

論文2000-37SP-1-9

# 여러길 환경에 알맞은 평균 조종 벡터를 바탕으로 한 적응 빔 만들기

## (Adaptive Beamforming Based on Mean Steering Vector for Multipath Environment)

金 碩 燦 \* , 尹 錫 皓 \* , 宋 翊 鎬 \* , 朴 昭 玲 \* , 李 柱 植 \*

(Suk Chan Kim, Seokho Yoon, Ickho Song, So Ryoung Park, and Jooshik Lee)

### 요 약

기지국에서 안테나 배열을 쓰면 간섭효과가 줄어들어 공간적으로 선택적인 정보를 보내고 받을 수 있다. 이 논문에서는 이동국 근처에서 국소적으로 산란된 신호의 새로운 모형을 제시하고, 이 모형에서 빔형성기의 가중값을 얻는다. 모의실험결과는 제안한 방법의 성능이 매우 뛰어나고, 따라서 각 퍼짐이 넓고 여러길 전파가 심한 도시 환경에 제안한 방법이 알맞음을 보여준다.

### Abstract

Antenna arrays at base-stations can be used to transmit and receive information selectively in space by reducing the interference effects. In this paper, a new model of locally scattered signals in the vicinity of mobiles is proposed, and under this model the weights of the beamformer are obtained. Computer simulation results demonstrate that the proposed scheme shows an excellent performance and works well even in the urban environment where there exist many multipath propagations with wide angular spread.

### I. 서 론

요즈음에, 이동통신을 쓰는 사람들이 매우 빠르게 늘어나고 있다. 이동전화, 무선 호출과 그밖의 이동통신 기술들을 포함하는 무선 통신이 눈부시게 발전하여 온 세계에 걸쳐있는 이동통신 단말기들 사이에 빠른 속도와 좋은 품질로 정보를 교환할 수 있게 되었다. 이때, 용량을 줄이는 다중 쓰이는 간섭문제가 다중 접속 계통에서 늘 나타나게 된다. 한편, 공간적으로 선택적인

정보를 보내고 받을 수 있는 기지국의 안테나 배열은 간섭효과를 줄임으로서 셀룰러 망의 용량을 늘릴 수 있다<sup>[1]</sup>. 채널 간섭을 없앨 수 있도록 안테나 배열의 출력들을 알맞은 가중값과 함께 결합함으로써 받은 신호로부터 바라는 신호를 얻을 수 있다<sup>[2]</sup>.

이 논문에서는 여러길 환경에서<sup>[3,5]</sup> 안테나 배열을 써서 신호를 받을 수 있는 방법을 생각해 본다. 이 논문은 [6]과 같은 논문에서 제안한 방법을 써서 추정된 이동국의 방향정보에 바탕을 두지만, 추정문제 그 자체를 다루지는 않는다. 잘 알려진 것처럼 도시의 이동통신 환경에서 신호는 위상동기가 이루어지지 않은 여러길 신호들로 이루어져 있다. 실제로, 산란신호는 기지국 안테나에서 볼 때 서로 다른 입사각을 가진 무한히 많은 신호라고 볼 수 있다. 이동국 근처에서 주로 일어나는 산란을 국소 산란이라고 한다. 그런 산란모형에서 입사

\* 正會員, 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科  
(Department of Electrical Engineering Korea Advanced Institute of Science and Technology)  
接受日字 : 1999年2月12日, 수정완료일 : 1999年12月27日

각을 알맞은 확률밀도함수를 갖는 확률변수로 나타낼 수 있다. 이 논문에서는, 국소산란모형에 관한 새로운 접근 방법과 그 모형에서 안테나 배열을 쓸 때 성능이 좋아지는가를 살펴본다.

## II. 산란 신호 모형화

기지국 안테나 배열과 이동국 사이 채널은 보통 경로 손실, 투영, 여러 전달 경로로<sup>[7]</sup> 모형화된다. 일반적인 이동통신환경에서, 쓰는이 수가  $K$ , 이동국 가까이 있는 산란으로 일어나는 여러길 수가  $L$ 일 때, 감쇄가 주파수 비선형적이라고 둔다면, 기지국에서 원소가  $M$ 개인 안테나 배열의 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \sum_{l=1}^L R_{kl} e^{j\phi_{kl}} \mathbf{a}(\theta_{kl}) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

