

# OFDMA 스마트 안테나 시스템을 위한 도래각 추정 기반의 적응 빔 형성 알고리즘

준회원 윤영호\*, 정회원 박윤옥\*\*, 박형래\*

## A Direction-of-Arrival Estimation Based Adaptive Beamforming Algorithm for OFDMA Smart Antenna Systems

Young-Ho Yun\* *Associate Member*,  
Yoon-Ok Park\*\* Hyung-Rae Park\* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 orthogonal frequency-division multiple-access 스마트 안테나 시스템을 위한 효율적인 도래각 추정 기반의 적응 빔 형성 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 추정된 도래각 정보를 이용하여 원하는 신호의 방향으로 주 빔 (main beam)을 형성하는 반면, 간섭 신호의 방향에는 null을 형성함으로써 간섭 신호를 효율적으로 제거한다. 또한, 다중 경로 신호에 대한 빔 형성 출력들을 효율적으로 결합함으로써 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 제안된 알고리즘의 효율성을 입증하기 위해 셀룰러 이동통신 환경에서 WiBro 시스템을 목표 시스템 (target system)으로 설정하여 알고리즘의 성능을 분석하고 least-squares 빔 형성 알고리즘과 성능을 비교한다.

**Key Words** : Adaptive Beamforming, OFDMA, Smart Antennas, Ls Beamforming

### ABSTRACT

In this paper, an efficient direction-of-arrival based adaptive beamforming algorithm for orthogonal frequency-division multiple-access smart antenna systems is proposed. The proposed algorithm provides a high performance by steering main beams to the directions of a desired signal, whereas steering nulls to the directions of the interference, using the estimated directions. The beamforming outputs obtained by steering the main beams to the distinct directions of resolvable multipath signals are combined in a maximal ratio manner to exploit angular diversity gain. The performance of the proposed algorithm is finally evaluated in cellular mobile environments to verify its efficiency and is compared with that of least-squares beamforming algorithm, by taking the WiBro system as a target system.

### I. 서론

최근 들어 고속 데이터 전송에 적합한 orthogonal frequency-division multiple-access (OFDMA) 기술에 대한 연구가 전 세계적으로 활발히 진행되고 있

으며 휴대 인터넷 서비스를 위한 WiBro 시스템과 디지털 비디오 방송을 위한 DVB-H 시스템이 대표적인 시스템이라고 할 수 있다<sup>[1],[2]</sup>.

한편, 스마트 안테나 기술은 신호 대 잡음비 (signal-to-noise ratio)를 향상 시킬 뿐 아니라 간섭 신호를

※ 본 논문은 2006년도 한국전자통신연구원의 지원에 의하여 연구되었음(0101-2005-048).

\* 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 (hrpark@mail.hankong.ac.kr)

\*\* 한국전자통신연구원 이동통신연구단 패킷모뎀연구팀 (parkyo@etri.re.kr)

논문번호 : KICS2006-07-321, 접수일자 : 2006년 7월 22일, 최종게재논문통보일자 : 2006년 10월 20일

제거함으로써 시스템의 용량을 증대시키고 셀 반경을 확장할 수 있는 기술이다<sup>[3],[7]</sup>. 스마트 안테나 기술은 switched beam 방식과 적응 빔 형성 (adaptive beamforming) 방식으로 분류할 수 있으며, 이 중 적응 빔 형성 방식은 시스템의 구현이 비교적 복잡하나 원하는 신호의 방향으로 주 빔을 형성하고 간섭 신호의 방향으로는 null을 형성함으로써 switched beam 방식보다 성능이 우수하다<sup>[3]</sup>.

적응 빔 형성 알고리즘은 기준 신호 (reference signal)나 <sup>[6],[7]</sup> 수신 신호의 도래각 (direction-of-arrival)을 이용하여 <sup>[3],[5]</sup> 구현할 수 있다. 기준 신호 기반의 알고리즘은 구현이 비교적 간단하나 TDD 시스템에서만 사용 가능하며 단말기의 이동 속도가 높을 경우 성능 저하가 심각하다. 반면, 도래각 기반의 알고리즘은 TDD와 FDD 시스템 모두 사용 가능하며 단말기의 속도에 거의 영향을 받지 않는다.

적응 빔 형성 알고리즘에 대한 성능 분석 시 지금까지는 단말기의 신호를 point source로 가정하였다. 그러나, 이동통신 환경에서는 일반적으로 단말기 주변의 물체들에 의하여 신호의 도래각이 퍼져서 수신되는 angular spread 현상과 단말기로부터 멀리 떨어져 있는 장애물들에 의해 신호가 반사되어 수신되는 다중 경로 현상이 발생한다<sup>[8]-[10]</sup>.

