

차세대 이동통신시스템에서 Location Service를 위한 신호도착방향 추정기법

정희원 이 성 로*, 최 명 수*, 김 철 희*, 안 동 순**, 김 종 화**

Estimation Technique of Direction of Arrival for Location Service in the next Generation Mobile Communication System

Seong-Ro Lee*, Myeong-Soo Choi*, Cheoul-Hee Kim*,
Dong-Soon Ahn**, Jong-Hwa Kim** *Regular Members*

요 약

Location Service는 주로 위성을 이용한 GPS 방법에 의해 이루어진다. 그러나 스마트안테나를 쓰는 차세대 이동통신시스템에서는 신호도착방향(DOA: Direction Of Arrival) 추정기법을 써서 Location Service가 가능하다. 본 논문에서는 차세대이동통신시스템에서 Location Service를 위한 DOA 추정기법에 관해 연구하고 타당성을 컴퓨터 모의실험을 통해 알아본다. 먼저, 직교하는 수직·수평 배열처리기를 써서 퍼진신호원의 DOA 추정문제를 다룬다. 수직배열처리기에서 수직 방향의 DOA를 추정한 다음 수평배열처리기에서 순차적으로 수평방향의 DOA를 추정한다. 다음으로, 3개의 스마트안테나를 이용하여 특정 신호원의 Location Service를 수행하는 과정을 컴퓨터 모의실험으로 보임으로서 제안된 DOA 추정기법이 차세대 이동통신시스템에서 Location Service를 위해 쓰일 수 있다는 타당성을 고찰한다.

key words: 퍼진신호원, Direction Of Arrival(DOA), 차세대이동통신시스템, Location Service

ABSTRACT

Location service is usually provided by the GPS method using satellites. In the next generation mobile communication systems which use smart antennas, location service can be accomplished using direction of arrival (DOA) estimation techniques. In this paper, we propose a DOA estimation technique for the location service of the next generation mobile communication systems and investigate the validity of the proposed technique through computer simulation. First, DOA estimation problems of distributed sources are considered using vertical and horizontal array processors which are orthogonal to each other. The DOA of the elevation angle is estimated by the vertical array processor and then that of the azimuth angle is estimated by the horizontal array processor. Finally, the procedures of the location service for specific signal sources using three smart antennas are exhibited by computer simulation to show that the proposed DOA estimation technique can be used for the location service in the next generation mobile communication systems.

* 목포대학교 정보공학부 정보전자공학전공 (srlee@mokpo.ac.kr, cosmos04@hotmail.com, kjhch7@hanmai.net)

** 목포대학교 정보공학부 컴퓨터공학전공 (dsahn@mokpo.ac.kr, kimhj@mokpo.ac.kr)

논문접수번호 : 020325-0726

※ 본 연구는 한국학술진흥재단 선도연구자과제(KRF-2000-041-E00231) 지원을 받아 수행되었습니다.

I. 머리말

Location Service는 크게 두가지 방법으로 이루어질 수 있다. 한가지 방법은 위성으로부터 GPS 데이터를 받는 방법이고 다른 방법으로는 차세대 이동통신시스템과 관련하여 생각해 볼 수 있는 문제로 DOA 추정기법을 이용하는 방법이다. 본 논문은 두 번째의 방법에서 쓰일 수 있는 3차원 퍼진신호원 모형에서 DOA 추정기법에 대해 연구하고 모의실험을 통해 타당성을 검증한다.

DOA 추정에 관한 연구는 주로 신호원이 점신호원이라는 가정에서 수평각을 추정하는 문제에 대하여 이루어졌다[1-3]. 또한, 1차원 추정문제의 확장으로 수직, 수평각을 추정하는 연구가 다루어졌다[4, 5]. 그러나, 실제 환경에서 수신신호는 직접경로 신호뿐만 아니라 여러 반사신호들로 이루어지기 때문에 퍼진 형태의 신호원 모형에서 추정문제를 다루어야 한다[6-12].

[9]는 3차원 공간에서 실제의 환경에 적합한 퍼진신호원 모형을 제안하고 원형배열처리를 써서 DOA를 추정하는 방법을 다루었다. 또한 [10], [11]은 퍼진신호원 모형을 [9]와 다르게 모델링하여 추정문제를 다루었다. 더 나아가, [12]에서는 [9]에서 제안한 퍼진신호원 모형을 써서 직교하는 수직·수평배열처리에 의한 추정기법을 다루었다. 따라서 본 논문에서는 [12]의 추정기법을 살펴보고 차세대 이동통신시스템에서 Location Service를 위해 쓰일 수 있는 타당성을 컴퓨터 모의실험을 통해 고찰한다

II. 퍼진신호원의 DOA 추정

[9]에서 연구된 3차원 공간에서 퍼진신호원의 배열처리 출력벡터 $\mathbf{y}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

이때, L 개의 신호원이 (2)와 같은 꼴을 갖는다면

점신호원 모형을 얻을 수 있다. 따라서 (1)은 3차원 공간에서 일반화된 퍼진 수신신호로 생각할 수 있다.

$$s(\theta, \phi, t) = 4\pi^2 \sum_{k=1}^L s_k(t) \delta(\theta - \theta_k) \delta(\phi - \phi_k) \quad (2)$$

