100, 1250, 1400 Hz)의 수신준위는 0dB를 유지하고 있지만 90°와 270°로 입사하는 모의신호의 주파대는 심장형 수신빔 특성 그대로 -6dB 준위를 보여준다. 그러나 0°로 입사한 모의신호의 주파수대는 심장형 빔의 함몰점으로 지향되어 상당히 낮은 수신 응답준위를 보여 준다.

그림 12는 300Hz 협대역 주파수 모의신호를 0°에서 360°까지 1°간격으로 입사각을 변경시켜 가면서 입사신호의 방위를 추정한 결과를 나타낸다. 또한 DIFAR 자기센서의 자북에 대한 감지 정확도를 추가하여 방위 추정 결과를 분석하였다. X-축은 300Hz



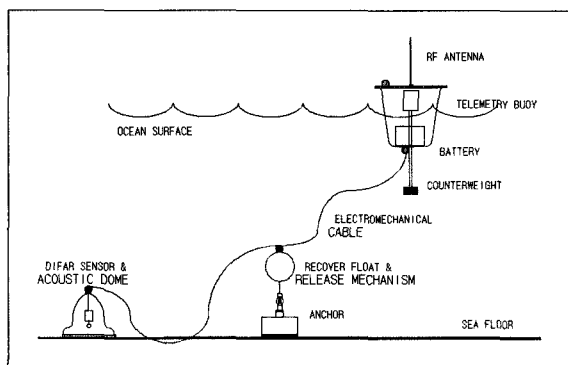
[그림 12] Estimated bearing result of for the narrow band signals of 300Hz.

모의신호의 입사각을 나타내며 좌측 Y-축은 추정된 방위 결과를, 우측 Y-축은 추정된 방위의 정확도를 보여 준다. 여기에서 추정된 방위 결과는 자기센서 감지 정확도인  $\pm 1.5^\circ$  범위 이내로 수렴됨을 알 수 있다.

#### 4. 제안 알고리즘 해상실험 및 분석

##### 4.1 DIFAR 시스템 개요

DIFAR 소노부이의 전방향성 및 지향성 센서 모듈과 RF 고주파 전송모듈을 이용하여 그림 13과 같이 해저면에 고정 설치할 수 있도록 개조형 DIFAR 시스템을 설계, 구성하였다. 이 때 유체의 흐름으로 발생하는 와류성 경계면(turbulent boundary layer) 영향과 케이블 유발성 소음(strumming noise)을 줄이기 위하여 센서 모듈에는 중형 돔(dome)을 설치하고, 수중 신호선은 일정 크기의 천조각(fairing)이 달린 케이블로 구성하였다. 그리고 센서 모듈의 이동을 방지하고 원활하게 회수하기 위하여 70~80Kg의 앵카와 회수용 분리장치(underwater explosive bolt)를 부착하였다.



[그림 13] Configuration of a DIFAR buoy system.

##### 4.2 실험방법 및 환경

개조형 DIFAR를 한국 동남해역중에서 수심 약 40m 근방에 그림 13과 같이 설치하고, 모의 음원신호는 일반 선박 소음에서 주로 나타나는 10개의 연속파 협대역 신호를 저주파 음원기(HX-29)를 통하여 발생하였다.

이 때 발생한 모의신호는 무지향성이었으며 각 주파수별 음원준위는 해양환경의 소음특성을 고려하여 145~170 dB/ $\mu Pa$  범위내에서 발생시켰다. 저주파 음원기는 약 4.5Knots 속도로 수심 10m를 유지하며 정해진 경로를 따라 예인되었다.

모의음원 예인 시간은 10:30~16:45 까지였으며, 예인 시간중의 14:46~15:04 사이와 15:40~15:57 시간대에서 저주파 음원기를 구동하는 전원불안으로 예정된 모의신호를 수중으로 방사시키지 못하였다.

저주파 음원기와 DIFAR 센서의 거리는 매 5분 간격으로 수신된 GPS(Global Positioning System)의 위치자료를 이용하여 산출하였다.

