

전달 행렬 분석에 의한 신호변수 추정 기법 연구

Signal Parameter Estimation via Transfer Matrix Analysis

조 운 현*
(Woon Hyun Cho*)

요 약

여러 음원들에 의해 형성된 파동장내에서 각 신호음의 주파수 특성과 시간 지연(time delay)을 추정할 수 있는 알고리즘을 개발하였다. 이 알고리즘의 관련 수식은 두 개의 상호 간섭하는 신호가 입사하고 여기에 주변 환경에 의한 랜덤 잡음이 첨가된다고 가정하여 유도되었으며 두 개 이상의 신호음이 있는 상황에 대해 확장이 가능하다. 본 논문에서 시간 지연이 일정한 수신 신호 영역에 등간격으로 놓여진 수신기로부터 각 센서에 수신된 신호의 스펙트럼은 M개의 센서에 대해 K개의 음원 스펙트럼과 K개의 조정 벡터(steering vector)의 선형 조합(linear combination)으로 주파수에서 모델된다. 각 음원의 주파수 특성과 음원으로 들어오는 신호의 입사각을 결정하기 위하여 본 알고리즘은 전달 행렬(transfer matrix)을 계산하고 그 전달 행렬의 고유값(eigenvalue)과 고유벡터(eigenvector)를 분석한다. 이 고유값들은 복소수이며 그 크기는 진폭 변환 계수를 결정한다. 위상은 수신기의 간격으로부터 시간 지연을 결정하는 기울기를 갖는 주파수의 선형 함수이다. 전달 행렬에의 입력 자료들은 동일 간격 소자간의 cross-power spectra 이다.

ABSTRACT

A new algorithm is developed for estimating the delay times and spectra in mixed wave fields. The algorithm is applicable to a spatial and temporal data window in which more than two events are present. In implementing the method it is assumed that data are recorded at equispaced hydrophones located in a spatial window in which the delay times are constant. Application of a least-squares criterion reduces the mathematics to an eigenvalue problem. The eigenvalues are complex, and their magnitude determines the frequency-dependent SNR. The phase of the eigenvalue is a linear function of frequency with a slope that determines the delay time over unit hydrophone spacing. The input data consist of the cross-power spectra between subarrays by zero or one hydrophone separation. Examples illustrate the application of the algorithm to synthetic data.

1. 서 론

다양한 수중 환경 조건에서 운용되는 소나의 센서 배열은 운용 플랫폼의 한 부위에 장착되며 따라서 플랫폼 구조 형상에 근사한 선형으로 배열된다. 능동 소나들은 이제까지 아날로그 회로에 의한 수신 빔 포밍 이후에 방위 및 도플러 추정을 위한 디지털 신호처리 기법들이 적용되어 왔으나 최근 다중 표적에 대한 대응 능력을 향상시키려는 목적으로 비교적 적은 센서 수의 배열에 대해 다중 채널 디지털 신호처리 기법을 수신 빔 포밍 전달에 적용하려는 추세에 있다. 그 동안 많은 연구가 이루어진 다중 표적 환경에서의 방향 탐지 기법들은 수동 선배열 소나를 적용대상으로 연구하였으며[1, 2, 3, 4, 5] 따라서 이 기법들은 배열내 많은 센서 수에 대해 상당히 큰 규모의 계산 로드를 허용하는 조건에서 적용할 수 있

는 방법들이다. 반면 능동 소나 신호처리에서는 비교적 적은 센서 수에 대해 적은 규모의 계산 로드로 제한 송수신 빔 폭 안에 있는 소수의 신호음들에 대한 신호음 특성들을 추출할 수 있는 기법들이 요구되어, 수동 소나 대비 문제의 성격이 다르고 이에 대한 연구 결과들도 아직은 미미한 상태이다.

이 논문은 센서의 수에 비해 음원의 수가 작은 조건하에서 각 음원의 신호변수 즉 각 음원의 방위와 동시에 주파수 함수로서의 신호 대 잡음비를 측정할 수 있는 새로운 알고리즘을 제안한다. 주어진 센서 배열 내에 수 개의 부배열을 만들어 그 부배열간의 공통된 전달 행렬을 계산하고 그 전달 행렬의 고유치와 고유벡터를 분석함으로써 각 음원에 대한 주파수 함수로서의 방위와 신호 대 잡음비를 추정할 수 있다.

