

## 2차원 퍼진 신호를 추정하는 두단계 방법

### Two-Step Procedures for the Estimation of Two-Dimensional Distributed Sources

이 성 로\*, 송 익 호\*, 이 주 식\*, 박 정 순  
(Seong Ro Lee\*, Ickho Song\*, Jooshik Lee\*, Jeongsoon Park\*)

#### 요 약

신호도착방향 추정에 관한 대부분의 연구는 신호원을 점신호원이라 두고 이루어져 왔으나, 실제 환경에서는 신호원을 퍼진 신호모형으로 두면 더 알맞게 추정할 수 있을 때가 많다. 신호원이 어떤 영역에 걸쳐 퍼져 있을 때 우리는 잘 알려진 신호도착방향 추정 방법들을 직접 사용할 수 없다. 이 논문에서는 2차원 퍼진 신호원을 중심각과 퍼짐의 정도로 나타내고, 3차원 공간에서 두단계 기법을 써서 모수형 퍼진 신호원의 수직, 수평각을 추정하였다.

#### ABSTRACT

Most research on the estimation of direction of arrival has been accomplished based on the assumption that the signal sources are point sources. In some real surroundings, signal source localization can more adequately be accomplished with distributed source models. When the signal sources are distributed over an area, we cannot directly use well-known DOA estimation methods. In this paper, we represent a source by the center angle and degree of dispersion. Then, we address the estimation of the elevation and azimuth angles of distributed sources based on the parametric distributed source modeling in the 3-dimensional space.

#### I. 머리말

신호도착방향을 추정하는 대부분의 연구는 신호원을 점신호원이라 두고 (곧, 어느 신호의 신호도착방향이  $\theta$ 라면, 충분히 작은  $\varepsilon$ 에 대하여  $\theta + \varepsilon$ 에서는 신호가 없다고 보고) 수평각만을 추정하는 문제를 다루어 왔다[1-4]. 점신호원 가정은 신호원들이 수신기에서 충분히 멀리 떨어져 있다면 타당한 가정이다. 이 가정에서 배열처리기 출력벡터는 조종벡터의 가중합이다. 수평각만을 추정하는 1차원 문제의 확장으로서, 2차원 (수평, 수직) 추정문제가 점신호원 모형을 바탕으로 몇몇 연구에서 다루어 졌다[5, 6].

일반적으로 실제 환경에서 배열처리에 수신되는 신호들은 직접경로 신호뿐만 아니라, 여러 반사신호들로 이루어진다. 이러한 보기로는 수중 음파탐지기의 다중반향, 레이더에서 교란신호, 위성통신에서 다른 신호로 말미암은 간섭을 들 수 있다. 이때 신호는 한 주파수에서, 무시할 수 없는  $\varepsilon$ 에 대하여  $[\theta - \varepsilon, \theta + \varepsilon]$  영역에서 존재하는 다중응답 신호들을 가지고  $\theta_0$ 을 중심으로 퍼지게 된다.

신호원이 퍼져 있다면, 배열처리기 출력벡터는 퍼진

신호밀도함수로 모든 방향에서 조종벡터를 적분하여 얻어야 한다[7, 8]. 한편, 퍼진 신호원의 신호도착방향 추정에 점신호원에 대한 추정방법들을 적용할 수는 있으나 그 방법들은 좋은 추정값을 낸다고 할 수 없다. 이 논문에서는 퍼진 신호원의 수직, 수평각을 추정하는 문제를 다룰 것이다: 좀더 구체적으로는 다중신호분류 방법을 써서 퍼진 신호원의 수평, 수직각을 추정하는 문제를 다루고, 모의실험으로 제안된 방법의 성능을 살펴본다.

#### II. 추정 문제와 신호모형

##### 2.1 신호 도착방향 추정

$M$  배열감지기로  $L$  점신호원의 수평각만을 추정하는 문제를 생각해 보자.  $M \times 1$  배열처리기 출력벡터  $y(t) = [y_1(t), \dots, y_M(t)]^T$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = \sum_{k=1}^L a(\theta_k) s_k(t) + n(t). \quad (1)$$

여기서,  $s_k(t)$ 는  $k$ 제 점신호원 파형이고  $n(t) = [n_1(t), \dots, n_M(t)]^T$ 는 잡음벡터이며,  $a(\theta_k)$ 는 조종벡터이고,  $\theta_k$ 는  $k$ 제 신호의 신호도착방향이다. 잡음  $n(t)$ 는  $E[n(t) n^H(t)] = \sigma^2 I$ ,  $E[n(t) n^T(t)] = 0$ ,  $E[n(t)] = 0$ 을 만족시키고 정상인 백색 복소 정규 확률벡터라고 하자. 또한 잡음은 신호와 상관

\*한국과학기술원 전기 및 전자공학과  
Department of Electrical Engineering Korea Advanced Institute of Science and Technology  
접수일자: 1996년 9월 10일

관계가 없다고 하자.

이제,  $A(\theta)=[a(\theta_1), \dots, a(\theta_L)]$ 과  $\theta=[\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L]^T$ 라 쓰면 (1)을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = A(\theta)s(t) + n(t). \quad (2)$$

여기서, 평균이 0인 복소 정규 신호벡터  $s(t)=[s_1(t), \dots, s_L(t)]^T$ 는 정상이며  $E[s(t)s^H(t)]=R_s$ 와  $E[s(t)s^T(t)]=0$ 을 만족시킨다.