본 논문에서는 OFDMA 스마트 안테나 시스템을 위한 효율적인 도래각 추정 기반의 적응 빔 형성 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 추정된 도래각을 이용하여 원하는 신호의 방향에는 주 빔을 형성하고 간섭 신호의 방향에는 null을 형성함으로써 간섭신호를 효율적으로 제거한다. 또한, 다중 경로 신호에 대한 빔 형성 출력 신호들에 최대 비 결합 (maximal ratio combining) 기법을 적용함으로써 공간 다이버시티 이득 (angular diversity gain)을 얻을 수 있다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 angular spread와 다중 경로에 따른 벡터 채널 환경에 대하여 고찰하고 주파수 선택성 페이딩 환경에서 OFDM 신호에 대한 벡터 채널 모델을 유도한다. III장에서는 OFDMA 스마트 안테나 시스템을 위한 제안된 알고리즘의 구조를 제시한다. IV장에서는 WiBro 시스템을 목표 시스템으로 설정하여 셀룰러 이동통신 환경에서 제안된 알고리즘의 성능을 검증한다<sup>[4],[5]</sup>.

## II. 벡터 채널 환경 및 신호 모델링

### 2.1 벡터 채널 모델

그림 1은 단말기 주변의 물체들에 의한 local

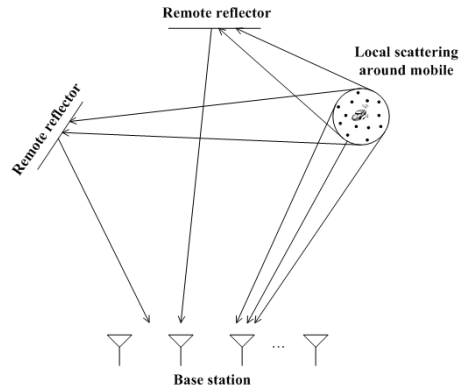


그림 1. Local scattering과 다중 경로 모델.

scattering과 단말기로부터 멀리 떨어져 있는 물체 (remote reflector)들에 의한 다중 경로 현상을 나타낸 것이다. 그림과 같이 이동통신 환경에서는 송·수신기 사이의 물체들에 의하여 수신 신호가 공간상에서 퍼져서 수신되는 현상이 발생하게 된다.

먼저,  $M$  개의 안테나 소자로 구성된 기지국 안테나 어레이에 수신된 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{i=1}^{N_u} \sum_{l=1}^L \alpha_l^{(i)}(t) e^{j\phi_l^{(i)}(t)} \mathbf{a}(\theta_l^{(i)}) s^{(i)}(t - \tau_l^{(i)}) + \mathbf{n}(t). \quad (1)$$

위 식에서  $\mathbf{r}(t)$ 는  $(M \times 1)$  열 (column) 벡터,  $N_u$ 는 송신 신호의 수 (혹은 사용자의 수),  $L$ 는 송·수신기 사이의 다중 경로의 수,  $\alpha_l^{(i)}(t)$ 와  $\phi_l^{(i)}(t)$ 는 각각  $i$  번째 사용자에 대한  $l$  번째 경로의 페이딩의 포락선과 위상을 나타낸다.  $\mathbf{a}(\theta_l^{(i)})$ 와  $\tau_l^{(i)}$ 는  $l$  번째 경로의 조정 벡터 (steering vector)와 경로 지연으로 수신 시간 동안 일정하다고 가정한다.  $s^{(i)}(t)$ 는  $i$  번째 사용자의 송신 신호이고  $\mathbf{n}(t)$ 는 가우시안 잡음 벡터로  $E[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)] = \sigma^2 \mathbf{I}$ 이며  $\sigma^2$ 은 잡음의 분산을 나타낸다. 주파수 선택성 페이딩 (frequency-selective fading) 환경에서 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{i=1}^{N_u} \sum_{d=1}^D s^{(i)}(t - \tau_d^{(i)}) \mathbf{v}_d^{(i)}(t) + \mathbf{n}(t). \quad (2)$$

위 식에서  $D$ 는 클러스터 (cluster) 혹은 분리 가능한 다중 경로의 수,  $\tau_d^{(i)}$ 는  $i$ 번째 사용자의  $d$ 번째 클러스터의 경로 지연,  $\mathbf{v}_d^{(i)}(t)$ 는  $i$ 번째 사용자의  $d$ 번째 클러스터의 spatial signature로 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{v}_d^{(i)}(t) = \sum_{l=1}^{L_d} \alpha_{l,d}^{(i)}(t) e^{j\phi_{l,d}^{(i)}(t)} \mathbf{a}(\theta_{l,d}^{(i)}), \quad i=1, 2, \dots, N_u. \quad (3)$$

위 식에서  $L_d$ 는  $d$ 번째 클러스터에 포함되는 다중 경로의 수를 나타낸다.