식 (1)에서 신호밀도함수 $s(\theta, \phi, t)$ 에 어떤 제약조건을 두지 않으면 적분문제를 풀 수 없기 때문에 퍼진 신호밀도함수에 대하여 더 이상 살펴보는 것은 매우 어렵다. 따라서 $g_{mm}(t) = \sum_{k=1}^L s_k(t) \rho_k^m$

$e^{jm\theta_k} \eta_k^n e^{jn\phi_k}$ 인 경우를 생각해 보자. 여기서 θ_k 와 ϕ_k 는 각각 수평, 수직 방향의 중심각이고, ρ_k 와 η_k 는 퍼짐 매개변수이며, $0 < \rho_k, \eta_k < 1$, $0 \leq \theta_k < 2\pi$, $0 < \phi_k < \pi$ 를 만족시킨다. 이와 같이, 네 개의 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 (θ_k, ϕ_k) 를 중심으로 퍼져있는 모수형 퍼진신호원이라고 부른다.

이때, 신호밀도함수 $s(\theta, \phi, t) = \sum_{k=1}^L s_k(\theta, \phi, t)$ 가 됨을 알 수 있다. 우리 목표는 $\theta_k, \rho_k, \phi_k, \eta_k, k=1, 2, \dots, L$ 을 추정하는 것이다. 이제, L 개의 모수형 신호로 이루어진 퍼진 신호밀도함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} s(\theta, \phi, t) &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} g_{mn}(t) e^{-jm\theta} e^{-jn\phi} \\ &= \sum_{k=1}^L s_k(t) \sum_{m=0}^{\infty} \rho_k^m e^{-jm(\theta - \theta_k)} \sum_{n=0}^{\infty} \eta_k^n e^{-jn(\phi - \phi_k)} \\ &= \sum_{k=1}^L \frac{s_k(t)}{[(1 - \rho_k e^{-j(\theta - \theta_k)})](1 - \eta_k e^{-j(\phi - \phi_k)})} \\ &= \sum_{k=1}^L s_k(t) I_k(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (3)$$

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 번째 강도함수이며, $I(\theta, \phi, \theta', \phi', \eta') = 1/[(1 - \rho' e^{-j(\theta - \theta')})(1 - \eta' e^{-j(\phi - \phi')})]$ 이다.

따라서 신호밀도함수가 (3)인 신호원의 배열처리기 출력벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

식 (4)에서 배열처리기 출력벡터는 $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ 가 정해지면 Cauchy Integration으로 적분을 풀 수 있다.

DOA 추정에 쓰이는 표본크기가 N 일 때, 배열처리기 출력벡터의 표본 공분산함수는 다음과 같이 얻어진다.

$$\mathbf{R}_y = \frac{1}{N} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H \quad (5)$$

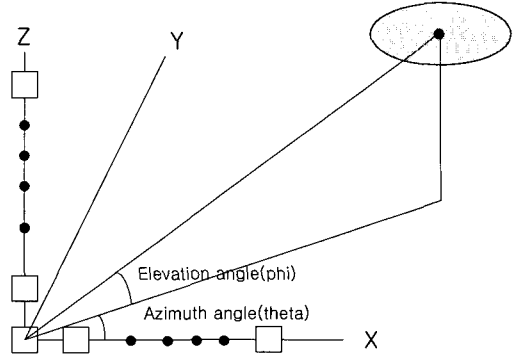
여기서, $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}(t_1), \mathbf{y}(t_2), \dots, \mathbf{y}(t_N)]$ 는 $M \times N$ 행렬이다. 그러면, 우리는 MUSIC과 같은 고유분해 방법을 써서 Null Spectrum을 구하여 $\theta_k, \rho_k, \phi_k, \eta_k$ 를 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$[\hat{\theta}, \hat{\rho}, \hat{\phi}, \hat{\eta}] = \arg \text{Max}_{\{\theta, \rho, \phi, \eta\}} V(\theta, \rho, \phi, \eta) \quad (6)$$

여기서, $\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_L]$, $\hat{\rho} = [\hat{\rho}_1, \hat{\rho}_2, \dots, \hat{\rho}_L]$, $\hat{\phi} = [\hat{\phi}_1, \hat{\phi}_2, \dots, \hat{\phi}_L]$, $\hat{\eta} = [\hat{\eta}_1, \hat{\eta}_2, \dots, \hat{\eta}_L]$ 은 추정벡터이며 V 는 null spectrum이다.

III. 수직·수평 배열처리기에 의한 추정

(4)의 적분을 푸는데 있어 [9]에서는 원형배열처리기를 써서 해결하였다. 이는 DOA 추정문제가 (6)과 같이 되어 수직, 수평 방향의 추정값을 동시에 찾기 때문에 많은 계산량을 필요로 한다. 이를 개선하기 위해 [12]는 직교하는 두개의 배열처리기에 의한 추정문제를 생각하였다. 즉, 그림 1과 같이 퍼진 신호원이 있을 때 직교하는 수직·수평 배열처리기를 써서 수직, 수평 방향으로의 DOA와 피침매개변수를 추정하는 문제를 알아보기로 한다.