제안된 방법의 실제적 적용성을 보이기 위해 컴퓨터 모의 시험을 수행하여, 광대역 소음 발생기로부터의 큰 소음 신호 속에 작은 크기의 표적 신호음이 묻혀 수신되는 경우에 대한 주파수 함수로서의 방위와 SNR 추정 결

* 국방과학연구소 수중체계기술실
접수일자 : 1998년 4월 17일

과를 제시하였다. 기존 다중 채널 신호처리 기법들에 대비하여 아주 작은 계산 소요량으로 광대역 소음원과 협대역 표적 신호음 각각에 대해 고유치 크기 스펙트럼과 방위 스펙트럼을 독립적으로 측정할 수 있다. 이때 방위 추정치의 오차는 두 고유치 간의 크가 불균형에 민감하게 영향받음을 보이고 있다.

II. 이 론

2.1 전달 행렬

이 논문에서는 M개의 센서로 구성된 선형 배열(linear array) 체계를 고려한다. 센서들간 간격은 d로 일정하며, K개의 입사 신호들은 모두 평면파(plane wave)로 임의의 대역폭을 갖는다고 가정한다. M개 센서의 출력에 대한 스펙트럼은 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} U_1(f) \\ U_2(f) \\ \vdots \\ U_M(f) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\phi_1} & \dots & e^{-j\phi_K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(KM-1)\phi_1} & \dots & e^{j(KM-1)\phi_K} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} W_1(f) \\ \vdots \\ W_K(f) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_1(f) \\ N_2(f) \\ \vdots \\ N_M(f) \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 $W_k(f)$ 는 K번째 입사 신호의 스펙트럼, $N_m(f)$ 는 M번째 센서에 첨가된 잡음 성분으로 각 채널간 상호관계가 존재하지 않는다고 가정한다. 그리고 K번째 신호에 대한 이웃한 센서간 상대적인 위상변이(phase shift) ϕ_K 는 다음과 같다.

$$\phi_K = 2\pi f \frac{d \cdot \sin \theta_K}{C} \quad (2)$$

여기서 d는 이웃한 센서간 간격이고, C는 매질내의 음속이며, θ_K 는 배열 수직면에 대한 K번째 신호의 입사각이다.

이제 잡음이 존재하지 않는 조건에서 2개의 신호원로부터 센서배열에 입사하는 경우에 대한 전달행렬을 고찰하기로 한다. 1, 2번째 센서로 구성된 부배열과 3, 4번째 센서로 구성된 부배열간의 전달 행렬 \mathbf{Y} 를 이용하여 두 부배열 신호의 스펙트럼들은 다음 식과 같이 표시된다.

$$\begin{pmatrix} U_3(f) \\ U_4(f) \end{pmatrix} = \mathbf{Y} \begin{pmatrix} U_1(f) \\ U_2(f) \end{pmatrix} \quad (3)$$

이 전달 행렬 \mathbf{Y} 는 식(1)로부터 유도될 수 있으며 다음 식과 같은 고유분해(eigendecomposition) 형식으로 표시된다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A} \mathbf{\Lambda} \mathbf{A}^{-1} \quad (4)$$

여기서

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ e^{-j\phi_1} & e^{-j\phi_2} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{pmatrix} e^{-j2\phi_1} & 0 \\ 0 & e^{-j2\phi_2} \end{pmatrix}$$

그리고 \mathbf{A}^{-1} 은 \mathbf{A} 행렬의 역이다. 두 신호의 방위가 서로 상이하므로 \mathbf{A} 행렬의 역변환이 존재한다.