### 2.2 Angular spread 모델

수신 신호가 공간상에서 분산된 정도를 angular spread라 하며 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma_\theta = \frac{1}{\sqrt{P_o}} \sqrt{\int_{\theta_o} (\theta - \theta_o)^2 S(\theta) d\theta}. \quad (4)$$

위 식에서  $S(\theta)$ 는 수신 신호의 power azimuth spectrum (PAS),  $\theta$ 는 도래각,  $\theta_o$ 는 중심 도래각 (nominal azimuth angle),  $P_o$ 는 전체 수신 전력을 각각 나타낸다. Angular spread 모델은 ring, disk, Laplacian, Gaussian 모델 등 여러 가지가 있으나 이 중 Laplacian 모델이 이동통신 환경에서 실측한 결과와 가장 유사한 모델로 PAS은 다음과 같이 정의된다<sup>[10]</sup>.

$$S(\theta) = \frac{P_o}{\sqrt{2}\sigma_\theta} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - \theta_o|}{\sigma_\theta}\right]. \quad (5)$$

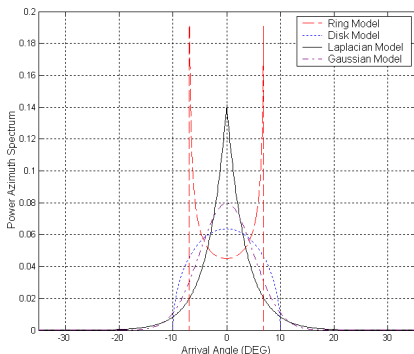


그림 2. 여러 가지 angular spread 모델의 PAS (angular spread = 5°).

그림 2는 중심 도래각이 0°이고 angular spread가 5°인 경우, 여러 가지 angular spread 모델의 PAS을 도시한 것이다.

### 2.3 OFDMA 시스템의 수신 신호 모델링

주파수 선택성 페이딩 환경에서 수신기의 discrete Fourier transform (DFT) 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_n(k) &= DFT_N(\mathbf{r}_s(t)) \\ &= \sum_{i=1}^{N_u} \sum_{d=1}^D s_n^{(i)}(k) \mathbf{v}_d^{(i)} e^{-jn\phi_d^{(i)}} + \mathbf{n}_n(k). \end{aligned} \quad (6)$$

위 식에서  $\mathbf{r}_s(t)$ 는 수신 신호  $\mathbf{r}(t)$ 를 샘플링한 신호이며  $\mathbf{x}_n(k)$ 는  $k$ 번째 OFDM 심볼의  $n$ 번째 부반송파의 복소 기저대역 샘플로 구성된  $(M \times 1)$  열 벡터이다. 또한,  $N$ 은 DFT 크기,  $s_n^{(i)}(k)$ 와  $\mathbf{n}_n(k)$ 는 각각  $k$ 번째 OFDM 심볼의  $n$ 번째 부반송파의 복소 기저대역 신호와 가우시안 잡음 벡터이며 잡음의 공분산 행렬은  $E[\mathbf{n}_n(k)\mathbf{n}_n^H(k)] = \sigma^2 \mathbf{I}$ 로 주어진다.  $\phi_d^{(i)}$ 는  $i$ 번째 사용자의  $d$ 번째 클러스터의 경로 지연에 따른 위상 변화로 다음과 같다.

$$\phi_d^{(i)} = \frac{1}{N} \cdot 2\pi\tau_d^{(i)} f_s. \quad (7)$$

이때,  $f_s$ 는 샘플링 주파수를 나타낸다.  $\mathbf{v}_d^{(i)}$ 는  $i$ 번째 사용자의  $d$ 번째 클러스터의 spatial signature를 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{v}_d^{(i)} = \sum_{l=1}^{L_d} \alpha_{l,d}^{(i)} e^{j\phi_{l,d}^{(i)}} \mathbf{a}(\theta_{l,d}^{(i)}). \quad (8)$$

위 식에서  $\mathbf{a}(\theta_{l,d}^{(i)})$ ,  $\alpha_{l,d}^{(i)}$ ,  $\phi_{l,d}^{(i)}$ 는  $d$ 번째 클러스터에 대한  $l$ 번째 경로의 조정 벡터, 페이딩의 포락선, 위상을 각각 나타낸다.