여기서,  $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$ 는 배열출력의 벡터를 나타내고,  $s_k(t)$ 는  $k$ 째 정보이며, 반사계수  $R_{kl}$ 과 위상  $\phi_{kl}$ 은 각각 레일리 분포와  $[0, 2\pi]$  구간에서 균일분포를 따른다고 둔다<sup>[8]</sup>. 한편,  $\mathbf{a}(\theta_{kl})$ 은 배열의 조종벡터이고  $\theta_{kl}$ 은  $k$ 째 이동국의  $l$ 째 길의 각 위치이고  $\mathbf{n}(t)$ 는 공분산이 식 (2)로 나타나고, 평균이 0인, 덧셈꼴 복소 정규 확률 잡음 벡터이다.

$$E[\mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(s)] = \sigma_n^2 \mathbf{I} \delta(t-s) \quad (2)$$

여기서,  $H$ 는 허미션,  $\mathbf{I}$ 는  $M \times M$  단위 행렬,  $\sigma_n^2$ 은 각 안테나 잡음 분산이며, 이 식에서 잡음이 공간적, 시간적으로 흰빛임을 알 수 있다.

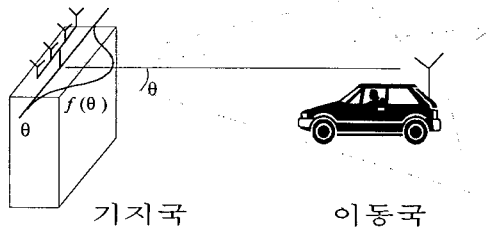


그림 1. 배열 안테나 계통 모형  
Fig. 1. Antenna array system model.

실제 이동통신 환경에서는 무한히 많은 여러길이 있

다. 이 때, 그림 1에 나타난 것처럼 식 (1)에서  $L$ 은 무한대이고,  $\theta_{kl}$ 은 확률 변수이다<sup>[9-11]</sup>. 확률변수  $R_{kl}$ ,  $\phi_{kl}$ ,  $\theta_{kl}$ 이 서로 독립이고,  $\{R_{kl}\}_{l=1}^L$ ,  $\{\phi_{kl}\}_{l=1}^L$ ,  $\{\theta_{kl}\}_{l=1}^L$ 이 서로 독립이고, 그 분포가 같다면,  $L$ 이 무한대로 갈 때 에르고드 가정에 따라  $\sum_{l=1}^L R_{kl} e^{j\phi_{kl}} \mathbf{a}(\theta_{kl})$ 은  $E[\mathbf{a}(\theta_k)] \sum_{l=1}^L R_{kl} e^{j\phi_{kl}}$ 로, 다시  $E[\mathbf{a}(\theta_k)] \tilde{R}_k e^{j\phi_k}$ 로 확률적인 수렴을 한다. 여기서  $\tilde{R}_k$ 와  $\phi_k$ 은 각각 레일리와 균일분포를 따른다<sup>[8]</sup>. 그러면, 식 (1)을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \sum_{k=1}^K s_k(t) E[\mathbf{a}(\theta_k)] \tilde{R}_k e^{j\phi_k} + \mathbf{n}(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \tilde{s}_k(t) \mathbf{b}(\theta_k^c, v_k) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,  $\tilde{s}_k(t) = s_k(t) \tilde{R}_k e^{j\phi_k}$ 이다. 한편,  $\mathbf{b}(\theta_k^c, v_k)$ 는 아래와 같은 평균 조종 벡터이다 (Mean Steering Vector: MSV).

$$\mathbf{b}(\theta_k^c, v_k) = \int_0^{2\pi} \mathbf{a}(\theta_k) f(\theta_k) d\theta_k \quad (4)$$

여기서,  $f(\theta_k)$ 는 평균이  $\theta_k^c$ 이고 분산 매개변수가  $v_k$ 인 밀도함수인데,  $\theta_k^c$ 는 이동국의 추정위치를,  $v_k$ 는 평균값을 중심으로 퍼진 정도를 나타내는 매개변수이다. 곧, 평균조종벡터는 이제까지의 조종벡터  $\mathbf{a}(\theta_k)$ 을 일반화한 것인데, 특별히  $f(\alpha) = \delta(\alpha - \theta_k^c)$ 이면,  $\mathbf{b}(\theta_k^c, v_k) = \mathbf{a}(\theta_k^c)$ 가 된다.

균일 선형 배열에서 배열 조종 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{a}(\theta_k) = [1, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\theta_k)}, \dots, e^{j\frac{2\pi d(M-1)}{\lambda} \cos(\theta_k)}]^T \quad (5)$$

여기서,  $\theta_k$ 는 배열과 평행한 선을 기준으로 측정한다.  $\theta_k$ 가 매우 작고  $d = \frac{\lambda}{2\pi}$ 라고 두면, 좀더 간단한 단순 균일 선형 배열을 쓸 수 있다. 이 때, 배열 조종 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{a}(\theta_k) = [1, e^{j\theta_k}, \dots, e^{j(M-1)\theta_k}]^T \quad (6)$$

이제, 몇몇 확률밀도함수에서 평균조종벡터를 얻어보자. 이동국 근방에서의 산란에 의한 여러길의 각퍼짐현

상은 대칭적인 몇몇 확률밀도함수로 표현될 수 있으며, 실제 현상에 더 가까운 확률밀도함수를 구하기 위해서는 실험을 통해 적당한 확률밀도함수를 이끌어 낼 수 있다.