이러한 가정에서, 출력벡터는 평균이 0이고 공분산행렬이 다음과 같은 복소 정규 벡터이다.

$$R_y = E[y(t)y^H(t)] = A(\theta)R_sA^H(\theta) + \sigma^2I. \quad (3)$$

점신호원의 수직, 수평각은 (2)를 다음과 같이 확장함으로써 추정할 수 있다[5, 6].

$$y(t) = A(\theta, \phi)s(t) + n(t). \quad (4)$$

식 (4)에서,  $\theta=[\theta_1, \dots, \theta_L]^T$ 는 수평 신호도착방향 벡터이고,  $\phi=[\phi_1, \dots, \phi_L]^T$ 는 수직 신호 도착방향 벡터이며,  $A(\theta, \phi)$ 는 2차원 조종벡터인  $a(\theta_k, \phi_k)$ ,  $k=1, 2, \dots, L$ 를 열벡터로 갖는다.

요즈음에, 퍼진 신호원 모형에서 수평각만을 추정하는 문제가 다루어졌다[7, 8]. 보기로, [8]에서 제안된 퍼진 신호원 모형을 생각해 보면, 출력벡터  $y(t)$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} a(\theta)s(\theta, t) d\theta + n(t). \quad (5)$$

이때,  $s(\theta, t) = \sum_{k=1}^L s_k(t)\delta(\theta-\theta_k)$ 이면  $L$  점신호원이 됨을 알 수 있다.

이 논문에서는, [8]에서 다른 연구의 확장으로서 3차원 공간에서 퍼진 신호모형의 수평, 수직각 추정을 생각한다. 퍼진 신호원은 중심각과 퍼짐의 정도 두 변수로 정의할 수 있는 모수형 퍼진 신호원과 일반적으로 유한 변수로 정의할 수 없는 비모수형 퍼진 신호원으로 나눌 수 있다. 이 논문에서는 모수형 퍼진 신호밀도함수를 써서 2차원 신호도착방향 추정문제를 다룬다.

2차원의 퍼진 신호 밀도함수  $s(\theta, \phi, t)$ 는 다음과 같다.

$$s(\theta, \phi, t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} g_{mn}(t) e^{-jm\theta} e^{-jn\phi}. \quad (6)$$

여기서,  $g_{mn}(t)$ 는  $E[g_{mn}(t)]=0$ 이고  $E[g_{mn}(t)g_{kl}^*(t)]=\gamma_{mnkl}$ 인 확률변수이다. 그러면, 신호 공분산 함수  $R_s$ 는 다음과 같다.

$$R_s(\theta, \phi, \theta', \phi') = E[s(\theta, \phi, t)s^*(\theta', \phi', t)]$$

$$= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \gamma_{mnkl} e^{-j(m\theta-k\theta')} e^{-j(n\phi-l\phi')}. \quad (7)$$

신호원이 점신호원일 때, 곧,  $s(\theta, \phi, t) = \sum_{k=1}^L s_k(t)\delta(\theta-\theta_k)$

$\delta(\phi-\phi_k)$ 일 때, 공분산 함수  $R_s$ 는 신호도착방향에서 가장 큰 값을 가지며 그 크기는 이론적으로 무한대이다. 한편, 신호밀도함수가 퍼져 있을 때 공분산 함수는 중심각 부분에서 큰 값을 갖는다.

이제 배열처리의 출력  $y(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} a(\theta, \phi)s(\theta, \phi, t) d\theta d\phi + n(t). \quad (8)$$

식 (8)은 (4)의 일반화된 풀이면서 (5)의 확장이다.

### 2.2 모수형 퍼진 신호 모형

식 (8)에서 뚜렷이 알 수 있듯이,  $s(\theta, \phi, t)$ 의 특성에 어떤 제약조건을 두지 않으면, 2차원 퍼진 신호밀도함수에 대하여 더 이상 살펴보는 것은 매우 어렵다. 이 논문에서는  $g_{mn}(t) = \sum_{k=1}^L s_k(t)\rho_k^m e^{jm\theta_k} \eta_k^n e^{jn\phi_k}$ 인 때를 생각해 보자.

여기서,  $\theta_k$ 와  $\phi_k$ 는 중심각이고,  $\rho_k$ 와  $\eta_k$ 는 퍼짐매개변수이며,  $0 < \rho_k, \eta_k < 1, 0 \leq \theta_k < 2\pi, 0 \leq \phi_k < \pi$ 를 만족시킨다.

이와같이, 네 매개변수( $\theta_k, \rho_k, \phi_k, \eta_k$ )로 정의된  $s_k(\theta, \phi, t) = s_k(t) \sum_{m=0}^{\infty} \rho_k^m e^{-jm(\theta-\theta_k)} \sum_{n=0}^{\infty} \eta_k^n e^{-jn(\phi-\phi_k)}$ 를 중심각( $\theta_k, \phi_k$ )를 중심으로 퍼져 있는 2차원 모수형 신호라고 부른다.

이때, 신호밀도함수  $s(\theta, \phi, t) = \sum_{k=1}^L s_k(\theta, \phi, t)$ 가 됨을 알 수 있다. 이러한 모수형 신호모형에서 우리 목표는  $\theta_k, \rho_k, \phi_k, \eta_k, k=1, 2, \dots, L$ 를 추정하는 것이다.