다중 경로의 수가 매우 많을 경우  $\mathbf{v}_d^{(i)}$ 는 복소 가우시안 랜덤 벡터로 모델링 할 수 있으며 이때 공분산 행렬 (covariance matrix)은 다음과 같다 [9].

$$\mathbf{R}_d^{(i)} = E[\mathbf{v}_d^{(i)}\mathbf{v}_d^{(i)H}]. \quad (9)$$

위 식에서 행렬의  $(m, n)$  번째 요소  $R_{mn}^{(i,d)}$  는 다음과 같이 정의되며

$$R_{mn}^{(i,d)} = k \int a_m(\theta) a_n^*(\theta) S_d^{(i)}(\theta) d\theta \quad (10)$$

$k$  는 비례 상수,  $S_d^{(i)}(\theta)$  는  $i$  번째 사용자의  $d$  번째 클러스터의 PAS,  $a_m(\theta)$  는 도래각  $\theta$  에 대한  $m$  번째 안테나 소자의 응답을 각각 나타낸다.

### III. 제안된 스마트 안테나 알고리즘

도래각  $\theta$  에 대하여 주 빔을 형성하는 최적 빔 형성 벡터 (optimum beamforming vector)는 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \beta \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{a}(\theta). \quad (11)$$

위 식에서  $\mathbf{R}_u$  는 간섭 신호와 잡음의 공분산 행렬 (interference-plus-noise covariance matrix),  $\mathbf{a}(\theta)$  는 도래각  $\theta$  에 대한 조정 벡터,  $\beta$  는 빔 형성 벡터의 크기를 정규화하기 위한 상수를 각각 나타낸다. 실제 시스템에서는 공분산 행렬과 조정 벡터를 추정된 값들로 대체하여 빔 형성 벡터를 얻을 수 있다.

그림 3은 제안된 도래각 추정 기반의 적응 빔 형성 알고리즘의 구조를 나타낸 것이다. 제안된 알고리즘은 DFT 처리부, 도래각 추정부, 초기 공간 필터링 (pre-spatial filtering or LS beamforming)부, 신호 식별 (signal identification)부, 최종 공간 필터링 (post-spatial filtering)부, 채널 추정 및 신호 결합 부 및 신호 복조부로 구성된다.

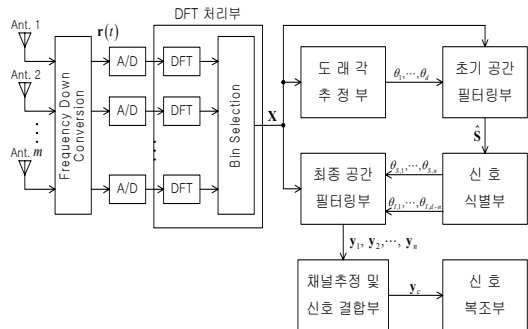


그림 3. 제안된 도래각 추정 기반의 적응 빔 형성 알고리즘의 구조.

#### 3.1 DFT 처리

먼저,  $M$  개의 안테나 소자에 수신된 신호를 각각 주파수 하향 변환과 analog-to-digital (A/D) 변환 과정을 거쳐 얻어진 기저대역 데이터 샘플을 DFT 처리한 후 원하는 신호에 할당된 부 반송파 데이터를 추출한다.

#### 3.2 도래각 추정

DFT 처리부에서 추출된 부 반송파 데이터를 이용해 공분산 행렬 (covariance matrix)을 추정하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{N_c K} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_c} \mathbf{x}_n(k) \mathbf{x}_n^H(k) = \frac{1}{N_c K} \mathbf{X} \mathbf{X}^H. \quad (12)$$

위 식에서  $N_c$  는 원하는 신호에 할당된 부 반송파의 수, 행렬  $\mathbf{X}$  는  $K$  개의 심볼의 부 반송파 데이터를 행 벡터로 나열한  $(M \times N_c K)$  복소 행렬을 나타낸다. 공분산 행렬  $\hat{\mathbf{R}}_x$  를 이용하여 원하는 신호와 간섭 신호의 도래각을 추정하며, 이를 위하여 MUSIC, root-MUSIC, ESPRIT 등과 같은 초 분해능 방향 탐지 알고리즘을 사용할 수 있다 [12]-[14]. 이때, 프리앰블 (preamble)이 존재한다면, 프리앰블만 이용하여 도래각 추정을 할 수도 있다.