평면파 조건을 만족하는 원거리 음원의 경우 주어진 센서 배열 내에 신호음의 특성들이 거의 일정하므로 다른 쌍을 이루는 센서들에 대하여도 식(4)와 동일한 관계로 표시할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} U_3(f) & U_4(f) & \dots & U_M(f) \\ U_4(f) & U_5(f) & \dots & U_M(f) \end{pmatrix} = \mathbf{Y} \begin{pmatrix} U_1(f) & U_2(f) & \dots & U_{M-2}(f) \\ U_2(f) & U_3(f) & \dots & U_{M-3}(f) \end{pmatrix} \quad (5)$$

측정된 M개 센서의 신호의 스펙트럼들로부터 이 전달 행렬의 계산은 미지수의 수보다 식의 수가 많은 overdetermined 선형 역 문제이다. 식(5)는 $\mathbf{Y}_2 = \mathbf{Y} \mathbf{Y}_1$ 으로 표시되며 여기서 \mathbf{Y}_2 는 \mathbf{Y}_1 에 비해 두 개 센서 간격 뒤에 위치한 부배열에 해당한다. 최소 자승법에 의한 \mathbf{Y} 의 해는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{Y}_2 \mathbf{Y}_1^* [\mathbf{Y}_1 \mathbf{Y}_1^*]^{-1} \\ &= \mathbf{Q} \mathbf{R}^{-1} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 *는 공액 복소수 전위 행렬(complex conjugate transpose)을 의미한다. 행렬 \mathbf{R} 은 Hermitian 행렬이며, 따라서 \mathbf{R} 의 고유치들은 실수이다. 행렬 \mathbf{Q} 는 Hermitian이 아니며, 그 고유치들은 일반적으로 복소수이다.

2.2 전달 행렬 특성 분석(I): 하나의 음원 신호에 잡음이 첨가된 경우

이 절에서는 먼저 하나의 평면파 신호음이 있고 상호상관하지 않는 랜덤 잡음이 첨가된 경우 전달 행렬의 고유치 분석에 의한 주파수 함수로서의 SNR 추정 방법을 제시한다. 배열 수직면에 θ 의 각으로 입사하는 평면파의 센서간 위상차 ϕ 를 이용하여 2개 센서에 대한 조향(steering) 벡터를

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j\phi} \end{pmatrix} \quad (7)$$

로 나타내고 위상복소수 $e^{-j\phi}$ 를 Z로 표시한다. 어느 한 주파수에서 행렬 \mathbf{Q} 와 \mathbf{R} 의 예측치는 다음과 같다.

$$\mathbf{Q} = E \{ \hat{\mathbf{Q}} \} = \sigma_S^2 \mathbf{Z}^2 \mathbf{b} \mathbf{b}^* \quad (8)$$

$$\mathbf{R} = E \{ \hat{\mathbf{R}} \} = \sigma_N^2 \mathbf{I} + \sigma_S^2 \mathbf{b} \mathbf{b}^* \quad (9)$$

여기서 σ_N^2 는 잡음의 분산(variance)이며 σ_S^2 는 해당 주파수에서의 신호의 분산이다. R 행렬의 역은

$$R^{-1} = \frac{1}{\sigma_N^2} \left(I - \frac{\sigma_S^2 / \sigma_N^2}{\sigma_N^2 + 2\sigma_S^2} bb^* \right) \quad (10)$$

이며 따라서 전달행렬 Y 는 신호 조향 벡터와 SNR의 함수로 다음과 같이 표시된다.

$$Y = Q R^{-1} = \frac{2}{2 + \sigma_N^2 / \sigma_S^2} Z^2 \frac{1}{2} bb^* \quad (11)$$

이 전달 행렬을 투사(projection), 에너지 감쇠 및 위상 천이의 세가지 기능으로 분해해서 설명할 수 있는데, 1) bb^* 로 표시되는 투사 행렬에 의해 수신신호 스펙트럼을 신호 공간(signal space)에 투사하며, 2) 이때 그 투사되는 에너지를 첫 항에 표시된 SNR의 함수로 감쇠시키며, 3) 또한 동시에 신호공간에 투사된 스펙트럼은 2개 센서 간격에 해당되는 위상만큼 천이시킨다. 이 전달 행렬의 고유치 크기로부터 다음과 같이 SNR을 구할 수 있다.

$$\lambda = \frac{2}{2 + \sigma_N^2 / \sigma_S^2} \quad (12)$$

$$SNR = \frac{\sigma_S^2}{\sigma_N^2} = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{1 - \lambda}$$

그림 1은 고유치 크기와 SNR의 관계를 나타낸 것이다.