이제,  $L$  모수형 신호로 이루어진 퍼진 신호밀도함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} s(\theta, \phi, t) &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} g_{mn}(t) e^{-jm\theta} e^{-jn\phi} \\ &= \sum_{k=1}^L s_k(t) \sum_{m=0}^{\infty} \rho_k^m e^{-jm(\theta-\theta_k)} \sum_{n=0}^{\infty} \eta_k^n e^{-jn(\phi-\phi_k)} \\ &= \sum_{k=1}^L s_k(t) I_k(\theta, \phi). \end{aligned} \quad (9)$$

여기서,  $I_k(\theta, \phi) = I(\theta, \phi; \theta_k, \rho_k, \phi_k, \eta_k) = 1/[(1-\rho_k e^{-j(\theta-\theta_k)})(1-\eta_k e^{-j(\phi-\phi_k)})]$ 는  $k$ 계 강도함수이며,  $I(\theta, \phi; \theta', \rho', \phi', \eta') = 1/[(1-\rho' e^{-j(\theta-\theta')})(1-\eta' e^{-j(\phi-\phi')})]$ 이다. 밀도함수가 (9)인 모수형 신호원의 배열처리 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = \sum_{k=1}^L \frac{S_k(t)}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} a(\theta, \phi) I_k(\theta, \phi) d\theta d\phi + n(t). \quad (10)$$

식 (10)에서 배열처리기 출력벡터는  $a(\theta, \phi)$ 가 정해지면 코쉬적분으로 얻을 수 있다.

신호도착방향 추정에 쓰이는 표본크기가  $N$ 일 때, 배열처리기 출력의 표본 공분산함수는 다음과 같이 얻어진다.

$$\hat{R}_y = \frac{1}{N} Y Y^H. \quad (11)$$

여기서,  $Y = [y(t_1), \dots, y(t_N)]$ 는  $M \times N$  행렬이다. 그러면, 우리는 다중신호분류방법과 같은 고유구조방법을 사용하여 영스펙트럼을 얻어,  $\theta_k, \rho_k, \phi_k, \eta_k$ 를 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$[\hat{\theta}, \hat{\rho}, \hat{\phi}, \hat{\eta}] = \arg \max_{\{\theta, \rho, \phi, \eta\}} V(\theta, \rho, \phi, \eta). \quad (12)$$

여기서,  $\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_L]$ ,  $\hat{\rho} = [\hat{\rho}_1, \dots, \hat{\rho}_L]$ ,  $\hat{\phi} = [\hat{\phi}_1, \dots, \hat{\phi}_L]$ ,  $\hat{\eta} = [\hat{\eta}_1, \dots, \hat{\eta}_L]$ 는 추정벡터이며  $V$ 는 영스펙트럼이다.

### III. 원형 배열처리기를 쓴 신호도착방향 추정

이 절에서는 원형 배열처리기를 써서 얻은 공분산 행렬로부터 신호도착방향과 퍼짐매개변수를 추정하는 방법을 알아보기로 한다. 그림 1에서와 같이 직교좌표계의 원점을 중심으로 하고 반경이  $R$ 인 원에 균일하게 위치하고 있는, 동일한 단방향성 감지기  $M$ 개로 이루어진 균일 원형 배열처리기를 생각해 보자.  $k$ 째 감지기의 위치벡터  $r_k$ 는 다음과 같이 나타난다.

$$r_k = (R \cos \alpha_k, R \sin \alpha_k, 0), \quad k=1, 2, \dots, M. \quad (13)$$

여기서,  $\alpha_k = 2\pi(k-1)/M$ 는 라디안 단위로  $X$ 축으로부터 반시계방향으로 잰  $k$ 째 감지기의 위치각이다.

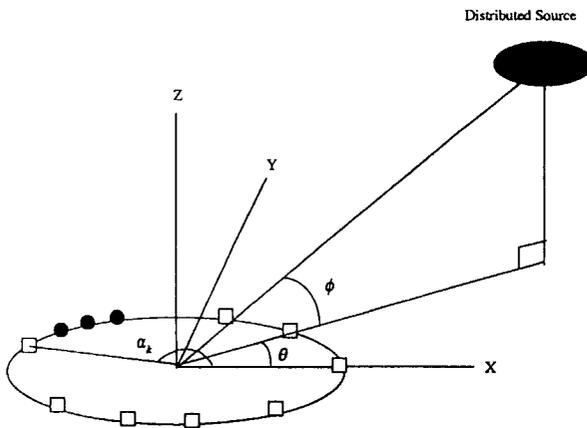


그림 1. 선형 원형 배열처리기

식 (10)에서 다음과 같이 배열처리기 출력벡터를 얻는다.

$$y(t) = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} a_c(\theta, \phi) s(\theta, \phi, t) d\theta d\phi + n(t) = \sum_{k=1}^L S_k(t) b_{c,k} + n(t). \quad (14)$$

여기서,  $a_c(\theta, \phi)$ 는 원형 배열처리기의 조종벡터이며[9],  $b_{c,k} = b_c(\theta_k, \rho_k, \phi_k, \eta_k)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$b_c(\theta, \rho, \phi, \eta) = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{a_c(\zeta, \xi) d\zeta d\xi}{(1-\rho e^{-j(\zeta-\theta)})(1-\eta e^{-j(\xi-\phi)}}. \quad (15)$$