보기 1.

$\theta_k$ 가 균일 확률밀도함수를 가진다고 하면, 확률밀도 함수  $f(\theta_k)$ 는

$$f(\theta_k) = \begin{cases} \frac{1}{2v_k} & |\theta_k - \theta_k^c| < v_k \text{ 일 때,} \\ 0 & \text{그 밖.} \end{cases} \quad (7)$$

식 (4)·(6)으로부터 어떤 확률밀도함수에서도 평균조종벡터의 첫째 원소는 항상 1임을 알 수 있다.

$b(\theta_k^c, v_k)$ 의  $(m+1)$ 째 원소  $b_m(\theta_k^c, v_k)$ ,  $m=1, \dots, M-1$ 는 단순 균일 선형 배열과 균일 선형 배열에서 각각

$$b_m(\theta_k^c, v_k) = \text{sinc}(mv_k) \quad (8)$$

$$b_m(\theta_k^c, v_k) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} j^p J_p(\Delta_m) \text{sinc}(pv_k) e^{jp\theta_k^c} \quad (9)$$

이다. 식 (9)에서  $\Delta_m = \frac{2\pi dm}{\lambda}$  이고  $J_p(\cdot)$ 는  $p$ 차의 1종 베셀함수이다.

보기 2.

$\theta_k$ 가 삼각 확률밀도함수를 가진다고 하면, 확률밀도 함수  $f(\theta_k)$ 는

$$f(\theta_k) = \begin{cases} \frac{1}{v_k}(\theta_k - \theta_k^c + v_k) & \theta_k^c - v_k \leq \theta_k < \theta_k^c \text{ 일 때,} \\ -\frac{1}{v_k}(\theta_k - \theta_k^c - v_k) & \theta_k^c \leq \theta_k \leq \theta_k^c + v_k \text{ 일 때,} \\ 0 & \text{그 밖.} \end{cases} \quad (10)$$

이때,  $b(\theta_k^c, v_k)$ 의  $(m+1)$ 째 원소  $b_m(\theta_k^c, v_k)$ ,  $m=1, \dots, M-1$ 는 단순 균일 선형 배열과 균일 선형 배열에서 각각 다음과 같다.

$$b_m(\theta_k^c, v_k) = \text{sinc}^2\left(\frac{mv_k}{2}\right) \quad (11)$$

$$b_m(\theta_k^c, v_k) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} j^p J_p(\Delta_m) \text{sinc}^2\left(\frac{pv_k}{2}\right) e^{jp\theta_k^c} \quad (12)$$

보기 3.

$\theta_k$ 가 원형정규 확률밀도함수를 가진다고 하면, 확률밀도함수  $f(\theta_k)$ 는

$$f(\theta_k) = \frac{e^{-\frac{x_k \cos(\theta_k - \theta_k^c)}{2\pi I_0(x_k)}}}{2\pi I_0(x_k)}, \quad \theta_k^c \leq \theta_k < 2\pi + \theta_k^c \quad (13)$$

여기서,  $x_k = \frac{2}{v_k}$  이고  $I_p(\cdot)$ 는  $p$ 차 1종 수정 베셀 함수이다. 그러면,  $b(\theta_k^c, v_k)$ 의  $(m+1)$ 째 원소  $b_m(\theta_k^c, v_k)$ ,  $m=1, \dots, M-1$ 는 단순 균일 선형 배열과 균일 선형 배열에서 각각 다음과 같다.

$$b_m(\theta_k^c, v_k) = (-1)^m \frac{I_m(x_k)}{I_0(x_k)} e^{jm\theta_k^c} \quad (14)$$

$$b_m(\theta_k^c, v_k) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{I_p(x_k)}{I_0(x_k)} I_p(j\Delta_m) e^{jp\theta_k^c} \quad (15)$$

### III. 가중값 선택

이동통신에서 모든 받은 신호로부터 개별적인 정보를 알아내는 것은 매우 중요하다. 이것은 바라는 방향으로 빔을 만들어서 이룰 수 있다<sup>[2]</sup>. 이때, 안테나 배열 모형을 써서 다른 쓰는이의 영향을 가장 작도록 특별한 방향으로 인공적으로 빔을 만들 수 있다. 빔을 만든 뒤의 출력  $y(t)$ 는 배열 출력  $x(t)$ 의 선형 결합으로 얻을 수 있다. 곧,  $y(t) = w^H x(t)$ 이다. 이 때,  $w$ 는 복소 가중값의 열벡터이다. 배열 안테나에 쓰이는 가중값의 선택은 추정으로 얻은 각 위치  $\theta_k^c$ , 이동국의 각 퍼짐  $v_k$ , 바라는 신호 전력  $\sigma_d^2$ 에 관한 정보를 안다고 두고 생각한다.