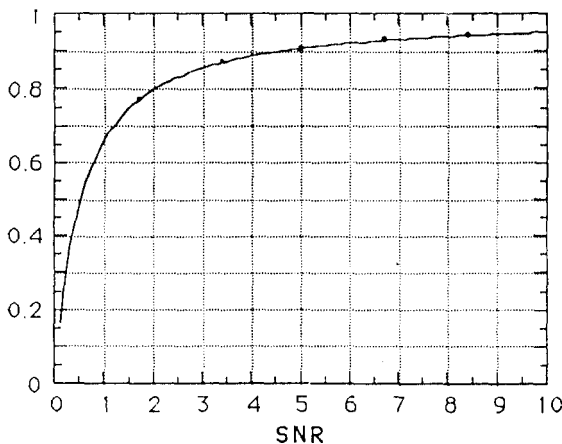


그림 1. 하나의 음원신호에 잡음이 첨가된 경우 SNR과 고유치 크기의 관계

고유치가 0.8인 경우 SNR = 2 즉 3dB에 해당되며, 고유치가 0.9인 경우 SNR = 4.5 즉 6.53dB에 해당한다. 주파수 함수로써의 신호음 방위와 동시에 해당 주파수에서의 SNR을 추정할 수 있다.

2.3 전달 행렬 특성 분석: 두 개 음원 신호에 잡음이 첨가된 경우

이 절에서는 두 개의 신호음이 있고 잡음이 첨가된 경우에 전달 행렬의 고유치 특성을 해석한다. 먼저 잡음이 첨가되지 않은 경우를 고려하면 전달 행렬 Y 는 두 신호의 조향 벡터 방향으로의 투사 연산자(projection operator)와 각각 상응하는 위상 천이에 의해 해석될 수 있다. 즉

$$Y_S = (b_a \ b_b) \begin{pmatrix} Z_a^2 & 0 \\ 0 & Z_b^2 \end{pmatrix} (b_a \ b_b)^{-1} = Z_a^2 P_a + Z_b^2 P_b \quad (13)$$

여기서 b_a 와 b_b 는 α 와 β 신호음에 대한 조향 벡터들이며 Z_a 와 Z_b 는 각 신호음에 대한 위상복소수이다. 식 (13)으로부터 α 음원에 대한 투사행렬 P_a 와 음원에 대한 투사행렬 P_b 는 다음과 같고

$$P_a = \frac{1}{Z_a - Z_b} \begin{pmatrix} -Z_b & 1 \\ -Z_a Z_b & Z_a \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$P_b = \frac{1}{Z_a - Z_b} \begin{pmatrix} Z_a & -1 \\ Z_a Z_b & -Z_b \end{pmatrix}$$

투사 행렬은 다음과 같은 특성을 갖는다.

- $P_a + P_b = I$
 - $P_a b_a = b_a$
 - $P_a b_b = 0$
 - $P_a^2 = P_a$
- (15)

식(11)에서 행렬 Q 와 R 에 대해 각각 특성을 분석하여 잡음이 첨가되지 않은 조건에서의 전달 행렬 Y_S 와 잡음이 첨가된 상태에서의 전달행렬 Y_{SN} 을 비교 분석하고자 한다. 공간적으로 상관관계를 갖지 않는 랜덤 잡음이 첨가된 조건에서 행렬 Q 의 추정치는 두 경우에 동일하다. 즉 측정된 각 채널의 랜덤잡음들은 채널 상호간 상관관계가 없으며 또한 신호들과 상관관계가 없으므로 이들에 대한 cross spectrum 추정치는 모두 아주 작은 값으로 수렴한다. 즉,

$$E(Q) = Y_S R_S = Y_{SN} R_{SN} \quad (16)$$

이므로

$$Y_{SN} = Y_S R_S R_{SN}^{-1} \quad (17)$$

이다. 여기서 R_S 와 R_{SN} 은 각각 Y_S 와 Y_{SN} 를 구성하는 cross spectral matrix 들이다.