이제부터,  $\rho_k e^{j\theta_k}$ 와  $\eta_k e^{j\phi_k}$ 를 각각  $\psi_{h,k}$ 와  $\psi_{v,k}$ 로 쓰기로 하자. 열벡터  $b_{c,k}$ 의  $i$ 째 원소는 다음과 같이 코쉬적분을 써서 얻는다.

$$\begin{aligned} b_{c,k,i} &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{e^{j\frac{2\pi R}{\lambda_c} \cos\phi \cos(\theta-\alpha)}}{(1-\psi_{h,k} e^{-j\theta})(1-\psi_{v,k} e^{-j\phi})} d\theta d\phi \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{e^{j\frac{2\pi R}{\lambda_c} \cos\phi (\psi_{h,k} e^{-j\alpha} + \frac{1}{\psi_{h,k}} e^{j\alpha})}}{1-\psi_{v,k} e^{-j\phi}} d\phi \\ &= \frac{1}{2\pi} \oint_C \frac{e^{\frac{\pi R}{2\lambda_c} (z + \frac{1}{z}) (\psi_{h,k} e^{-j\alpha} + \frac{1}{\psi_{h,k}} e^{j\alpha})}}{1-\psi_{v,k} k z^{-1}} \frac{dz}{jz} \\ &= \exp\left\{ \frac{\pi R}{2\lambda_c} \left( \psi_{v,k} + \frac{1}{\psi_{v,k}} \right) (\psi_{h,k} e^{-j\alpha} + \frac{1}{\psi_{h,k}} e^{j\alpha}) \right\}. \end{aligned} \quad (16)$$

모수형 퍼진 신호모형에서  $s(\theta, \phi, t)$ 의 공분산함수는 다음과 같으므로

$$\begin{aligned} R_c(\theta, \phi, \theta', \phi') &= E[s(\theta, \phi, t) s^*(\theta', \phi', t)] \\ &= \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L \rho_{mn} \cdot I_m(\theta, \phi) \cdot I_n^*(\theta', \phi'), \end{aligned} \quad (17)$$

균일 원형 배열처리기 출력의 공분산행렬  $R_c$ 는 다음과 같다.

$$R_c = B_c \Delta B_c^H + \sigma^2 I. \quad (18)$$

여기서,  $[\Delta]_{mn} = \rho_{mn} = E[S_m(t) S_n^*(t)]$ 이고,  $B_c = [b_{c,1}, b_{c,2}, \dots, b_{c,L}]$ 이다.

한편,  $R_c$ 를 고유분해하면, 신호부공간  $S_c = [e_{c,1}, e_{c,2}, \dots, e_{c,L}]$ 과 잡음부공간  $G_c = [e_{c,L+1}, e_{c,L+2}, \dots, e_{c,M}]$ 을 얻는다. 여기서,  $e_{c,k}$ 는  $R_c$ 의 고유값 가운데에서  $k$ 째로 큰  $\lambda_{c,k}$ 에 대한 고유벡터이며,  $\lambda_{c,1} > \lambda_{c,2} > \dots > \lambda_{c,L} > \lambda_{c,L+1} = \lambda_{c,L+2} = \dots = \lambda_{c,M}$ 이다.  $\text{span}(b_{c,1}, b_{c,2}, \dots, b_{c,L})$ 은  $\text{span}(e_{c,L+1}, e_{c,L+2}, \dots, e_{c,M})$ 과 직교하기 때문에, 다

음과 같이 신호도착방향과 퍼짐 매개변수를 알아낼 수 있다:

$$\mathbf{b}_c^H(\theta, \rho, \phi, \eta) \mathbf{G}_c = 0 \text{ iff } (\theta, \rho, \phi, \eta) \in \{(\theta_1, \rho_1, \phi_1, \eta_1), \dots, (\theta_L, \rho_L, \phi_L, \eta_L)\}. \quad (19)$$

먼저 원형 배열처리기 출력벡터로부터 다음과 같은 다중신호분류 영 스펙트럼을 얻는다.

$$f_{MU}(\theta, \rho, \phi, \eta) = \frac{\|\mathbf{b}_c(\theta, \rho, \phi, \eta)\|^2}{\mathbf{b}_c^H(\theta, \rho, \phi, \eta) \hat{\mathbf{G}}_c \hat{\mathbf{G}}_c^H \mathbf{b}_c(\theta, \rho, \phi, \eta)}. \quad (20)$$

여기서,  $\hat{\mathbf{G}}_c$ 는 배열처리기 출력벡터의 표본 공분산 함수의 잡음부공간이다. 그러면,  $(\theta_k, \rho_k, \phi_k, \eta_k)$ 는 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$(\hat{\theta}_k, \hat{\rho}_k, \hat{\phi}_k, \hat{\eta}_k) = \arg \max_{\{\theta, \rho, \phi, \eta\}} f_{MU}(\theta, \rho, \phi, \eta) \text{ for } k=1, 2, \dots, L. \quad (21)$$

그러나, 이와 같은 방법은 계산량이 많고 복잡하기 때문에, 이 논문에서는 2차원 최적화 방법에 의한 두 가지 2단계 과정을 생각한다.