실험해역은 항만과 인접한 천해지역으로 음파가 수중으로 전파될 때 해표면, 수층 및 해저면등의 여러 해양 환경인자에 의해서 영향을 받게 되는데, 특히 여름철 수중 음속구조로 하향굴절 조건이 형성되어 음파 에너지가 해저면과 자주 반사를 일으키며 S/N비 감소로 원거리 음파전달에 지장을 초래하는 해양조건을 가지고 있었다. 또한 실험해역의 공간적인 수온 분포 변화로 모의신호 주파수의 방위를 추정할 때 원거리에서 약간의 방위오차를 가질 수 있는 해양 환경임이 분석되었다<sup>[11]</sup>.

##### 4.3 실험결과 분석

DIFAR 수신신호는 그림 9에서 제안한 협대역 신호 방위추정 알고리즘을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션

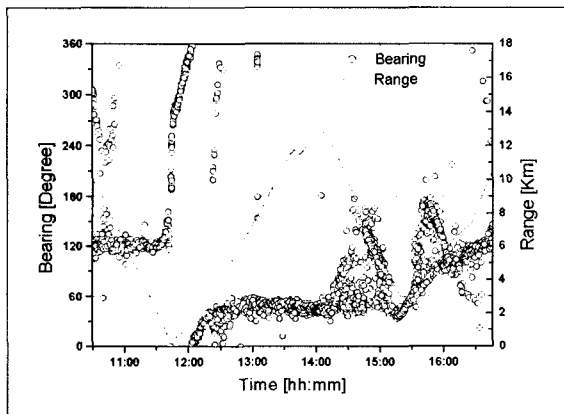
방법과 동일하게 분석하였다. 여기에서 설정한 변수값 중 차이점은 단지 FFT 크기는 16,384 Point, 샘플링 주파수는 2,500Hz로 선정하여 주파수 분해능을 0.15Hz로 하였다.

분석시에 사용한 협대역 주파수는 100, 130, 165, 205, 255, 320, 405, 505, 635, 그리고 805Hz 이었다. 중첩(overlapping)은 사용하지 않았으며 1분 간격으로 선형평균을 적용하였다.

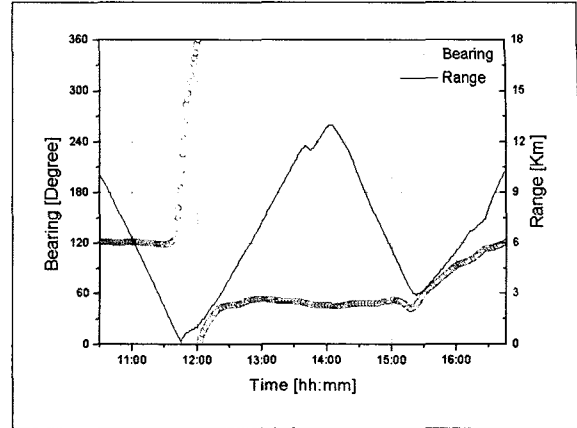
추적 주파수차는 도플러 효과를 고려하여 분석 주파수를 중심으로 3Hz 밴드폭내에서 3개의 최대 첨두값을 합산하여 분석 주파수의 수신준위로 계산하였다.

그림 14는 전 실험시간 구간에서 예인선의 모의음원 방향을 추적한 10개의 주파수 결과값을 도시하였으며 14:46~15:04 사이와 15:40~15:57 시간대에서 방위추정오차가 증가한 것은 모의음원 신호가 공급전원 불량으로 동작이 중단되었기 때문에 주변 선박의 유사 신호음 방위를 추정할 결과로 보여진다. 이 때 당시 실험해역 주변에는 많은 어선들이 조업중이었음이 관측되었다.