식(17)의 전달행렬 Y_{SN} 은 식(13)에 표시된 무사행렬과 R_S 와 R_{SN} 의 고유자료(eigendata)를 이용하여 다음 식으로 표시할 수 있다.

$$Y_{SN} = \sum_{i=1}^2 Z_i^T E_i \cdot \sum_{i=1}^2 \lambda_i e_i e_i^* \cdot \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\lambda_i + \sigma_N^2} e_i e_i^* \quad (18)$$

$$= \sum_{i=1}^2 Z_i^T E_i \cdot \sum_{i=1}^2 \frac{\lambda_i}{\lambda_i + \sigma_N^2} e_i e_i^*$$

식 (18)은 동일한 크기로 입사하는 두 개의 신호음에 대하여 아래에 제시되는 고유자료를 이용하여 analytic function 으로 표시될 수 있다. 이 경우에 R_S 와 R_{SN} 은 두 조향 벡터를 이용하여 다음과 같이 표시된다.[6, 7]

$$R_S = E \{ \hat{R}_S \} = \sigma_a^2 b_a b_a^* + \sigma_b^2 b_b b_b^* \quad (19)$$

$$R_{SN} = E \{ \hat{R}_{SN} \} = \sigma_N^2 I + \sigma_a^2 b_a b_a^* + \sigma_b^2 b_b b_b^*$$

여기서

$$b_a = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi/d \sin \theta_a/c} \end{pmatrix}, \quad b_b = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi/d \sin \theta_b/c} \end{pmatrix} \text{ 이다.}$$

R_S 와 R_{SN} 의 고유벡터들은 동일하며 아래와 같이 표시된다.

$$e_1 = \frac{1}{2\sqrt{1 + \cos \phi}} (b_a e^{-j\phi/2} + b_b e^{j\phi/2}) \quad (20)$$

$$e_2 = \frac{1}{2\sqrt{1 - \cos \phi}} (b_a e^{-j\phi/2} - b_b e^{j\phi/2})$$

여기서 각 ϕ 는 입사하는 두 신호들간의 위상차에 관련되며 두 조향 벡터들의 내적(inner product)으로 아래와 같이 정의된다.

$$\langle b_a, b_b \rangle = 2 \cos \phi e^{j\phi}; \quad \phi = \pi f \frac{d(\sin \theta_a - \sin \theta_b)}{c} \quad (21)$$

두 고유벡터에 상응하는 R_S 의 고유치는

$$\lambda_1^S = 2\sigma_a^2(1 + \cos \phi) \quad (22)$$

$$\lambda_2^S = 2\sigma_b^2(1 - \cos \phi)$$

이며 R_{SN} 의 고유치는

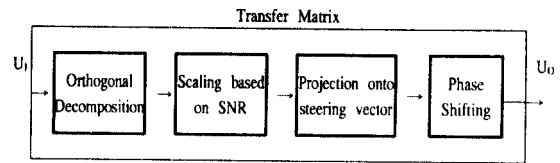
$$\lambda_1^{SN} = \sigma_N^2 + 2\sigma_a^2(1 + \cos \phi) \quad (23)$$

$$\lambda_2^{SN} = \sigma_N^2 + 2\sigma_b^2(1 - \cos \phi)$$

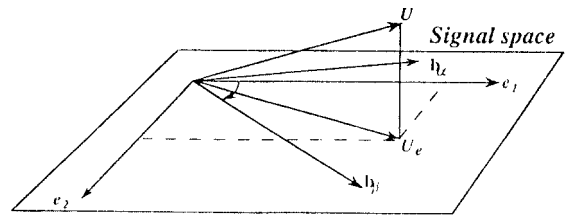
이다.

식(18)에 표시된 전달 행렬 Y_{SN} 의 기능을 4단계로 세분하여 그림 2에 설명하였다. 즉, 전달행렬은 주어진 입력 스펙트럼 벡터 U 에 대해 다음과 같은 4단계 기능을 수행한다.

- 1) 신호 공간상에 존재하는 상호 수직의 고유벡터 e_1 과 e_2 로 성분을 분해하고,
- 2) 각 고유벡터 성분상의 크기로 조정하며,
- 3) 각 고유벡터 성분을 두 개의 조향 벡터 성분으로 분해하며,
- 4) 다음 단계로 조향 벡터 성분들에 대해 조향각에 상응하는 위상을 천이시킨다.