[그림 1] 퍼진 신호원과 직교하는 수직·수평 배열처리기

식 (4)로부터 다음과 같이 수직·수평 배열처리기 출력벡터를 얻는다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_v(t) &= \sum_{k=1}^L \frac{s_k(t)}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \mathbf{a}_v(\phi) I_k(\theta, \phi) d\theta d\phi + \mathbf{n}(t) \\ &= \sum_{k=1}^L s_k(t) \mathbf{b}_{v,k} + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_h(t) &= \sum_{k=1}^L \frac{s_k(t)}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \mathbf{a}_h(\theta, \phi) I_k(\theta, \phi) d\theta d\phi + \mathbf{n}(t) \\ &= \sum_{k=1}^L s_k(t) \mathbf{b}_{h,k} + \mathbf{n}(t), \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $\mathbf{b}_{v,k} = \mathbf{b}_v(\phi_k, \eta_k)$ 와 $\mathbf{b}_{h,k} = \mathbf{b}_h(\theta_k, \rho_k, \phi_k, \eta_k)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_v(\phi, \eta) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{\mathbf{a}_v(\xi)}{(1 - \rho e^{-j(\xi - \theta)})(1 - \eta e^{-j(\xi - \phi)})} d\xi d\zeta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\mathbf{a}_v(\xi)}{(1 - \eta e^{-j(\xi - \phi)})} d\xi \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_h(\theta, \rho, \phi, \eta) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{\mathbf{a}_h(\xi, \zeta)}{(1 - \rho e^{-j(\xi - \theta)})(1 - \eta e^{-j(\zeta - \phi)})} d\xi d\zeta \end{aligned} \quad (10)$$

식 (7)-(10)에서, $\mathbf{y}, \mathbf{b}, \mathbf{a}$ 의 첨자 h 와 v 는 각각 수평배열처리기와 수직배열처리기를 나타내고,

$\mathbf{a}_v(\phi)$ 와 $\mathbf{a}_h(\theta, \phi)$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{a}_v(\phi) = [e^{j\cos\phi}, e^{j2\cos\phi}, \dots, e^{jM\cos\phi}]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{a}_h(\theta, \phi) = [e^{j\cos\theta\cos\phi}, e^{j2\cos\theta\cos\phi}, \dots, e^{jM\cos\theta\cos\phi}]^T \quad (12)$$

여기서, $\mathbf{b}_{v,k}$ 와 $\mathbf{b}_{h,k}$ 는 조종벡터인 \mathbf{a}_v 와 \mathbf{a}_h 를 평균한 것임을 쉽게 알 수 있다. 또한, 모수형 퍼진 신호모형에서 $s(\theta, \phi, t)$ 의 공분산 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_s(\theta, \phi, \theta', \phi') &= E[s(\theta, \phi, t)s^*(\theta', \phi', t)] \\ &= \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L E[s_m(t)s_n^*(t)] \cdot I_m(\theta, \phi) \cdot I_n^*(\theta', \phi') \\ &= \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L p_{mn} \cdot I_m(\theta, \phi) I_n^*(\theta', \phi') \end{aligned} \quad (13)$$

따라서 수직·수평 배열처리기 출력벡터의 공분산 함수는 (14), (15)와 같다. 여기서, $[\Delta]_{mn} = p_{mn} = E[s_m(t)s_n^*(t)]$ 이고, $B_h = [\mathbf{b}_{h,1} \ \mathbf{b}_{h,2}, \dots, \mathbf{b}_{h,L}]$ 이며, $B_v = [\mathbf{b}_{v,1} \ \mathbf{b}_{v,2} \ \dots \ \mathbf{b}_{v,L}]$ 이다.

$$R_{h,y} = B_h \Delta B_h^H + \sigma^2 I \quad (14)$$

$$R_{v,y} = B_v \Delta B_v^H + \sigma^2 I \quad (15)$$

이제부터, $\rho_k e^{j\theta_k}$ 와 $\eta_k e^{j\phi_k}$ 를 $\psi_{h,k}$ 와 $\psi_{v,k}$ 로 표기하면 행벡터 $\mathbf{b}_{h,k}$ 의 i 제 원소는 다음과 같이 코쉬적분을 써서 얻는다.

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

비슷한 방법으로, $\mathbf{b}_{v,k}$ 의 i 제 원소 $b_{v,k,i}$ 는 다음과 같이 얻는다.

$$\begin{aligned} b_{v,k,i} &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{e^{j\cos\phi}}{(1-\psi_{h,k}e^{-j\theta})(1-\psi_{v,k}e^{-j\phi})} d\theta d\phi \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \oint_c \frac{e^{j\frac{i}{2}(z+\frac{1}{z})}}{1-\psi_{v,k}z^{-1}} \frac{dz}{jz} \frac{d\theta}{1-\psi_{h,k}e^{-j\theta}} \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{j\frac{i}{2}(\psi_{v,k}+\frac{1}{\psi_{v,k}})}}{1-\psi_{h,k}e^{-j\theta}} d\theta \\ &= \frac{e^{j\frac{i}{2}(\psi_{v,k}+\frac{1}{\psi_{v,k}})}}{2\pi j} \oint_c \frac{dz}{z-\psi_{h,k}} \\ &= \exp\{j\frac{i}{2}(\psi_{v,k}+\frac{1}{\psi_{v,k}})\} \end{aligned} \quad (17)$$