#### 3.3 초기 공간 필터링

추정된 도래각  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_d$  ( $d \leq M$ ) 를 이용하여 수신 신호  $\mathbf{X}$  에 대해 초기 공간 필터링을 수행한다. 이를 위해 먼저 조정 행렬 (steering matrix)  $\mathbf{A}$  를 다음과 같이 구성한다.

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1) : \mathbf{a}(\theta_2) : \dots : \mathbf{a}(\theta_d)]. \quad (13)$$

위 식에서  $\mathbf{a}(\theta_i), i=1, 2, \dots, d$  는 조정 벡터를 나타낸다. 조정 행렬을 이용하여 원하는 신호에 할당된 부 반송파 데이터  $\mathbf{X}$  에 대해 다음과 같이 초기 공간 필터링을 수행한다.

$$\hat{\mathbf{S}} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{X}. \quad (14)$$

위 식에서  $\hat{\mathbf{S}}$  는  $(d \times N_c K)$  행렬로써 각 행은 초기 빔 형성 출력 (pre-spatial filtered output)을 나타낸다.

3.4 신호 식별

초기 빔 형성 출력의 각 행에 대해 동기 복조를 수행한 후 복조된 데이터와 원하는 신호의 프리엠블 패턴을 비교하여 원하는 신호와 간섭 신호를 식별한다. 신호 식별 과정을 통하여,  $d$  개의 추정된 도래각을  $n$  개의 원하는 신호의 도래각,  $\theta_{s,1}, \theta_{s,2}, \dots, \theta_{s,n}$  과  $d-n$  개의 간섭 신호의 도래각,  $\theta_{i,1}, \theta_{i,2}, \dots, \theta_{i,d-n}$  으로 분류한다.

3.5 빔 형성 벡터 추정

추정된 간섭 신호의 도래각을 이용하여 간섭 신호와 잡음의 공분산 행렬 (interference plus-noise covariance matrix)  $\hat{\mathbf{R}}_u$  를 다음과 같이 구성한다.

$$\hat{\mathbf{R}}_u = \sum_{j=1}^{d-n} \sigma_{i,j}^2 \mathbf{a}(\theta_{i,j}) \mathbf{a}^H(\theta_{i,j}) + \sigma_n^2 \mathbf{I}. \quad (15)$$

위 식에서  $\sigma_{i,j}^2$  와  $\sigma_n^2$  는 각각  $j$  번째 간섭 신호와 잡음의 전력이다.  $\sigma_{i,j}^2$  와  $\sigma_n^2$  의 크기는 임의로 설정할 수 있으나  $\sigma_{i,j}^2$  를  $\sigma_n^2$  보다 크게 설정하는 것이 null을 형성하는데 유리하다. 공분산 행렬  $\hat{\mathbf{R}}_u$  와 조정 벡터  $\mathbf{a}(\theta_{s,j})$ ,  $j=1, 2, \dots, n$  를 이용하여 원하는 신호의 방향에는 주 빔을 형성하고 간섭 신호의 방향에는 null을 형성하는 빔 형성 벡터를 다음과 같이 구성한다.

$$\hat{\mathbf{w}}_i = \beta_i \hat{\mathbf{R}}_u^{-1} \mathbf{a}(\theta_{s,i}), \quad i=1, 2, \dots, n. \quad (16)$$

위 식에서  $\beta_i$  는 상수로써  $\|\hat{\mathbf{w}}_i\|^2 = 1$  이 되도록 설정한다.

3.6 채널 추정 및 신호 결합

추정된  $n$  개의 빔 형성 벡터를 이용하여 수신 신호  $\mathbf{X}$  에 대해 다음과 같이 최종 공간 필터링을 수행한다.

$$\mathbf{r}_i = \hat{\mathbf{w}}_i^H \mathbf{X}, \quad i=1, 2, \dots, n. \quad (17)$$

위 과정을 통하여 얻어진  $n$  개의 빔 형성 출력에 대해 각각 채널 추정을 수행한 후 공간 다이버시티 이득을 얻기 위하여 최대 비 결합 기법을 적용한다.

3.7 순방향 빔 형성 벡터 추정

$n$  개의 빔 형성 벡터 중 최대 수신 전력을 지니는 도래각에 해당하는 빔 형성 벡터를 순방향 빔 형성 벡터(forward beamforming vector)로 선택한다.

$$\hat{\mathbf{w}}_f = \hat{\mathbf{w}}_{i,\max}. \quad (18)$$

이때, 각각의 도래각에 대한 수신 전력을 얻기 위하여 다음과 같이 신호 상관 행렬 (signal correlation matrix)을 추정하며

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_s &= (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \hat{\mathbf{C}}_{xx} \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \\ &= (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H (\hat{\mathbf{R}}_x - \hat{\sigma}_n^2 \mathbf{I}) \mathbf{A} (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \end{aligned} \quad (19)$$

수신 전력은 신호 상관 행렬의 대각 성분에 해당한다. 위 식에서 사용되는 잡음 전력  $\hat{\sigma}_n^2$  은 다음과 같이 추정되며

$$\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{M-d} \sum_{i=d+1}^M \lambda_i \quad (20)$$

$\lambda_i$  는 추정된 공분산 행렬  $\hat{\mathbf{R}}_x$  의  $i$  번째 고유 벡터 (eigenvector)에 대응하는 고유 값 (eigenvalue)이다.