(a)



(b)

그림 2. 전달행렬의 기능 분해 (a) 전달 행렬 기능 흐름 (b) 전달 행렬의 기능에 대한 벡터 공간에서의 기능 설명

III. 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 시험결과 및 고찰

이 절에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안된 알고리즘의 실제적인 적용의 예를 제시한다. 성능 분석을 위해 반파장 간격으로 배열된 6개 센서로 구성된 선형 배열을 고려하였다. 6개 센서 배열로부터 인접한 두 개 센서로 구성된 총 5개의 부배열을 형성하여 소음 발생기로부터의 잡음 신호에 비해 아주 미약한 원거리 표적신호가 수신되는 상황을 고려하였다. 한 신호는 광대역 소음발생기로부터 발생하는 신호음으로 신호의 입사 방향은 센서 배열 수직면에 대해 18.6° 왼쪽이며 한 신호는 표적으로부터 반향되어 들어오는 협대역 표적 신호음으로 신호의 입사 방향은 20° 오른쪽이다. 이때 표적 신호대 소음 발생기 소음비는 -46dB 이다. 소나 자체 송신음으로 인해서 발생하는 전방향성 복반사음의 영향은 인위적인 소음발생기에 비교해서 무시할 수준으로 표적신호대 복반사음은 +20dB로 가정하였다.

그림 3은 컴퓨터 시뮬레이션에 사용하기 위해 발생시킨 신호들이다. 주어진 6개 센서배열로부터 인접한 두 개 센서로 구성된 총 5개의 부배열을 형성하여 2x2 전달행렬을 구하고 이 전달 행렬에 대한 고유자료를 계산하였다. 그림 4에 두 신호음에 해당하는 주파수 함수로서의 고유치 스펙트럼을 나타내었고 그림 5는 주파수 함수로

씨의 추정된 방위각 스펙트럼이다.

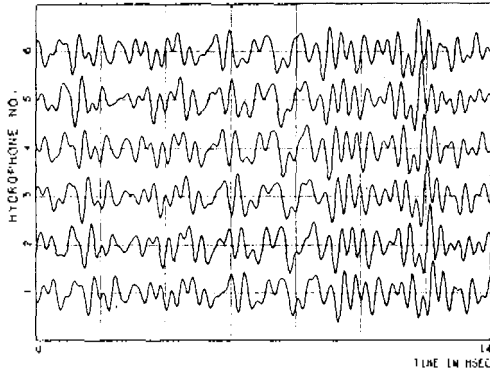


그림 3. 시뮬레이션에 사용된 6개 센서에 입력 신호. 표적신호 대 소음발생기 잡음 비율 = -46dB. 표적신호대 복반사 잡음 비율 = +20dB.

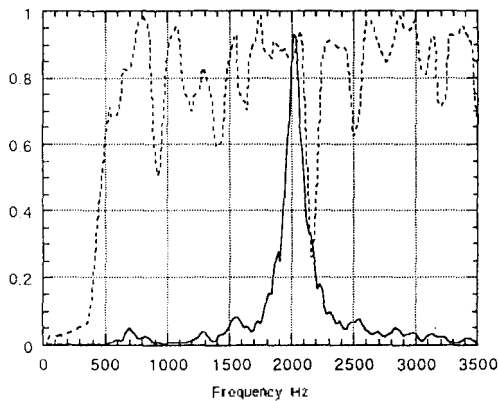


그림 4. 두 신호음에 해당하는 고유치 스펙트럼. 점선은 광대역 소음발생기 신호에 대한 고유 스펙트럼이며, 실선은 협대역 신호에 대한 고유치 스펙트럼이다.

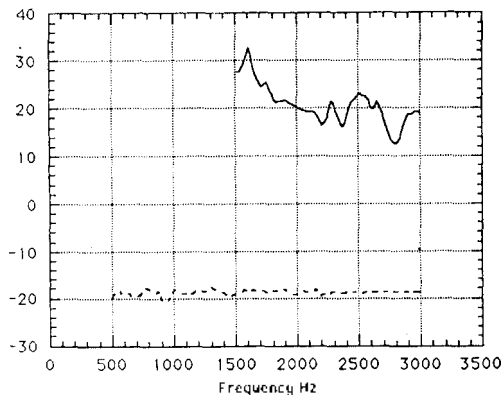


그림 5. 주파수 합수로써 방위 추정 결과. 표적 신호음에 대한 방위 추정치(실선)는 신호대 잡음비가 큰 중심 주파수 2000Hz 주변에서 정확하며, 소음 발생기에 대한 방위 추정치(점선)는 광대역에서 비교적 정확함.