한편, $R_{v,y}$ 를 고유분해하면, 신호부공간 $S_v = [\mathbf{e}_{v,1}, \mathbf{e}_{v,2}, \dots, \mathbf{e}_{v,L}]$ 과 잡음부공간 $G_v = [\mathbf{e}_{v,L+1}, \mathbf{e}_{v,L+2}, \dots, \mathbf{e}_{v,M}]$ 을 얻는다. 여기서, $\mathbf{e}_{v,k}$ 는 $R_{v,y}$ 의 고유값 가운데에서 k 제로 큰 $\lambda_{v,k}$ 에 대응하는 고유벡터이고, $\lambda_{v,1} > \lambda_{v,2} > \dots > \lambda_{v,L} > \lambda_{v,L+1} = \lambda_{v,L+2} = \dots = \lambda_{v,M}$ 이다. 마찬가지로 $S_h = [\mathbf{e}_{h,1}, \mathbf{e}_{h,2}, \dots, \mathbf{e}_{h,L}]$ 과 $G_h = [\mathbf{e}_{h,L+1}, \mathbf{e}_{h,L+2}, \dots, \mathbf{e}_{h,M}]$ 을 얻을 수 있다. 여기서, $\mathbf{e}_{h,k}$ 는 $R_{h,y}$ 의 고유값 가운데에서 k 제로 큰 $\lambda_{h,k}$ 에 대응하는 고유벡터이며, $\lambda_{h,L} > \lambda_{h,L+1} = \lambda_{h,L+2} = \lambda_{h,1} > \lambda_{h,2} > \dots = \lambda_{h,M}$ 이다.

$\text{span}(\mathbf{b}_{v,1}, \mathbf{b}_{v,2}, \dots, \mathbf{b}_{v,L})$ 과 $\text{span}(\mathbf{b}_{h,1}, \mathbf{b}_{h,2}, \dots, \mathbf{b}_{h,L})$ 은 각각 $\text{span}(\mathbf{e}_{v,L+1}, \mathbf{e}_{v,L+2}, \dots, \mathbf{e}_{v,M})$ 과 $\text{span}(\mathbf{e}_{h,L+1}, \mathbf{e}_{h,L+2}, \dots, \mathbf{e}_{h,M})$ 에 직교하기 때문에, 다음과 같이 DOA와 퍼짐 매개변수를 추정할 수 있다.

$$\mathbf{b}_v^H(\phi, \eta) \mathbf{G}_v = \mathbf{0} \quad \text{iff} \quad (\phi, \eta) \in \{(\phi_1, \eta_1), \dots, (\phi_L, \eta_L)\} \quad (18)$$

$$\mathbf{b}_h^H(\theta, \rho, \phi, \eta) \mathbf{G}_h = \mathbf{0}$$

$$\text{iff } (\theta, \rho, \phi, \eta) \in \{(\theta_1, \rho_1, \phi_1, \eta_1), \dots, (\theta_L, \rho_L, \phi_L, \eta_L)\}$$
(19)

[Step 1] 수직방향의 변수 추정

수직방향의 변수 ϕ_k 와 η_k 는 수평방향의 변수 θ_k 와 ρ_k 에 독립이므로, 먼저 수직 배열처리기의 출력 벡터로부터 다음과 같은 MUSIC Null-Spectrum을 얻는다.

$$f_v(\phi, \eta) = \frac{\|\mathbf{b}_v(\phi, \eta)\|^2}{\mathbf{b}_v^H(\phi, \eta) \mathbf{G}_v \mathbf{G}_v^H \mathbf{b}_v(\phi, \eta)}$$
(20)

여기서, \mathbf{G}_v 는 수직 배열처리기 출력벡터의 표본 공분산 함수의 잡음부공간이다. 그러면, 수직 변수들은 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$(\hat{\phi}_k, \hat{\eta}_k) = \arg \text{Max}_{\{\phi, \eta\}} f_v(\phi, \eta), \quad \text{for } k=1, 2, \dots, L$$
(21)

[Step 2] 수평방향의 변수 추정

Step 1에서 $\hat{\phi}_k$ 와 $\hat{\eta}_k$ 를 얻은 다음 아래와 같이 수평변수 θ_k 와 ρ_k 를 추정할 수 있다.

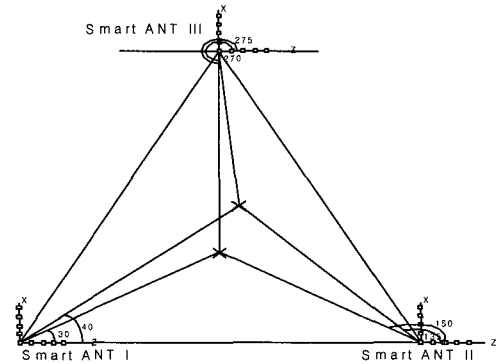
$$(\hat{\theta}_k, \hat{\rho}_k) = \arg \text{Max}_{\{\theta, \rho\}} f_{h,k}(\theta, \rho, \hat{\phi}_k, \hat{\eta}_k)$$
(22)

여기서 MUSIC Null-Spectrum은 다음과 같다.

$$f_{h,k}(\theta, \rho, \hat{\phi}_k, \hat{\eta}_k) = \frac{\|\mathbf{b}_h(\theta, \rho, \hat{\phi}_k, \hat{\eta}_k)\|^2}{\mathbf{b}_h^H(\theta, \rho, \hat{\phi}_k, \hat{\eta}_k) \mathbf{G}_h \mathbf{G}_h^H \mathbf{b}_h(\theta, \rho, \hat{\phi}_k, \hat{\eta}_k)}$$
(23)

IV. Location Service

퍼진신호원의 수직·수평 배열처리기를 이용한 추정기법이 차세대이동통신시스템에서 Location Service를 위해 쓰일 수 있다는 타당성에 관해 고찰해보자. 그림 2는 수직·수평 배열처리기를 쓴 3개의 스마트안테나와 2개의 퍼진 신호원을 보여준다.