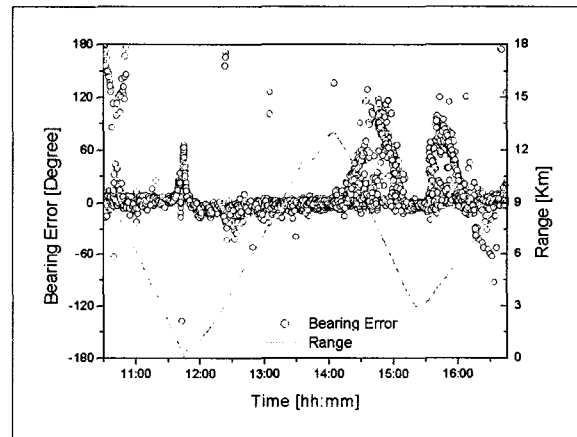
설치된 DIFAR를 중심으로 모의음원을 방사하는



[그림 14] Estimated bearings estimation for the source signals of ten frequencies.



[그림 15] Reference bearings and ranges calculated from GPS data



[그림 16] Bearing errors compared with references for the source signals of ten frequencies.

예인선의 상대 거리와 방위 분석은 그림 15와 같이 GPS 자료를 이용하였다. 이 자료는 DIFAR가 추정한 모의음원 신호의 방위와 비교하기 위하여 기준자료로 활용하였다.

예인선의 활동범위는 DIFAR를 중심으로 Inward와 Outward 방향으로 최대 13Km, 360° 전방위로 예인되었음을 알 수 있다.

DIFAR와 GPS 위치 기준신호로부터 분석한 시

간대별 모의음원의 10개 협대역 신호에 대한 방위추정오차를 비교 분석하여 그 결과를 그림 16에 도시하였다.

여기서 X-축은 실험 전시간대를 나타내며 좌측 Y-축은 DIFAR에서 추정한 방위에서 GPS 위치 기준 신호를 뺀 추정 오차를, 그리고 우측 Y-축은 상대거리에 따른 방위추정오차의 경향 분석을 위하여 동시에 나타내었다.

실험 전 시간대중 방위추정오차가 크게 나타나는 시간대는 크게 3부분으로 나누어진다. 첫번째는 10:40, 12:25, 14:20, 그리고 16:20 시간대 부근으로 방위추정오차가 간헐적으로 크게 나타남을 알 수 있고, 두번째는 11:45 시간대 부근에서 뚜렷한 방위추정오차를 볼 수 있다. 마지막으로 14:46~15:04와 15:40~15:57 시간대는 예인표적의 방사 신호음이 공급전원 불량으로 동작이 중단된 시점에서의 방위추정오차를 보여 준다.

이와같이 방위추정오차가 크게 일어난 것 중에 첫번째 원인은 고정 설치되어 있는 DIFAR 가까이 근접한 통행 선박의 저주파대에 분포하는 광대역 소음이 주변 배경소음보다 일시적으로 높아져서 협대역 모의신호의 S/N비가 상대적으로 낮아지거나 고정적으로 사용하고 있는 추적 주파수창(3Hz)내에 근거리의 통행선박에서 발생하는 유사 협대역 신호 수신준위가 일시적으로 더 커진 경우에 일어난 것으로 판단된다. 이는 측정 음향센서 주변소음 증가로 통행선박과 매우 밀접한 상관관계<sup>[11~13]</sup>가 있으며, 추적한 통행 선박의 시간대와 거의 일치하고 있음을 알 수 있었다.