여기서, 가중값 선택 기준은 신호대 간섭잡음비를 (SINR) 가장 크게 하는 것이다. 식 (3)에서  $x(t)$ 를 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$x(t) = d(t) + i(t) + n(t) \quad (16)$$

여기서,  $d(t) = \tilde{s}_d(t) b(\theta_d^c, v_d)$ 는 바라는 신호 벡터,

$\mathbf{i}(t) = \sum_{k=1, k \neq d}^K \tilde{s}_k(t) \mathbf{b}(\theta_k^c, v_k)$ 는 간섭 신호 벡터,  $\mathbf{n}(t)$ 는 잡음 신호벡터이다.

배열 공분산  $\mathbf{R}_{xx}$ , 바라지 않는 신호 벡터 공분산  $\mathbf{R}_{uu}$ , 바라는 신호 공분산  $\mathbf{R}_{dd}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)] \\ &= \sum_{k=1}^K \sigma_k^2 \mathbf{b}(\theta_k^c, v_k) \mathbf{b}^H(\theta_k^c, v_k) + \sigma_n^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{uu} &= E[\mathbf{u}(t) \mathbf{u}^H(t)] \\ &= \sum_{k=1, k \neq d}^K \sigma_k^2 \mathbf{b}(\theta_k^c, v_k) \mathbf{b}^H(\theta_k^c, v_k) + \sigma_n^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\mathbf{R}_{dd} = \sigma_d^2 \mathbf{b}(\theta_d^c, v_d) \mathbf{b}^H(\theta_d^c, v_d) \quad (19)$$

이 때,  $\mathbf{u}(t) = \mathbf{i}(t) + \mathbf{n}(t)$ 이고,  $\sigma_k^2 = E[\tilde{s}_k(t) \tilde{s}_k^H(t)]$ 이다.

신호대 간섭잡음비를 가장 크게 하는 가중값 벡터  $\mathbf{w}_d$ 는 다음식으로 얻을 수 있다.

$$\mathbf{w}_d = \arg \max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{dd} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}} \quad (20)$$

마찬가지로  $\mathbf{w}_d$ 는 다음과 같은 일반화된 고유값 문제의 가장 큰 고유값  $\eta_{\max}$ 에 대응하는 고유벡터로 얻을 수 있다<sup>[2]</sup>.

$$\mathbf{R}_{dd} \mathbf{w} = \eta_{\max} \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} \quad (21)$$

곧,

$$\mathbf{w}_d = \alpha \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{b}(\theta_d^c, v_d) \quad (22)$$

여기서,  $\alpha$ 는 0이 아닌 복소 상수이다.

#### IV. 모의실험과 결과

이 절에서는, 수치 결과들과 모의실험을 거쳐 얻은 결과로 제안한 방법의 성능을 보여준다. 이 절의 모든 결과는 모의 실험을 좀더 간단히 하기위해, 단순 균일 선형 배열을 쓴 결과이다. 먼저, 가중값 벡터  $\mathbf{w}_d$ 를 얻으려면, (22)에서처럼 각 위치  $\theta_d^c$ , 각 퍼짐  $v_d$ , 바라

지 않는 신호 벡터 공분산  $\mathbf{R}_{uu}$ 를 추정해야 한다.

받은 신호 벡터가  $N$ 개 주어진다고 두자. 먼저, 배열 공분산  $\mathbf{R}_{xx}$ , 바라지 않는 신호 벡터 공분산  $\mathbf{R}_{uu}$ 를 각각 (23)과 (24)로 추정한다.

$$\widehat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}_n \mathbf{x}_n^H \quad (23)$$

$$\widehat{\mathbf{R}}_{uu} = \widehat{\mathbf{R}}_{xx} - \widehat{\sigma}_d^2 \mathbf{b}(\widehat{\theta}_d^c, \widehat{v}_d) \mathbf{b}^H(\widehat{\theta}_d^c, \widehat{v}_d) \quad (24)$$