[그림 2] 3개의 스마트안테나와 2개의 퍼진 신호원

여기서 편의성을 위해서 각 스마트안테나의 z 방향의 좌표를 0으로 둔다. 즉, 세 개의 스마트안테나는 z=0인 평면상에 있다고 가정한다. 따라서 각 안테나의 (x, y, z) 좌표는 다음과 같다.

- Smart ANT 1 : (-1Km, 0, 0)
- Smart ANT 2 : (1Km, 0, 0)
- Smart ANT 3 : (0, 2Km, 0)

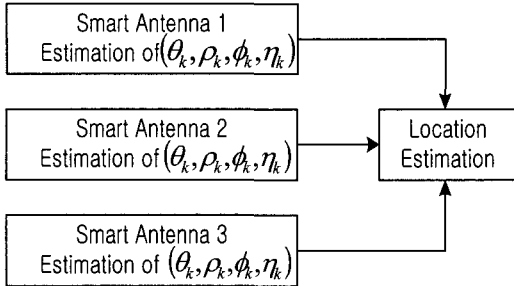
문제를 더욱 명확히 알아볼 수 있도록 퍼진 신호원 수 L은 2이고 세 개의 스마트 안테나의 배열처리기 센서 수 M은 10이라고 하자. 또한, SNR은 $10 \log[E(|s_i(t)|^2 / \sigma^2)] = 10 \log[\rho_{11} / \sigma^2]$ (dB)로 15 (dB)로 두고 출력벡터의 샘플크기를 N=100으로 한다.

Random Number Generation에 의해 얻은 두 벡터 $\mathbf{s}(t)$ 와 $\mathbf{n}(t)$ 를 써서 얻은 표본 공분산함수

$$\mathbf{R}_{v,y} = \frac{1}{N} \mathbf{Y}_v \mathbf{Y}_v^H \text{와 } \mathbf{R}_{h,y} = \frac{1}{N} \mathbf{Y}_h \mathbf{Y}_h^H$$

를 고유분해함으로써 각각 잡음부공간 \mathbf{G}_v 와 \mathbf{G}_h 를 얻었다. 여기서, $\mathbf{Y}_v = [\mathbf{y}_v(t_1) \mathbf{y}_v(t_2) \dots \mathbf{y}_v(t_N)]$ 과 $\mathbf{Y}_h = [\mathbf{y}_h(t_1) \mathbf{y}_h(t_2) \dots \mathbf{y}_h(t_N)]$ 은 각각 수직·수평 배열처리기 출력벡터로 이루어지는 $\frac{M}{2} \times N$ 행렬이다.

수직·수평 배열처리를 쓴 3개의 스마트 안테나에서 각각 수직, 수평 방향의 DOA를 추정함으로써 그림 3과 같은 블록선도에 따라 Location Service를 수행하는 과정에 대해 알아보자.



[그림 3] DOA 추정기법을 이용한 Location Service

[스마트안테나 1에서 DOA 추정]

그림 2의 스마트안테나 1에서 본 두 개의 신호원은 아래와 같다고 하자.

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

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

3장의 Step 1과 Step 2의 절차에 따라 네 개의 변수 $(\theta, \rho, \phi, \eta)$ 의 두 쌍을 추정한다.

그림 4와 그림 5는 수직방향의 두 변수 추정에 쓰는 (20)과 (21)을 보여준다. 그림 6과 그림 7은 첫 번째 신호의 수평변수를 추정하는데 쓰이는 (23)과 (22)를 보여준다. 또한, 두 번째 신호의 수평변수 추정에 쓰이는 (23)과 (22)는 그림 8과 그림 9에 나타나 있다. 시뮬레이션에 의한 추정결과 다음과 같다.

$$(\hat{\theta}_1, \hat{\rho}_1, \hat{\phi}_1, \hat{\eta}_1) = (30.3^\circ, 0.9, 24.8^\circ, 0.8)$$

$$(\hat{\theta}_2, \hat{\rho}_2, \hat{\phi}_2, \hat{\eta}_2) = (40.3^\circ, 0.7, 40.1^\circ, 0.6)$$

[스마트안테나 2에서 DOA 추정]

스마트 안테나 2에서 본 두 개의 신호원은 다음과 같다는 것을 알 수 있다.

$$(\theta_1, \rho_1, \phi_1, \eta_1) = (150^\circ, 0.9, 25^\circ, 0.8)$$

$$(\theta_2, \rho_2, \phi_2, \eta_2) = (135^\circ, 0.7, 40^\circ, 0.6)$$

동일한 방법으로 Step 1과 Step 2의 절차에 따라 네 개의 변수 $(\theta, \rho, \phi, \eta)$ 의 두 쌍을 추정한다.