(방법 1) 먼저, 수평각과 수평 퍼짐매개변수로 이루어지는 영스펙트럼을 다음과 같이 얻어

$$f_A(\theta, \rho) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} f_{MU}(\theta, \rho, \phi, \eta) d\eta d\phi, \quad (22)$$

수평변수  $(\theta_k, \rho_k)$ 를 추정한다:

$$(\hat{\theta}_k, \hat{\rho}_k) = \arg \max_{\{\theta, \rho\}} f_A(\theta, \rho) \text{ for } k=1, 2, \dots, L. \quad (23)$$

다음으로, 수직변수  $(\phi_k, \eta_k)$ 는 아래와 같이 추정한다.

$$(\hat{\phi}_k, \hat{\eta}_k) = \arg \max_{\{\phi, \eta\}} f_{MU}(\hat{\theta}_k, \hat{\rho}_k, \phi, \eta) \text{ for } k=1, 2, \dots, L. \quad (24)$$

(방법 2) 먼저, 신호도착방향 영 스펙트럼을 얻는다.

$$f_D(\theta, \phi) = \int_0^1 \int_0^1 f_{MU}(\theta, \rho, \phi, \eta) d\rho d\eta. \quad (25)$$

이로부터 다음과 같이  $(\theta_k, \phi_k)$ 를 추정한다.

$$(\hat{\theta}_k, \hat{\phi}_k) = \arg \max_{\{\theta, \phi\}} f_D(\theta, \phi). \quad (26)$$

그리고, 퍼짐매개변수는 다음과 같이 추정한다.

$$(\hat{\rho}_k, \hat{\eta}_k) = \arg \max_{\{\rho, \eta\}} f_{MU}(\hat{\theta}_k, \rho, \hat{\phi}_k, \eta) \text{ for } k=1, 2, \dots, L. \quad (27)$$

쉽게 알 수 있듯이, 추정해야할 매개변수가 넷이므로 가능한 방법이 여섯가지이다. 이 가운데에서, 방법 1과 2의 순서를 바꾼 방법들은 그 성능이 각각 방법 1과 2와 차이가 없다는 것은 쉽게 알 수 있다. 나머지 두 방법에서는 수평 신호도착방향과 수직 퍼짐매개변수, 수직 신호도착방향과 수평 퍼짐매개변수가 짝이 되어 추정되므로 물리적으로 타당하지 않다.

#### IV. 보기와 모의실험

이제, 앞에서 다룬 내용을 더욱 명확히 알아볼 수 있도록 신호원수  $L$ 이 2이고 배열감지기수  $M$ 이 10일 때 몇 가지 추정 보기와 모의실험을 살펴보자. 전력이 같고 서로 상관관계가 없는 두 신호원을 생각해보자. 이 두 신호원은 아래와 같다고 하자.

$$(\theta_1, \rho_1, \phi_1, \eta_1) = (30^\circ, 0.9, 25^\circ, 0.8)$$

$$(\theta_2, \rho_2, \phi_2, \eta_2) = (40^\circ, 0.7, 40^\circ, 0.6)$$

한편, 신호대잡음비는  $10 \log[E(|s_i(t)|^2)/\sigma^2] = 10 \log[\rho_{11}/\sigma^2]$  (dB) 이다.

##### 보기 1:

모수형 퍼진 신호모형의 필요성을 알아볼 수 있도록  $\hat{\mathbf{G}}_c = \mathbf{G}_c$ 라고 두고  $SNR=15$ dB일 때, 점신호원 가정에서 원형 배열처리기를 써서 다중신호분류 영스펙트럼을 다음과 같이 얻었다.

$$f_p(\theta, \phi) = \frac{\|\mathbf{a}_c(\theta, \phi)\|^2}{\mathbf{a}_c^H(\theta, \phi) \mathbf{G}_c \mathbf{G}_c^H \mathbf{a}_c(\theta, \phi)} \quad (28)$$

그림 2는 영 스펙트럼 (28)을 보여준다. 이 그림에서 쉽게 알 수 있듯이, 하나의 최고값만 나타나며 다른 신호원은 찾을 수 없다. 그러므로, 이 보기는 점신호원 영 스펙트럼을 쓰는 다중신호분류 방법으로는 모수형 신호를 추정할 수 없다는 것을 보여준다.

##### 보기 2:

이 보기에서는, 방법 1과 2가 거의 같은 성능을 갖는다는 것을 알아보기로 한다.  $\hat{\mathbf{G}}_c = \mathbf{G}_c$ 라고 하자. 이것은  $N \rightarrow \infty$ 라고 두는 것과 같다. 또한, 신호대 잡음비는 15dB로 두자.

[방법 1] 식 (22)와 (20)을 써서 극대화 과정 (23)과 (24)에서 네 매개변수 두 짝을 추정한다. 먼저, (23)에서 수평 매개변수 집합  $(\theta_1, \rho_1)$ 과  $(\theta_2, \rho_2)$ 를 추정한다. 그 다음 (20)