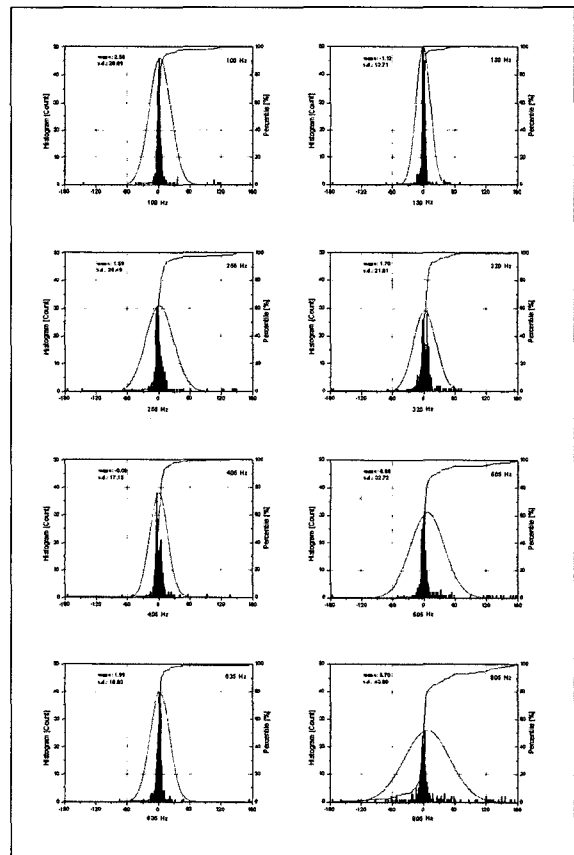
두번째 원인은 모의음원 예인선을 평균적으로 약 4.5Knots로 예인할 경우 1분당 140m 정도의 이동거리로 나타나게 된다. 이는 DIFAR에 아주 가깝게 근접하는 시간대의 자료 분석을 전 시간대와 동일하게 1분 간격의 선형평균을 취했기 때문에 방위추정오차

는 매우 커질 수 밖에 없다.

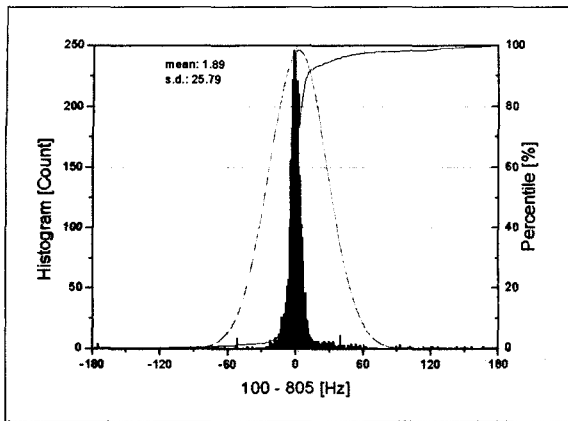
그림 17은 수중으로 방사한 10개 협대역 주파수별로 추정한 방위오차 자료중에서 모의신호가 방사되지 않은 시간대와 예인선이 DIFAR에 근접했을 때 큰 방위오차를 나타내는 시간대 자료를 제외시킨 후에 히스토그램 확률 분포를 분석하였다.

그림 18은 10개 주파수의 전체 방위오차를 히스토그램 확률 분포로 나타내었다. 여기서 X-축은 방위 추정 오차량을 나타내며 좌측 Y-축은 해당 빈도수를, 우측 Y-축은 누적 확률 분포를 나타낸다.

표 2에서와 같이 전체적으로 볼 때 각 주파수별 추정



[그림 17] Histograms and cumulative probability distribution of bearing estimation errors.

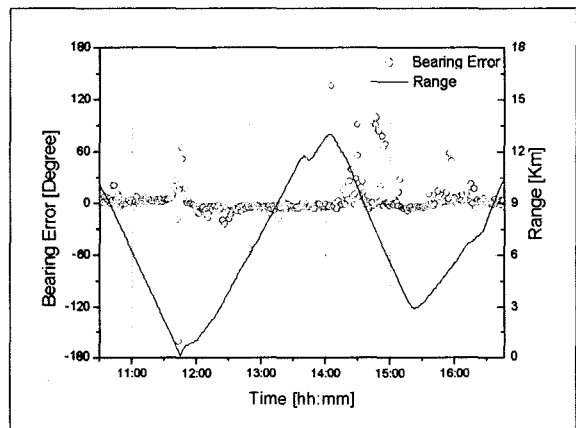
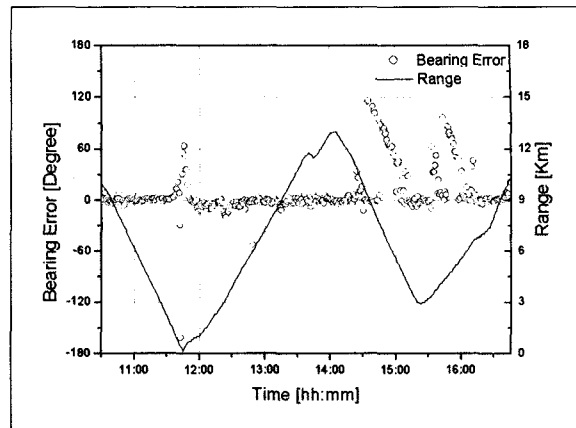