그림 10와 그림 11은 수직방향의 (20)과 (21)을 보여준다. 그림 12와 그림 13은 첫 번째 신호원의 수평변수를 추정하는데 쓰이는 (23)과 (22)을 보여준다. 또한, 두 번째 신호원의 수평변수 추정에 쓰이는 (23)과 (22)는 그림 14와 그림15에 나타나 있다. 추정된 결과는 다음과 같다.

$$(\hat{\theta}_1, \hat{\rho}_1, \hat{\phi}_1, \hat{\eta}_1) = (150.4^\circ, 0.9, 24.9^\circ, 0.8)$$

$$(\hat{\theta}_2, \hat{\rho}_2, \hat{\phi}_2, \hat{\eta}_2) = (135.7^\circ, 0.7, 40.4^\circ, 0.6)$$

[스마트안테나 3에서 DOA 추정]

스마트 안테나 3에서 본 두 개의 신호원은 아래와 같다.

$$(\theta_1, \rho_1, \phi_1, \eta_1) = (270^\circ, 0.9, 25^\circ, 0.8)$$

$$(\theta_2, \rho_2, \phi_2, \eta_2) = (275^\circ, 0.7, 40^\circ, 0.6)$$

동일한 방법으로 Step 1과 Step 2의 절차에 따라 네 개의 변수 $(\theta, \rho, \phi, \eta)$ 의 두 쌍을 추정한다.

그림 16, 17은 (20)과 (21)을 보여주고 그림 18, 19는 첫 번째 신호원의 (23), (22)을 보여준다. 또한, 두 번째 신호원의 수평변수 DOA와 퍼짐매개변수는 그림20과 그림21에 나타나 있다. 추정결과는 다음과 같다.

$$(\hat{\theta}_1, \hat{\rho}_1, \hat{\phi}_1, \hat{\eta}_1) = (270.6^\circ, 0.89, 25^\circ, 0.8)$$

$$(\hat{\theta}_2, \hat{\rho}_2, \hat{\phi}_2, \hat{\eta}_2) = (274.5^\circ, 0.7, 40.2^\circ, 0.6)$$

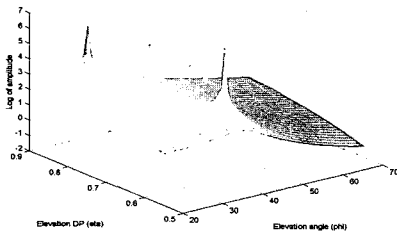
V. 결론

원형배열처리를 써서 추정문제를 다룬 [9]의 방법은 수직, 수평 방향의 변수들을 동시에 추정하기 때문에 많은 계산량을 필요로 한다. 이를 개선하는 방법으로서 본 논문에서는 [12]와 같이 수직·수평 배열처리를 써서 추정문제를 다루었고 차세대 이동통신시스템과 연관하여 Location Service에 쓰일 수 있다는 타당성을 고찰하였다.

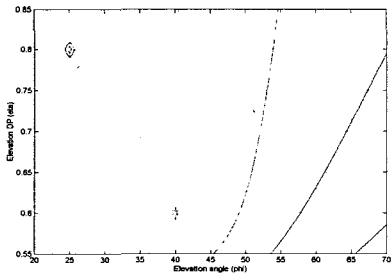
먼저, 추정문제는 수직배열처리의 조정벡터가 수평방향과 독립적이라는 것을 이용하여 좀 더 계산량이 적은 추정 방법을 다루었다. 즉, 수직 배열처리에서 수직방향의 DOA와 퍼짐 매개변수를 한번에 추정한 후 추정된 각 수직각에

해당되는 수평각과 수평방향으로의 퍼짐 매개 변수를 수평 배열처리를 써서 추정하였다.

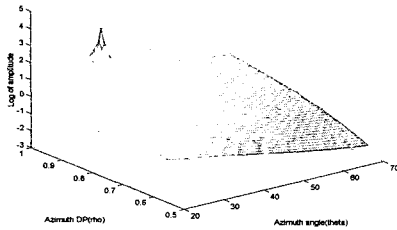
다음으로, 수직·수평배열처리에 의한 추정기 법을 써서 Location Service를 하는 과정을 모 의실험을 통해 알아보았다. 이는 차세대 이동통신시스템에서 스마트안테나를 써서 특정 신호원의 위치정보를 추정할 수 있다는 타당성을 제시한다.



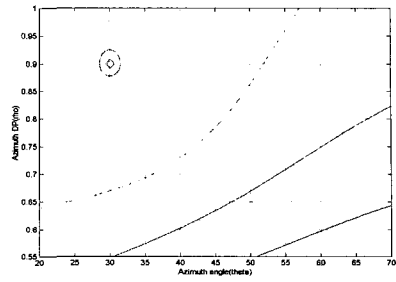
[그림 4] Smart ANT 1에서 $f_v(\phi, \eta)$



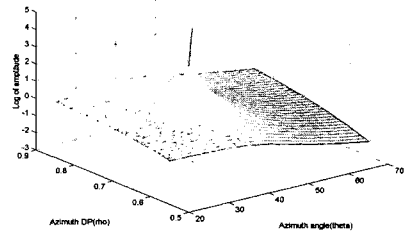
[그림 5] Smart ANT 1에서 Contour (21)