여기서,  $\widehat{\sigma}_d^2$ 은 바라는 신호 전력의 추정값이다. 앞에서 말했듯이, 각 위치  $\widehat{\theta}_d^c$ , 각 퍼짐  $\widehat{v}_d$ , 신호 전력  $\widehat{\sigma}_d^2$ 를 [6, 7]에 나타난 방식으로 추정한다. 이 때, 출력 신호대 잡음간섭비는 다음과 같다.

$$\text{출력 SINR} = \frac{E[|\tilde{s}_d(t) \mathbf{w}_d^H \mathbf{b}(\widehat{\theta}_d^c, \widehat{v}_d)|^2]}{\widehat{\sigma}_d^2 |\mathbf{w}_d|^2 + E[|\sum_{k=1}^K \tilde{s}_k(t) \mathbf{w}_d^H \mathbf{b}(\widehat{\theta}_k^c, \widehat{v}_k)|^2]} \quad (25)$$

모의실험에서 단순 균일 선형 배열 원소 수  $M$ 은 10, 잡음에 대한 신호세기는 7dB로 두었다. 신호원은 균일 확률밀도함수를 갖는 국소산란모형으로 발생시킨다.

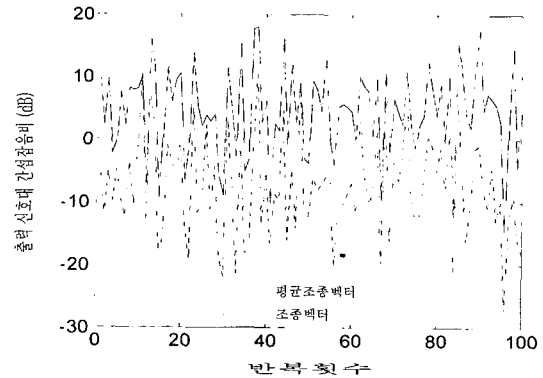


그림 2. 순간 출력 신호대 간섭잡음비 :  $\widehat{\theta}_1^c = 30^\circ$ ,  $\widehat{\theta}_2^c = 120^\circ$

Fig. 2. The instantaneous output SINR versus trial number :  $\widehat{\theta}_1^c = 30^\circ$ ,  $\widehat{\theta}_2^c = 120^\circ$ .

그림 2는 100번 반복한 결과를 보여준 것인데, 이 그림에서는 순간 신호대 간섭잡음비를 두 이동국에 대한 반복횟수를 가로축으로 하여 보았다. 이 때,  $\widehat{\theta}_1^c = 30^\circ$ ,  $\widehat{\theta}_2^c = 120^\circ$ , 그리고  $v_1 = v_2 = 0.3$ 이다. 가로축은 이동

국이 움직인 시간 또는 거리를 나타낸다. 이 그림에서 이동국이 움직인 거리에 따라 출력 신호대 잡음간섭비 이 빠르게 변하는 것은 빠른 감쇄의 효과를 뜻한다. 실선은 제안한 평균 조종 벡터를 썼을 때의 출력이고, 점선은 이제까지의 조종 벡터를 썼을 때의 출력이다. 그림에 나타난 것처럼, 제안한 방법은 이제까지의 방법보다 성능이 더 좋다. 이것은 이제까지의 조종벡터가 각이 퍼진 신호에 쓰기는 알맞지 않기 때문에, 조종벡터를 써서  $\widehat{R}_{uu}$  와  $w_d$  를 올바르게 추정할 수 없다는 것을 보여준다.

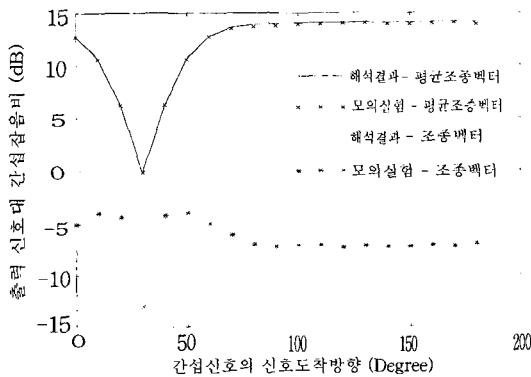


그림 3. 간섭이동국의 각위치  $\widehat{\theta}_2^c$ 와 출력 신호대 간섭잡음비 :  $\widehat{\theta}_1^c = 30^\circ, M = 10$

Fig. 3. The output SINR versus the angular position of interfering mobie  $\widehat{\theta}_2^c : \widehat{\theta}_1^c = 30^\circ, M = 10$ .