그림 4와 그림 5로부터 두 개의 신호음에 대한 고유자료 계산 결과를 보면 2000Hz에 중심을 둔 협대역 신호는 중심 주파수와 이격된 주파수 대역에서 작은 고유치를 갖으나, 소음 발생기 신호는 광대역에 걸쳐 비교적 큰 고유치 값을 갖는다. 그림 5에 보는 바와 같이 협대역 신호는 큰 고유치 값을 갖는 중심 주파수 주변에서 정확한 방위 추정치를 나타내고 소음 발생기 신호는 광대역에 걸쳐 정확한 방위 추정치를 보인다.

그림 4와 그림 5의 결과들을 종합하여 분석하면 방위 추정치의 정확성과 고유치의 크기의 상관관계를 볼 수 있다. 신호대 잡음비가 클 때 고유치 크기는 1.0에 근접하며 역으로 신호대 잡음비가 작을 때 고유치 크기는 0에 접근한다. 큰 고유치에 상응하는 방위 추정치는 정확하며, 작은 고유치에 상응하는 방위 추정치는 잡음의 영향으로 큰 오차를 갖는다. 이 고유 분석 기법의 이점은 기존의 방위 추정 기법들과 달리 방위 추정치의 정확성을 나타내는 정보를 동시에 얻을 수 있다는 점이다.

IV. 결론

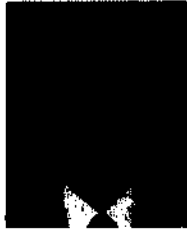
이 논문에서는 두 개의 상호 간섭하는 신호가 입사하고 주변 환경에 의한 랜덤 잡음이 첨가되는 조건에서 각 신호음에 대한 주파수 합수로써의 신호대 잡음비와 방위를 추정할 수 있는 알고리즘을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 알고리즘은 MUSIC, LP, MEM, ML, ESPRIT 등 기법에 비해 계산량이 매우 작고 또한 신호대 잡음비와 방위를 동시에 추정할 수 있는 장점이 있다. 비교적 적은 수의 센서로 구성된 능동 소나는 제한된 송신 빔 폭 안에 있는 소수의 신호음들을 식별하기 위해 방위와 동시에 그 신호음의 스펙트럼을 추정할 수 있는 경우에 운용성에서 큰 이득을 갖는다.

참고 문헌

1. H. Cox, "Resolving Power and Sensitivity to Mismatch of Optimum Array Processors", J. Acoust. Soc. Amer., Vol.54, No.3, pp771-785, 1973.
2. J. P. Burg, "Maximum Entropy Spectral Analysis", Proc. NATO Advanced Study Institute on Signal Processing, August 1968.
3. D. H. Johnson, "The Application of Spectral Estimation Methods to Bearing Estimation Problems", Proc. IEEE, Vol.70, No.9, pp1018-1028, 1982.
4. R. O. Schmidt, "A Signal Subspace Approach to Multiple Emitter Location and Spectral Estimation", Ph. D. Thesis, Stanford University, Stanford, CA, 1981.
5. R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques", IEEE, Trans. Acoust. Speech, Signal Processing, Vol. 37, No.7, pp984-995, 1989.
6. H. Cox and R. M. Zeskind, "Resolution and Mismatch Properties of Linear Predictive Array Processors", Bolt Beranek and Newman Technical Report No. 5257, September 1983.

7. S. R. DeGraaf and D. H. Johnson, "Capability of Array Processing Algorithms to Estimate Source Bearings", Technical Report #8218, Dept. of Electrical Engineering, Rice University, Houston, Texas, December 1982.

▲조 운 현(Woon Hyun Cho)



1974년 : 서울대학교 해양학과 학사
1985년 : 부산대학교 지질학과 석사
1991년 : 미국 Texas A & M Univ.
지구물리학 박사
1981년~1985년 : 국방과학연구소 수
중음향실
1991년~현재 : 국방과학연구소 수
중채계기술실