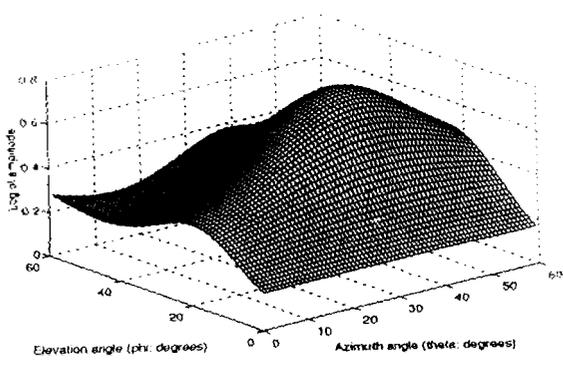


그림 2. 선형 원형 배열처리기를 쓴 기존의 영 스펙트럼

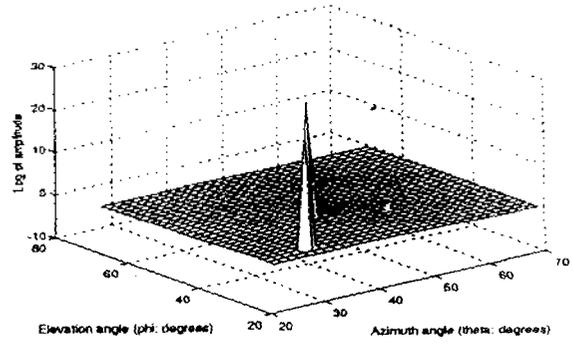


그림 3.2 (a) 영 스펙트럼  $f_D(\theta, \phi)$  with  $\hat{G}_c = G_c$ .

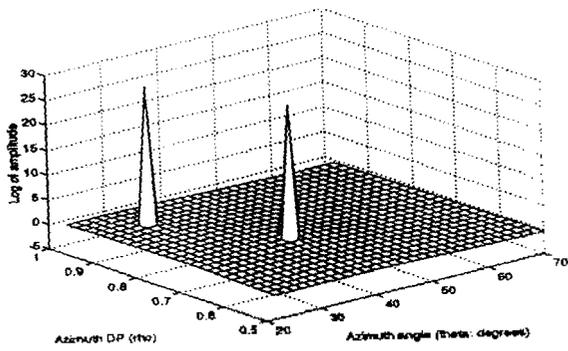


그림 3.1 (a) 영 스펙트럼  $f_A(\theta, \rho)$  with  $\hat{G}_c = G_c$

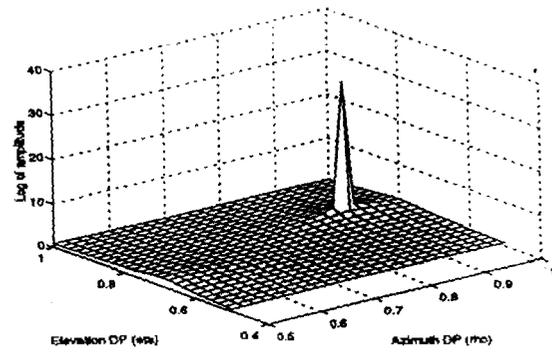


그림 3.2 (b) 영 스펙트럼  $f_{MU}(\hat{\theta}_1, \rho, \hat{\phi}_1, \eta)$  with  $\hat{G}_c = G_c$

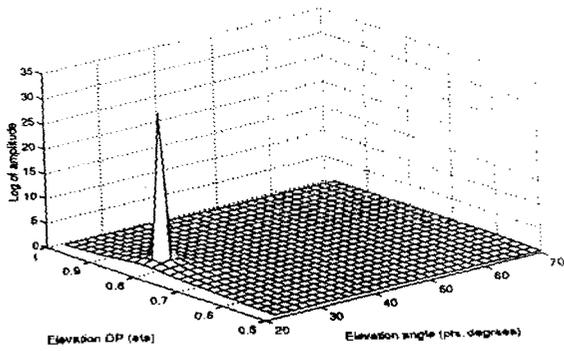


그림 3.1 (b) 영 스펙트럼  $f_{MU}(\hat{\theta}_1, \hat{\rho}_1, \hat{\phi}, \eta)$  with  $\hat{G}_c = G_c$

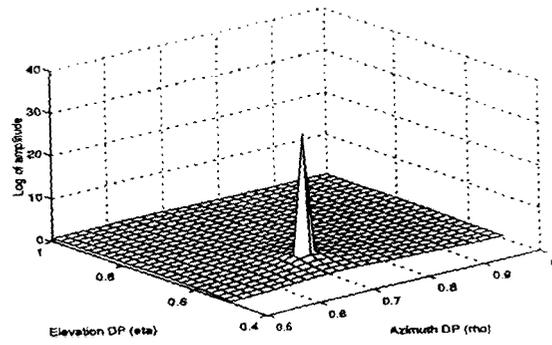


그림 3.2 (c) 영 스펙트럼  $f_{MU}(\hat{\theta}_2, \rho, \hat{\phi}_2, \eta)$  with  $\hat{G}_c = G_c$

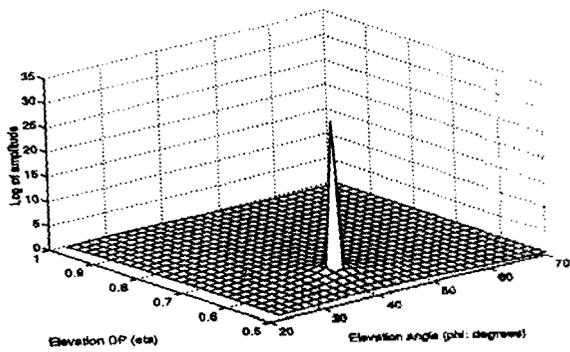


그림 3.1 (c) 영 스펙트럼  $f_{MU}(\hat{\theta}_2, \hat{\rho}_2, \hat{\phi}, \eta)$  with  $\hat{G}_c = G_c$