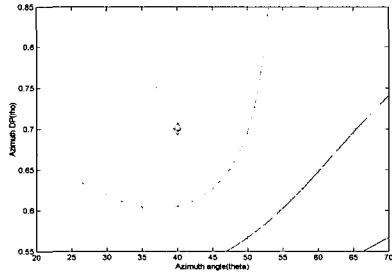
[그림 6] Smart ANT 1에서 $f_h,1(\theta, \rho, \hat{\varphi}_1, \hat{\eta}_1)$



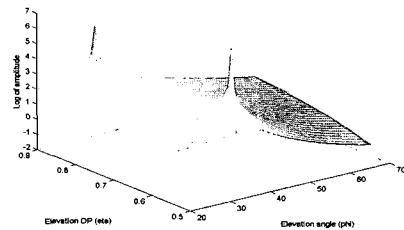
[그림 7] Smart ANT 1에서 Contour (22)



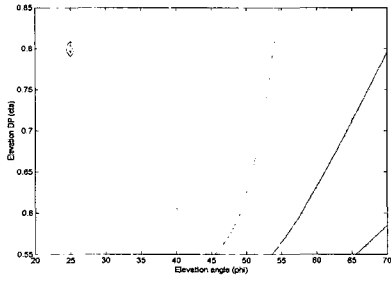
[그림 8] Smart ANT 1에서 $f_h,2(\theta, \rho, \hat{\varphi}_2, \hat{\eta}_2)$



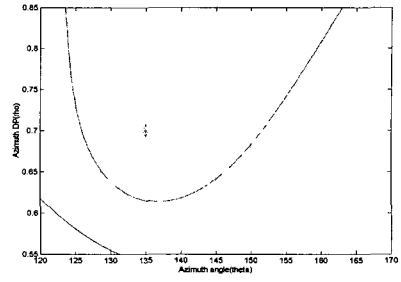
[그림 9] Smart ANT 1에서 Contour (22)



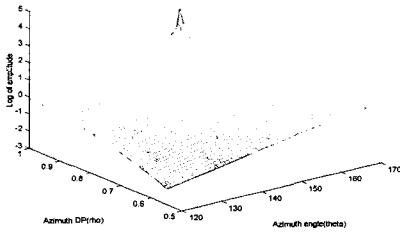
[그림 10] Smart ANT 2에서 $f_v(\phi, \eta)$



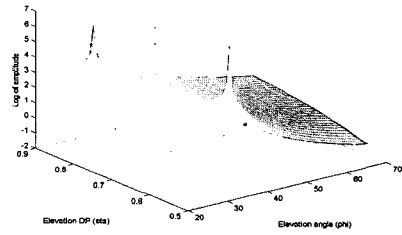
[그림 11] Smart ANT 2에서 Contour (21)



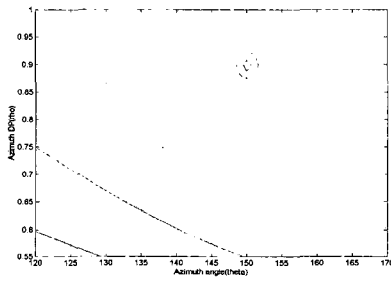
[그림 15] Smart ANT 2에서 Contour (22)



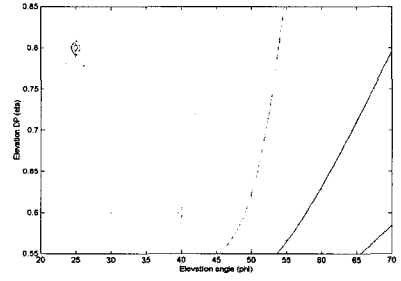
[그림 12] Smart ANT 2에서 $f_{h,1}(\theta, \rho, \hat{\phi}_1, \hat{\eta}_1)$



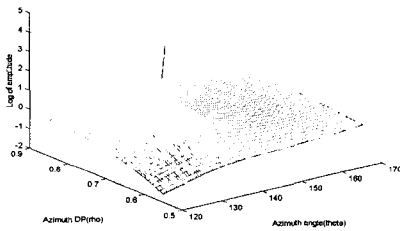
[그림 16] Smart ANT 3에서 $f_v(\phi, \eta)$



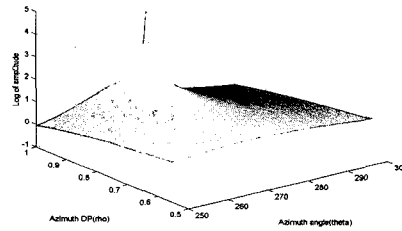
[그림 13] Smart ANT 2에서 Contour (22)



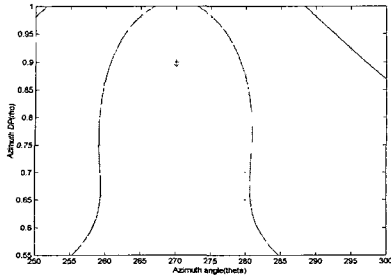
[그림 17] Smart ANT 3에서 Contour (21)



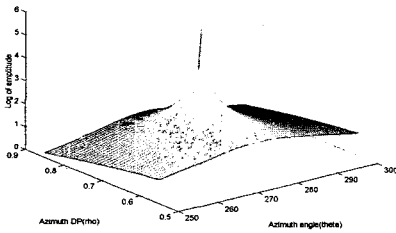
[그림 14] Smart ANT 2에서 $f_{h,2}(\theta, \rho, \hat{\phi}_2, \hat{\eta}_2)$