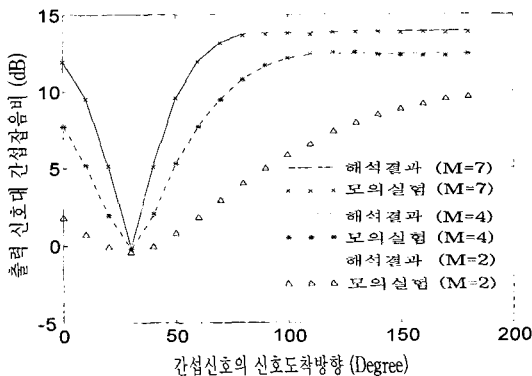


그림 4. 간섭이동국의 각 위치  $\widehat{\theta}_2^c$ 와 출력 신호대 간섭잡음비  $\widehat{\theta}_1^c = 30^\circ, M = 2, 4, 7$

Fig. 4. The output SINR versus the angular position of interfering mobie  $\widehat{\theta}_2^c : \widehat{\theta}_1^c = 30^\circ, M = 2, 4, 7$ .

그림 3은 몬테 카를로 모의실험으로 간섭 이동국의 각 위치  $\theta_2^c$  를  $0^\circ$ 부터  $180^\circ$ 까지 바꿀때의 출력 신호대 간섭잡음비를 보여준다. 이 그림에서 방향 민감성을 설명할 수 있다. 곧,  $\theta_1 = 30^\circ$  가까이에서는 두 이동국이 같은 방향으로 위치해 있기 때문에 수신기가 간섭 이동국으로부터 바라는 이동국을 효과적으로 분리해 낼 수 없으므로 생기는 깊은 골을 볼 수 있다. 이 그림은 또한 제안한 방법이 이제까지의 것보다 더 뛰어나다는 것을 보여준다.

그림 4는 안테나 수의 영향을 보여준다. 좀더 많은 안테나를 쓰면, 더 높은 해상도로 공간적으로 바라는 신호를 얻을 수 있기 때문에, 셀룰러 망 계통의 용량은 늘어날 것이다.

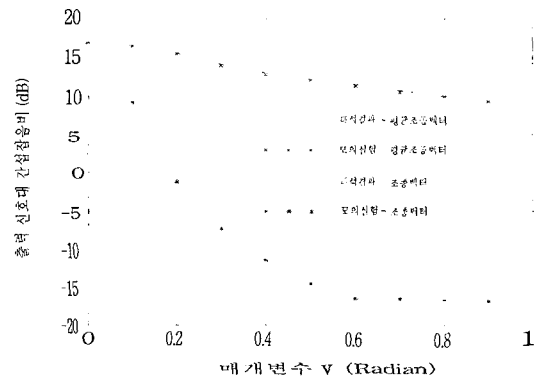


그림 5. 매개변수  $v$  변화와 출력 신호대 간섭잡음비 :  $M = 10$

Fig. 5. The output SINR versus variation parameter  $v : M = 10$ .

그림 5는 매개변수  $v$ 가 바뀔 때 출력 신호대 간섭잡음비를 보여준다. 매개변수  $v$ 가 커질수록 신호대 잡음간섭비는 더 작아진다. 왜냐하면, 입력 신호의 입사각이 점점 넓게 퍼지면 바라는 신호를 얻기가 더 어려워지기 때문이다. 매개변수  $v$ 가 0일때, 출력 신호대 간섭잡음비는 두 방법 모두 같다. 이것은  $v=0$  일때, 신호는 산란신호가 아니라 점신호이기 때문이다. 매개변수  $v$ 가 커질수록 두 방법의 성능의 차이는 더욱 커진다. 이것으로부터 제안한 방법이 이제까지의 방법보다 실제환경을 좀더 정확히 모형화하고 알맞은 가중값을 거쳐 산란 신호를 얻는데 뛰어나다는 것을 나타낸다.

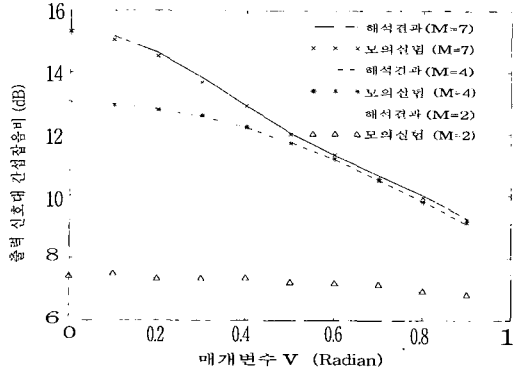


그림 6. 매개변수  $v$  변화와 출력 신호대 간섭잡음비 :  $M=2, 4, 7$

Fig. 6. The output SINR versus the angular position  $v$  :  $M=2, 4, 7$ .