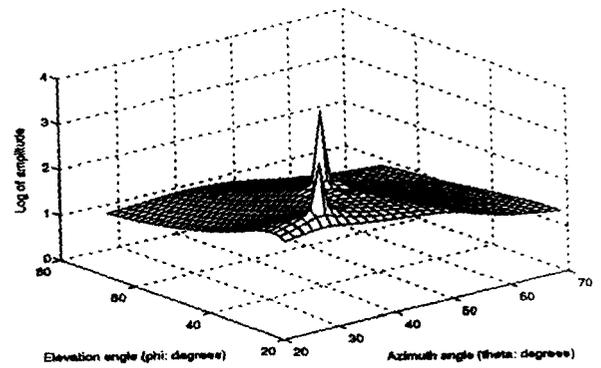


그림 4. (a) SNR = 20dB 일때 영 스펙트럼  $f_D(\theta, \phi)$

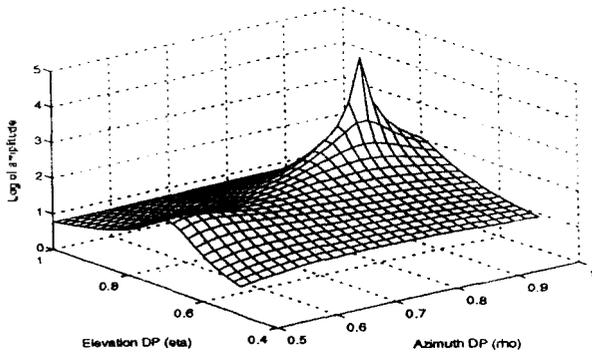


그림 4. (b) SNR = 20dB 일때 영 스펙트럼  $f_{MU}(\hat{\theta}_1, \rho, \hat{\phi}_1, \eta)$

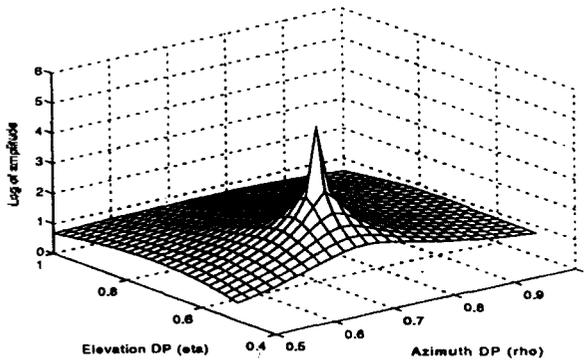


그림 4. (c) SNR = 20dB 일때 영 스펙트럼  $f_{MU}(\hat{\theta}_2, \rho, \hat{\phi}_2, \eta)$

에  $(\hat{\theta}_1, \hat{\rho}_1)$ 을 써서  $(\hat{\phi}_1, \eta_1)$ 을 추정한다. 마지막으로 (24)로  $(\hat{\phi}_2, \eta_2)$ 를 추정할 때  $(\hat{\theta}_2, \hat{\rho}_2)$ 를 쓴다. 그림 3.1(a)-(c)는 방법 1에서 얻은 영스펙트럼들을 나타낸다.

[방법 2] 식 (25)와 (20)을 생각하여 보자. 그림 3.2(a)는 (25)의 영스펙트럼  $f_p(\theta, \phi)$ 를 보여준다. 이 그림에서, 우리는 3차원 공간에 있는 두 최대값을 볼 수 있다. (26)을 써서  $(\hat{\theta}_1, \hat{\phi}_1) = (30^\circ, 25^\circ)$ 와  $(\hat{\theta}_2, \hat{\phi}_2) = (40^\circ, 40^\circ)$ 을 추정할 수 있다.

그 다음, 그림 3.2(b)에서 보인 바와 같이 (27)로부터  $(\hat{\rho}_1, \eta_1)$ 을 얻을 수 있도록  $(\hat{\theta}_1, \hat{\phi}_1) = (30^\circ, 25^\circ)$ 을 쓴다. 마찬가지로, 둘째 신호원의 퍼짐 매개변수  $(\rho_2, \eta_2)$ 를 추정할 수 있도록 (27)에  $(\hat{\theta}_2, \hat{\phi}_2) = (40^\circ, 40^\circ)$ 를 쓴다. 영 스펙트럼  $f_{MU}(\hat{\theta}_2, \rho, \hat{\phi}_2, \eta)$ 은 그림 3.2(c)와 같다.

모의실험 결과:

표본크기를  $N = 100$ 으로 두자. 난수로 얻은 두 벡터  $s(t)$ 와  $m(t)$ 를 써서 얻은 표본 공분산 함수  $\hat{R}_{c,y} = \frac{1}{N} Y_c Y_c^H$ 를 고유분해함으로써 잡음부공간  $\hat{G}_c$ 를 얻었다. 여기서,  $Y_c = [y_c(t_1) \ y_c(t_2) \ \dots \ y_c(t_N)]$ 는 원형배열치리기 출력벡터로 이루어지는  $M \times N$  행렬이다. SNR = 20, 15, 10, 5dB일 때 방법 2를 써서 네 매개변수 두 짝을 추정한다. SNR = 20dB일 때, 그림 4(a)는 신호도착방향 추정에 쓰는 영스

펙트럼 (25)를 보여준다. 그림 4(b)는 첫째 신호원의 퍼짐 매개변수를 추정하는데 쓰이는 영스펙트럼을 보여준다. 둘째 신호원의 퍼짐 매개변수 추정에 쓰이는 영스펙트럼은 그림 4(c)에 나타나 있다.