[그림 18] Histograms and cumulative probability distribution of bearing estimation errors for all frequency.

방위오차의 평균은  $-1.1^{\circ} \sim 6.7^{\circ}$  까지 분포하였고, 표준편차는 13.3 ~ 43.6 범위를 나타내었다. 그리고 MRA 기준  $-3\text{dB}$ 점( $\pm 65.4^{\circ}$ ) 이내에 수렴된 추정방위는 93.0% ~ 99.7%를 보였다.

[표 2] Statistic results of the bearing estimation errors.

Freq.(Hz)	Mean(m)	S.D.( $\sigma$ )	$-3\text{dB}$ (%)
100	2.58	20.69	97.9
130	-1.12	13.71	99.7
165	-0.58	13.25	99.7
205	1.68	27.05	97.9
255	1.59	26.49	97.6
320	1.70	21.81	99.1
405	-0.08	17.15	99.1
505	6.68	32.72	95.8
635	1.99	18.83	99.1
805	5.70	43.60	93.0



[그림 19] Estimated bearing errors compared with references for 100Hz(up) and 405Hz(down).

10개 주파수 전체 추정방위오차는 평균이  $1.9^{\circ}$ , 표준편차가 25.8로 가우시안 확률분포 형태에 근사하고 있다. 누적 확률분포에서는 추정방위오차가  $0^{\circ}$  근방에서 가장 큰 변화를 양상을 보인다.  $-3\text{dB}$ 점 이내에 수렴된 추정방위는 97.9%를 보였다.

여기서 추정방위오차가 주파수별로 약간의 차이를 보이는 주요 원인을 분석해 보면 첫째, 천해 해역내에서의 다중경로에 의한 해표면과 해저면의 경계조건과 공간적인 해수 온도구조에 따라 크게 영향을 받는다. 이는 실험해역의 해양환경에 좌우되는 최적 주파수와

도 밀접한 상관관계를 가지고 있다<sup>[14]</sup>.

둘째, 자기센서의 감지 정확도는 기본적으로  $\pm 1.5^\circ$ 의 방위오차를 유발시키지만 실험해역의 지자기 일 변화에 따라서 방위 오차가 커질 수 있다.

셋째, 설치된 DIFAR에 근접하는 통행선박의 광대역 또는 협대역 신호 소음으로 인한 추적 주파수의 S/N비 저하와 추적 주파수창내의 더 큰 협대역 소음의 출현이다.

마지막으로 실험해역의 공간적인 수온구조로 인한 수중 방사신호의 편향에 따른 방위오차 유발 등을 고려해 볼 수가 있다. 이와같이 수중소음 신호는 소음원과 매질 등의 비균질(nonstationary)한 특성과 시간-주파수-방위 번짐(spreading)에 의하여 신호처리 이득을 저하시키며 분석결과의 추정 오차에 영향을 끼칠 수 있다.

그림 19는 10개의 협대역 주파수중 모의음원의 대표적인 100 Hz와 405 Hz에 대한 기준 대비 추정방위오차와 DIFAR와 예인선의 상대거리를 동시에 표현하여 거리에 따른 추정방위오차가  $0^\circ$  근방에 분포하는 것으로 보아 GPS 방위와 거의 일치함을 알 수 있다.