## V. 맺음말

이동국 근처에서 국소적으로 산란된 신호의 각퍼짐 효과를 몇개의 확률밀도함수로 모형화한 뒤, 공간적으로 선택적인 정보를 보내고 받을 수 있는 기지국 안테나 배열을 살펴보았다. 제한한 산란모형에서 빔형성기의 가중값을 얻었다. 이런 가중값을 썼을때, 성능이 좋아짐을 모의실험을 통해 확인하였다. 제한한 방법은 이제까지의 방법보다 성능이 더 뛰어난 것을 보였고, 각퍼짐이 넓거나 여러길 전달이 심한 도시환경에서도 잘 동작하였다. 그리고 방향에 관한 민감도, 산란효과, 안테나 수의 효과를 생각하였다.

## 부 록

$\theta_k$ 가 균일, 삼각, 원형정규 확률밀도함수를 가질 때  $b(\theta_k^c, v_k)$ 의 유도

A.  $\theta_k$ 가 균일, 삼각 확률 밀도 함수를 가질 때  
단순 균일 선형 배열에서, 배열 조종 벡터는 다음과 같은 꼴을 나타낸다.

$$\mathbf{a}(\theta_k) = [1, e^{j\theta_k}, \dots, e^{j(M-1)\theta_k}]^T \quad (\text{A.1})$$

균일분포 일때,  $b(\theta_k^c, v_k)$ 의  $(m+1)$ 째 항은

$$\begin{aligned} b_m(\theta_k^c, v_k) &= \frac{1}{2v_k} \int_{\theta_k^c - v_k}^{\theta_k^c + v_k} e^{jma} da \\ &= \text{sinc}(mv_k). \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

균일 선형 배열에서, 배열 조종 벡터는 다음과 같은 꼴을 나타낸다.

$$\mathbf{a}(\theta_k) = [1, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\theta_k)}, \dots, e^{j\frac{2\pi d(M-1)}{\lambda} \cos(\theta_k)}]^T \quad (\text{A.3})$$

균일 분포 일때,  $b(\theta_k^c, v_k)$ 의  $(m+1)$ 째 항은

$$\begin{aligned} b_m(\theta_k^c, v_k) &= \frac{1}{2v_k} \int_{\theta_k^c - v_k}^{\theta_k^c + v_k} e^{j\Delta_m \cos a} da \\ &= \frac{1}{2v_k} \int_{\theta_k^c - v_k}^{\theta_k^c + v_k} \sum_{p=-\infty}^{\infty} j^p J_p(\Delta_m) e^{jpa} da \\ &= \sum_{p=-\infty}^{\infty} j^p J_p(\Delta_m) \text{sinc}(pv_k) e^{j\theta_k^c p} \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

여기서  $\Delta_m = \frac{2\pi dm}{\lambda}$ ,  $J_p(\cdot)$ 는  $p$ 차 첫째 종류 베셀 함수,  $e^{jz \cos a} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} j^p J_p(z) e^{jpa}$ 이다. 삼각 확률밀도함수의 경우도 위의 균일분포와 비슷한 방법으로  $b_m(\theta_k^c, v_k)$ 를 각각 식 (11), (12)처럼 얻을 수 있다.

B.  $\theta_k$ 가 원형정규 확률밀도함수를 가질 때

[12]의 식 (3.937-1)과 (3.937-2)를 써서, 단순 균일 선형 배열에서,  $b(\theta_k^c, v_k)$ 의  $(m+1)$ 째 항은

$$\begin{aligned} b_m(\theta_k^c, v_k) &= \frac{1}{2\pi I_0(K_k)} \int_0^{2\pi} e^{x_k \cos(a - \theta_k^c)} e^{jma} da \\ &= \frac{1}{2\pi I_0(x_k)} \left[ \int_0^{2\pi} e^{x_k \cos \theta_k^c \cos a} \cos(jx_k \sin \theta_k^c \sin a - ma) da - j \int_0^{2\pi} e^{x_k \cos \theta_k^c \cos a} \sin(jx_k \sin \theta_k^c \sin a - ma) da \right] \\ &= (-1)^m \frac{I_m(x_k)}{I_0(x_k)} e^{jm\theta_k^c} \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

균일 선형 배열에서,  $b(\theta_k^c, v_k)$ 의  $(m+1)$ 째 항은

$$\begin{aligned} b_m(\theta_k^c, v_k) &= \frac{1}{2\pi I_0(x_k)} \int_0^{2\pi} e^{x_k \cos(a - \theta_k^c)} e^{j\Delta_m \cos a} da \\ &= \frac{1}{2\pi I_0(x_k)} \left[ \int_0^{2\pi} e^{(x_k \cos \theta_k^c + j\Delta_m) \cos a + j(-x_k \sin \theta_k^c) \sin a} da \right] \\ &= \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{I_p(x_k)}{I_0(x_k)} I_p(j\Delta_m) e^{j\theta_k^c p} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