SNR = 15, 10, 5dB일 때 그림 4(a)-(c)에서 보인 것과 비슷하지만 다소 성능이 떨어지는 결과를 얻었다. 자연적으로, 신호대잡음비가 낮아지면 추정 성능은 떨어진다.

V. 맺음말

신호도착방향 추정문제는 배열신호처리 분야에서 중요한 주제이다. 이 논문에서는, 모수형 퍼진 신호모형에서 2차원 (수평, 수직) 신호도착방향 추정을 생각하였다.

몇 가지 실제환경에서, 신호도착방향 추정문제는 3차원 공간에 퍼진 신호모형을 바탕으로 하여 이루어져야 한다. 신호원이 점신호원이 아니고 어떤 영역에 퍼져 있을 때, 이미 잘 알려진 기존의 신호도착방향 추정방법을 바로 쓸 수 없다. 왜냐하면, 이러한 방법들은 점신호원이라는 가정에서 얻어졌기 때문이다.

이 논문에서 우리는 중심각과 퍼짐 매개변수로 나타낼 수 있는 2차원 퍼진 신호원 모형을 생각하여, 2차원 퍼진 신호원을 추정할 수 있도록 고유일개를 바탕으로 한 알고리즘을 살펴 보았다. 신호원이 퍼져 있을 때 제한된 방법의 성능은 쓸만하나, 점신호원 모형을 바탕으로 한 기존 방법은 신호도착방향을 정확히 추정하지 못한다는 것을 보였다.

참 고 문 헌

1. R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Tr. Ant., Prop., vol. 34, pp. 276-280, Mar. 1986.
2. P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, maximum likelihood and Cramer-Rao bound: further results and comparisons," IEEE Tr. Acoust., speech, Signal Proc., vol. 38, pp. 2140-2150, Dec. 1990.
3. J. Choi, I. Song, and H. M. Kim, "On estimating the direction of arrival when the number of signal sources is unknown," Signal Proc., vol. 34, pp. 193-205, Nov. 1993.
4. J. Choi, S. Kim, I. Song, and Y. K. Jhee, "A generalized null-spectrum for direction of arrival estimation," IEEE Tr. Signal Proc., vol. 42, pp. 462-466, Feb. 1994.
5. C. P. Mathews and M. D. Zoltowski, "Eigenstructure techniques for 2-D angle estimation with uniform circular arrays," IEEE Tr. Signal Proc., vol. 42, pp. 2395-2407, Sep. 1994.
6. F. A. Sakarya and M. H. Hayes, "Estimating 2-D DOA angles using nonlinear array configurations," IEEE Tr. Signal Proc., vol. 43, pp. 2212-2216, Sep. 1995.
7. S. Velec, B. Champagne, and P. Kabal, "Parametric loca-

lization of distributed sources," IEEE Tr. Signal Proc., vol. 43, pp. 2144-2153, Sep. 1995.

8. 이용업, 신호 도착 방향 추정에서 새로운 신호원 모형화와 추정 기법, 박사학위논문, 한국과학기술원 전기 및 전자공학과, 대전, 1996.
9. 이성로, 퍼진 신호원 모형에서의 2차원 신호도착방향 추정, 박사학위 논문, 한국과학기술원 전기 및 전자공학과, 대전, 1996.

▲이 성 로(Seong Ro Lee) 1959년 10월 28일생  
1980년 3월~1987년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학사)  
1988년 3월~1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)  
1990년 3월~1996년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)  
1996년 8월~현재: 한국과학기술원 연구원  
※주관심분야: 통계학적 신호처리, 신호도착방향 추정, DSP 칩을 이용한 실시간 처리, VHDL 디자인, 초고속 모델 디자인

▲송 익 호(Ickho Song) 1960년 2월 20일생  
1978년 3월~1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사, 준최우등)  
1982년 3월~1984년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)  
1984년 1월~1985년 8월: 펜실바니아대학교 전기공학과 (공학석사)  
1985년 9월~1987년 5월: 펜실바니아대학교 전기공학과 (공학박사)  
1987년 3월~1988년 2월: 벨 통신연구소 연구원  
1988년 3월~1991년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수  
1991년 9월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수  
1989년: IEEE 한국지회 재무  
1995년 2월~현재: 한국통신학회 논문지 편집위원  
1996년 2월~현재: 한국음향학회 영문논문지 편집위원  
1991년 11월: 한국통신학회 학술상  
1996년 11월: 한국통신학회 학술상  
1993년 11월: 한국음향학회 우수연구상  
※주관심분야: 검파와 추정, 통계학적 신호처리, 통신이론

▲이 주 식(Jooshik Lee) 1974년 7월 30일생  
1992년 3월~1996년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)  
1996년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정  
※주관심분야: 통계학적 신호처리, 신호검파와 추정, 신경회로망, 이동통신

▲박 정 순(Jeongsoon Park) 1970년 11월 17일생  
1992년 3월~1996년 2월: 연세대학교 전파공학과 (공학사)  
1996년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정  
※주관심분야: 통계학적 신호처리, 검파와 추정, 이동통신