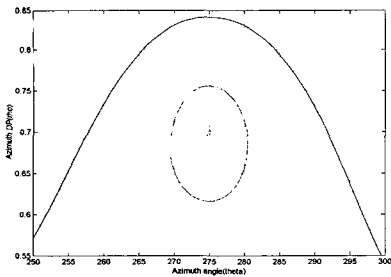
[그림 18] Smart ANT 3에서 $f_{h,1}(\theta, \rho, \hat{\phi}_1, \hat{\eta}_1)$



[그림 19] Smart ANT 3에서 Contour (21)



[그림 20] Smart ANT 3에서 $f_{h,1}(\theta, \rho, \hat{\theta}_1, \hat{\rho}_1)$



[그림 21] Smart ANT 3에서 Contour (21)

참고 문헌

[1] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, maximum likelihood, and Crmer-Rao bound: further results and comparisios," *IEEE Trans. Acoust, Speech, Signal Proc.*, vol. 38, pp. 2140-2150, December 1990.

[2] J. Choi, I. Song, S. Y. Kim, and H. M. Kim, "A statistical analysis of MUSIC null-spectrum via decomposition of estimation error," *Signal Proc.*, vol. 34, pp. 179-192, November 1993.

[3] J. Choi, S. Kim, I. Song, and Y. K. Jhee, "A generalized null-spectrum for direction of arrival estimation," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 42, pp. 462-466, February 1994.

[4] A. L. Syndlehurst and T. kailath, "Azimuth/elevation direction finding using regular array geometeries," *IEEE Trans. Aerosp., Electron. Syst.*, vol. 29, pp. 145-156, January 1993.

[5] F. A. Sakarya and M. H. Hayes, "Estimating 2-D DOA angles using regular array geometries," *IEEE Trans. signal Proc.*, vol. 43, pp. 2212-2216, September 1995.

[6] S. Valaee, B. Champagne, and P. Kabal, "Parametric localcation of distributed sources," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 43, pp.2144-2153, September 1995.

[7] Y. U. Lee, J. Choi, I. Song, and S. R. Lee, "Distributed source modeling and direction of arrival estimation techniques," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. SP-45, no. 4, PP. 960-969, April. 1997, U.S.A.

[8] Y. U. Lee, S. R. Lee, H. M. Kim, and I. Song, "Estimation of direction of arrival for angle-perturbed sources", *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E80A, no. 1, pp. 109-117, January. 1997, Japan.

[9] S. R. Lee, I. Song, Y. U. Lee, T. Chang, and H. M. Kim, "Estimation of two-dimensional DOA under a distributed source model," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E79A, no. 9, pp. 1475-1485, September. 1996, Japan.

[10] D. Asztely and B. Otterstem, "The defects of local scattering on direction of arrival estimation with MUSIC," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 47, no. 12, pp. 3220-3234, December. 1999.

[11] J. S. Jeong, K. Sakaguchi, K. Araki, and J. Takada, "Generalization of MUSIC using extended array mode vector for hoing estimation of instantaneous DOA and angular spread." *IEICE Trans. Commun.*, vol. E84-B, no. 7, pp. 1781-1789, July 2001.

[12] S. R. Lee, M. S. Choi, M. W. Bang, and I. Song, "A three-dimensional distributed source modeling and direction of arrival estimation using two linear arrays," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E86-A, no. 1, pp. 206-214, January. 2003. Japan.

이 성 로(Seong-Ro Lee)

정회원



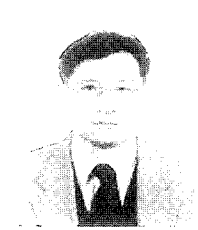
1987년 2월: 고려대학교 전자공학과 공학사
1990년 2월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사
1996년 8월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학박사
1996년 9월~1997년2월: 한국과

과학기술원 정보전자연구소
1997년 3월~현재: 목포대학교 정보전자공학과 조교수

<주관심분야> 배열 신호처리, 추정이론, 무선통신시스템, 무선멀티미디어시스템

안 동 순(Dong-Soon Ahn)

정회원



1983년 2월: 원광대학교 전자공학과 졸업
1985년 2월: 연세대학교 전자공학과 석사졸업
1992년 2월: 연세대학교 전자공학과 박사졸업
1990년 3월~현재: 목포대학교

정보공학부 교수

<주관심분야> 배열신호처리, 디지털신호처리, 디지털통신시스템

최 명 수(Myeong-Soo Choi)

정회원



2000년 2월: 목포대학교 전자공학과 공학사
2002년 2월: 목포대학교 전자공학과 공학석사

<주관심분야> 배열신호처리, 스마트안테나, 이동 및 위성통신, 전자파 Shield

김 중 화(Jong-Hwa Kim)

정회원



1983년 2월: 조선대학교 전자공학과 졸업
1985년 2월: 조선대학교 전자공학과 석사 졸업
1989년 3월: 일본동북대학 전자공학과 박사 졸업
1991년 3월~현재 : 목포대학교

정보공학부 교수

<주관심분야> 디지털 시스템설계, 무선통신시스템

김 철 희(Cheoul-Hee Kim)

정회원



2000년 2월: 숭실대학교 전자공학과 공학사
2001년 3월~현재: 목포대학교 전자공학과 석사과정

<주관심분야> 배열신호처리, 스마트안테나, 위성인터넷, 레이더