## 참 고 문 헌

- [1] S. Haykin, *Array Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.
- [2] B.D. Van Veen and K.M. Buckley, "Beamforming: a versatile approach to spatial filtering," *IEEE Acoust., Speech, Signal Processing Mag.*, vol. 5, pp. 4-24, Apr. 1988.
- [3] A.F. Naguib, A. Paulraj, and T. Kailath, "Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 691-698, Aug. 1994.
- [4] 김찬규, 조용수, "페이딩 채널 환경에서 안테나 어레이를 갖는 MC-CDMA 셀룰라 시스템의 성능 분석", 한국통신학회 논문지, 22권, 12호, 2686-2695쪽, 1997년 12월
- [5] 김광순, 윤석호, 송익호, 김윤희, 이주식, "유사동기 부호분할다중접속 시스템에서 안테나 배열과 갈퀴 수신기를 쓴 여러 쓰느이 수신기", 한국통신학회 논문지, 23권, 9B호, 2403-2410쪽, 1998년 9월
- [6] B. Ottersten, M. Viberg, and T. Kailath, "Analysis of subspace fitting and ML techniques for parameter estimation from sensor array data," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 40, pp. 590-600, Mar. 1992.
- [7] S.C. Swales, M. A. Beach, D. J. Edwards, and J. P. McGeehan, "The performance enhancement of multibeam adaptive base station antennas for cellular land mobile radio systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, pp. 56-67, Feb. 1990.
- [8] M.D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, Boca Raton, FL: CRC Press, 1993.
- [9] S. Valaee, B. Champagne, and P. Kabal, "Parametric localization of distributed sources," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, pp. 2144-2153, Sep. 1995.
- [10] S.R. Lee, I. Song, Y.U. Lee, T. Chang, and H.M. Kim, "Estimation of two-dimensional DOA under a distributed source model and some simulation results," *IEICE Tr. Fundamentals*, vol. E79A, pp. 1475-1485, Sep. 1996.
- [11] Y.U. Lee, J. Choi, I. Song, and S.R. Lee, "Distributed source modeling and direction-of-arrival estimation techniques," *IEEE Tran. Signal Processing*, vol. 45, pp. 960-969, Apr. 1997.
- [12] I.S. Gradshteyn and I.M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, London: Academic Press, 1980.

## 저 자 소 개

## 金 碩 燦(正會員)

1971년 4월 5일 태어남. 1993년 2월 부산대학교 전자공학과 공학사. 1995년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1995년 3월~현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정 주관심분야는 이동 통신, 배열신호처리, 여러쓰느이 검파

## 尹 錫 皓(正會員)

1976년 1월 7일 태어남. 1997년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사(최우등). 1999년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1999년 3월~현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사 과정 주관심분야는 이동통신, 통계학적 신호처리, 적응 신호처리

## 宋 翊 鎬(正會員)

1960년 2월 20일 태어남. 1982년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사(준최우등). 1984년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사. 1985년 8월 펜실베니아대학교 전기공학과 공학석사. 1987년 5월 펜실베니아대학교 전기공학과 공학석사. 1987년 3월~1988년 2월 벨 통신연구소 연구원 1988년 3월~1991년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수. 1991년 9월~1998년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수. 1998년 9월~현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수 1995년 1월~현재 한국통신학회 논문집 편집위원 1996년 1월~현재 한국음향학회 영문논문지 편집위원 1998년 1월~현재 Journ, Comm., Networks 편집위원 1991년 11월, 1996년 11월 한국통신학회 학술상 받음. 1993년 11월 한국음향학회 우수연구상 받음. 1998년 11월 한국통신학회 LG 학술상 받음. 1999년 11월 대한전자공학회 해동상 받음. 1998년, 1999년 마퀴스 세계 인명록에 실림. 대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 평행회원 IEE 회원, IEEE 선임회원 주관심분야는 통계학적 신호 처리와 통신이론, 신호검파와 추정, 이동통신

## 朴 昭 玲(正會員)

1974년 11월 22일 태어남. 1997년 2월 연세대학교 전자공학과 공학사. 1999년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1999년 3월~현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정 주관심 분야는 이동통신, 신호검파

## 李 柱 植(正會員)

1974년 7월 30일 태어남. 1992년 3월~1996년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사. 1996년 3월~1998년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1998년 3월~현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 배열신호처리, 이동통신