IV. 제안된 알고리즘의 성능 분석

본 장에서는 셀룰러 이동통신 환경에서 WiBro 시스템을 목표 시스템으로 설정하여 제안된 알고리즘의 성능을 비교, 분석한다. 표 1은 WiBro 시스템의 주요 파라미터를 나타낸 것이다<sup>11</sup>.

시뮬레이션에서 사용된 안테나 어레이는 8개의 안테나 소자로 구성된 등간격 선형 어레이 (linear equi-spaced array)이다. 안테나 사이의 간격은  $\lambda/2$  ( $\lambda$  는 신호의 파장)이고 각 안테나 소자는 omni-di

표 1. WiBro 시스템의 주요 파라미터.

총 대역폭	10 MHz
샘플링 주파수	10 MHz
FFT 크기	1024
부 반송파 간격	9.765626 KHz
유효 심볼 길이	102.4 $\mu$ s
보호 구간 길이	12.8 $\mu$ s
OFDM 심볼 길이	115.2 $\mu$ s
반송 주파수	2.3 GHz
TDD 프레임 길이	5 ms

rectional하며 서로 동일한 특성을 갖는다고 가정한다. 동일한 주파수 대역을 사용하는 사용자는 2명이며, 두 사용자의 신호 중 하나는 원하는 신호이고 다른 하나는 동일 채널 간섭 (co-channel interference, CCI) 신호이다. 원하는 신호와 간섭 신호에 할당된 부 반송파의 수는 128, OFDM 심볼 수는 9이며 SNR과 INR은 모두 15dB로 설정한다. 또한, 원하는 신호와 간섭 신호의 중심 도래각은 각각 0°와 40°이며 두 신호의 양각 (elevation angle)은 0°로 동일하게 설정한다. 주파수 선택성 페이딩 환경을 고려하여 각 사용자로부터 수신된 신호는 3개의 클러스터 (cluster or resolvable multipath)로 구성되고 각 클러스터의 중심각은 동일하다고 가정하였다. 특별한 언급이 없을 경우, 각각의 클러스터는 서로 독립적이고 wide-sense stationary 하다고 가정하며 클러스터간의 지연 시간과 상대적인 세기는 각각 (0 μs, 1 μs, 2 μs)와 (0.6, 0.3, 0.1)로 설정한다. 도래각 추정 시 다중 경로에 따른 coherency problem을 해결하기 위하여 modified spatial smoothing 기술 [11]을 적용하며 spatial smoothing에 사용된 sub-array의 수는 2개로 설정한다. 또한, root-MUSIC 알고리즘 [14]을 이용하여 도래각 추정을 수행하며 신호 식별 과정에서 요구되는 데이터 일치율 (coincidence rate)은 80%로 설정하며, 이때 원하는 신호의 프리앰블 패턴은 랜덤 데이터로 송·수신기 모두 알고 있다고 가정한다. 모든 시뮬레이션에서 특별한 언급이 없을 경우 단말기의 이동 속도가 매우 작은 quasi-stationary 채널 환경을 가정한다.

그림 4는 제안된 알고리즘과 LS 빔 형성 알고리즘의 output SINR 성능을 나타낸 것이다. 그림으로부터 제안된 알고리즘의 성능이 LS 알고리즘보다 우수함을 알 수 있으며 제안된 알고리즘에서 최대 비 결합을 수행한 경우가 그렇지 않은 경우에 비하여 대략 2dB 가량 성능이 증가함을 알 수 있다. 또한, angular spread가 작은 경우에는 제안된 알고리즘의 output SINR이 최대값인 24dB에 거의 근접함을 알 수 있다. 이는 제안된 알고리즘이 원하는 신호의 방향으로 주 빔을 형성하고 간섭신호의 방향으로 정확히 null을 형성함으로써 간섭 신호를 거의 완벽히 제거함을 알 수 있다. 반면, angular spread가 증가함에 따라 output SINR이 급격히 감소함을 알 수 있으며 이는 angular spread가 클 경우 도래각 추정이 다소 부정확할 뿐만 아니라 공간 상에서 퍼져서 수신되는 간섭 신호에 대하여 null을 효율적으로 형성하지 못하기 때문이다. 한편, LS 알

고리즘은 간섭 신호를 효율적으로 제거하지 못하므로 제안된 알고리즘보다 성능이 크게 저하됨을 알 수 있다.