또한, 모의신호가 방사되지 않은 시간대에 추정방위오차가 서로 다른 양상을 보이는 이유로는 모의 음원을 예인하는 예인선의 협대역과 광대역 신호가 405Hz 근방에서 상당부분 존재하였기 때문으로 판단된다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 일반적인 이중 센서의 심장형 빔형성 기법을 확장하여 DIFAR에 적용 가능한 주파수영역 심장형 빔형성 알고리즘으로 모델링하였고 협대

역 신호의 방위를 추정할 수 있는 알고리즘을 제안하였다.

제안 알고리즘은 주파수영역 심장형 빔의 MRA를 이용하기 때문에 6 dB의 S/N비 증대 효과와 함께 견실한 방위추정 가능성을 컴퓨터 시뮬레이션 결과에서 보여 주었다.

또한, 천해 해역에서 저주파수대의 10개 협대역 모의 신호음을 수중으로 방사하여 DIFAR로부터 수신된 3개의 전방향성과 지향성 센서의 협대역 신호를 제안한 알고리즘으로 분석한 결과 컴퓨터 시뮬레이션에서 예견된 바와 같이 모의 음원기의 방위추정 결과는 예인선의 GPS 방위와 거의 일치하였다.

특히, 수중 음향환경 분석시에 필수적으로 요구되는 수중소음의 방향성을 손쉽게 구할 수 있을 뿐만 아니라 심장형 수신빔의 합물점을 이용하여 방향성 있는 간섭원을 배제하기가 상당히 용이하였다.

본 논문과 관련하여 향후 발전부분은 본 알고리즘에서 S/N비에 따른 견실한 방위 추정과 일반적으로 수중에서의 음파 전달경로는 그 복잡성과 주변소음 등의 영향으로 추정한 방위 분산이 큰 분포를 가지므로 이를 해결하는 방법으로 신뢰성있는 방위 추적 필터를 사용하는 전처리 단계 도입이 필요하다. 더 나아가서 복수개의 DIFAR 신호를 이용한 근거리 수중 음원의 위치추정에 관한 연구가 필요할 것으로 판단된다.

## 참 고 문 헌

- [1] G. C. Carter, "Time Delay Estimation for Passive Sonar Signal Processing," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing

- Vol.29, No. 3, pp.463~470, 1981.
- [2] C. H. Knapp and G. C. Carter, "The Generalized Correlation Method for Estimation of Time Delay," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing., Vol.24, No.4, pp.320~327, 1976.
- [3] C. Barnes, "Sonobuoy Developments," NAFO, pp.61-65.
- [4] C. L. Leblanc, Handbook of Hydrophone Element Design Technology, Naval Underwater Systems Center, pp.6/15~6/35, 1978.
- [5] Sparton Sonobuoy Catalog, Sparton Electronics.
- [6] J. H. Nho et al., DIFAR System (Preliminary Study), Agency for Defense Development, 1981.
- [7] R. J. Urick, Principles of Underwater Sound, 3rd Edition, McGrawHill Book Company, pp. 42, 1983.
- [8] S. Gade, H. Herlufsen, Use of Weighting Functions in DFT/FFT Analysis(Part II), Technical Review Bruel & Kjaer, No. 4. pp. 2~18 1987.
- [9] T. P. Krauss, L. Shure, J. N. Little, Signal processing Toolbox for Use with MATLAB, The Math Works Inc., pp.1/61~1/70, 1992.
- [10] R. O. Nielsen, Sonar Signal Processing, Interstate Electronics Corporation Anaheim, California, pp.143~149, 1991.
- [11] R. J. Urick, Ambient Noise in the Sea, Peninsula Publishing, pp.5/15~5/21, 1984.
- [12] R. J. Urick, Principles of Underwater Sound, 3rd Edition, McGrawHill Book Company, pp. 202~233, 1983.
- [13] A. W. Cox, Sonar and Underwater Sound, Lexington Books, pp.9~33, 1974.
- [14] Y. Na, T. Shim, J. Choi, D. Chang, J.Han, "Propagation Loss Measurement of Underwater Sound Wave using Narrow Band Acoustic Signal," Acoust. Soc. Kor., Vol.13(E), pp.5~15, 1994.