그림 5는 그림 4와 동일한 환경에서 BER 성능을 비교한 것이다. 그림에서 제안된 알고리즘의 성능이 LS 알고리즘보다 훨씬 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있으며 특히 angular spread가 대략 4°인 경우에 BER 성능이 가장 우수하다. 이는 제안된 알고리즘의 경우 angular spread가 4°인 경우가 0°인 경우보다 output SINR은 감소하나 최대 비 결합을 수행함으로써 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있기 때문이다.

그림 6은 동일한 조건에서 여러 가지 angular spread에 대한 순시 output SINR의 분포를 도시한 것이다. 그림에서 angular spread가 0°인 경우가 4°인 경우에 비하여 평균값 (mean)은 크나 output SINR이 작은 부분의 발생 확률이 더 높은 것을 알 수 있다. BER 성능은 SINR이 작은 부분에 의해 더욱 영향을 받으므로 angular spread가 4°인 경우가 0°인 경우에 비해 output SINR은 작지만 BER 성능은 오히려 향상된다.

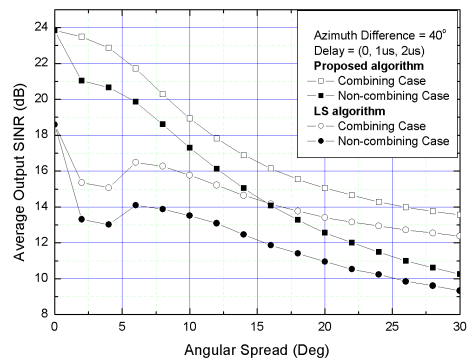


그림 4. Angular spread에 따른 average output SINR 성능 비교

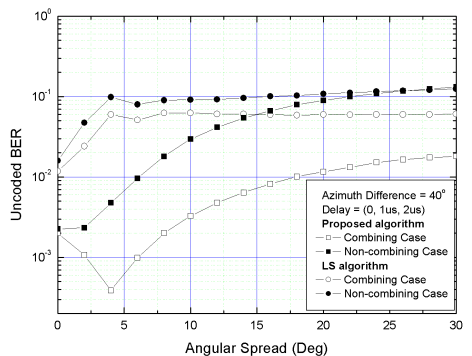


그림 5. Angular spread에 따른 BER 성능 비교

그림 7은 제안된 알고리즘의 빔 패턴을 도시한 것이다. 그림으로부터 제안된 알고리즘은 angular spread가 0°인 경우 원하는 신호의 중심각으로 주빔을 형성하고 간섭 신호의 방향으로 null을 정확히 형성함을 알 수 있다. Angular spread가 4°인 경우 원하는 신호의 추정된 도래각의 수가 2~3이 되어 여러 빔 형성 출력들을 얻게 되므로 최대 비 결합 기법을 적용함으로써 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

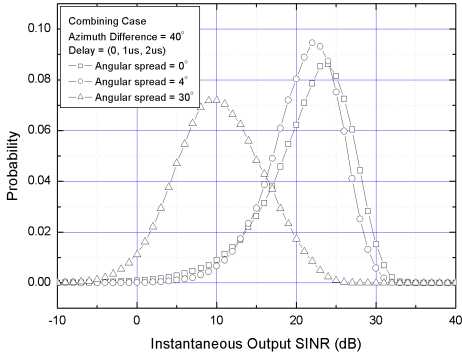
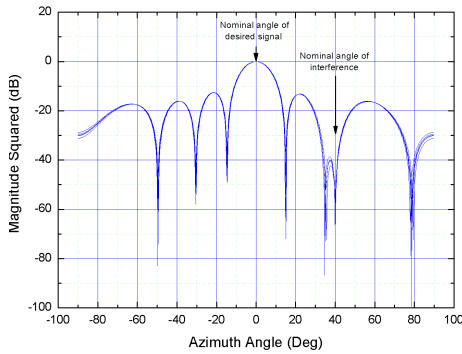
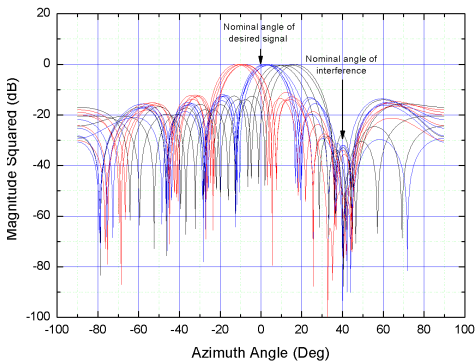


그림 6. Instantaneous output SINR 분포.



(a) Angular spread = 0°



(b) Angular spread = 4°

그림 7. 제안된 알고리즘의 빔 패턴 (iteration = 5).

그림 8은 여러 가지 지연 확산 (delay spread)에 따른 제안된 알고리즘의 output SINR 성능을 나타낸 것이다. 그림으로부터 제안된 알고리즘은 기준 신호 (reference signal) 기반의 알고리즘과 달리 지연 확산의 영향을 거의 받지 않음을 알 수 있다.

그림 9는 단말기의 여러 가지 이동 속도에 대한 output SINR 성능을 나타낸 것이다. 그림에서 제안된 알고리즘은 기준 신호 기반의 알고리즘과 달리 단말기의 속도에 거의 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 이는 셀룰러 환경에서 고려된 속도의 범위 내에서는 도래각의 변화가 거의 발생하지 않기 때문이며 이로써 역방향에서 추정된 빔 형성 벡터를 순방향 링크에 적용할 수 있음을 알 수 있다.

그림 10은 원하는 신호와 간섭 신호의 방위각 차에 따른 output SINR을 나타낸 것이다. 그림으로부터 angular spread가 0°인 경우 방위각 차이가 10° 이상이 되면 가능한 최대 output SINR에 근접한 성능을 나타냄을 알 수 있다. Angular spread가 0°가 아닌 조건에서는 방위각 차가 적을 경우 원하는 신

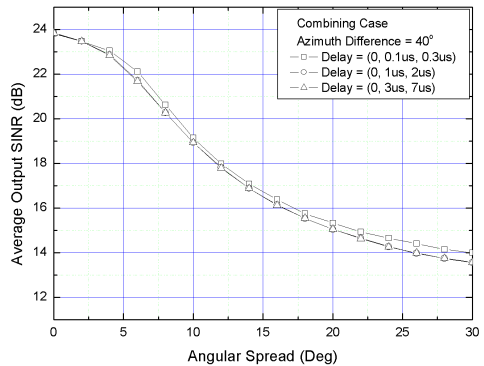


그림 8. 여러 가지 지연 확산에 따른 average output SINR의 비교.

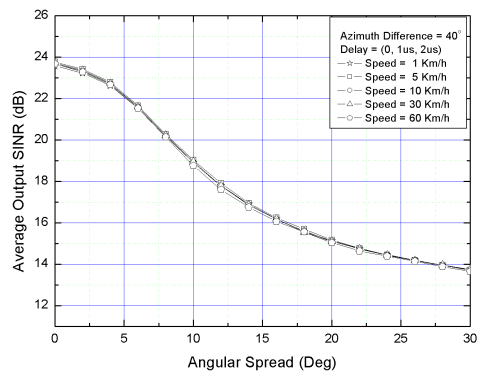


그림 9. 단말기의 여러 가지 이동 속도에 대한 output SINR의 비교.



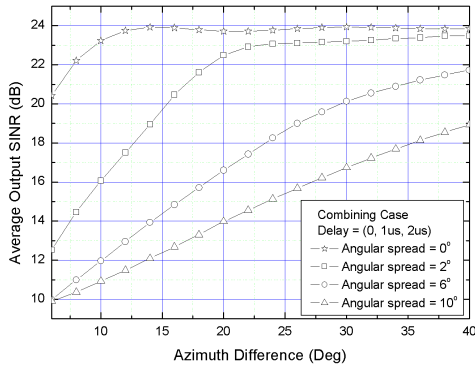


그림 10. 방위각 차에 따른 output SINR 비교

호와 간섭 신호가 공간상에서 섞여서 수신되어 주빔에 원하는 신호 뿐만 아니라 간섭 신호도 다소 존재하게 되므로 angular spread가 커질수록 output SINR은 감소한다.

### V. 결론

본 논문에서는 OFDMA 시스템을 위한 도래각 추정 기반의 스마트 안테나 알고리즘을 제안하고 여러 가지 이동통신 환경에서 제안된 알고리즘의 성능을 분석하였다. 시뮬레이션 결과, 제안된 알고리즘은 LS 빔 형성 알고리즘보다 성능이 훨씬 우수하며 빔 형성 출력들에 대해 최대 비 결합을 수행함으로써 약 2dB의 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있었다. 또한, 제안된 알고리즘은 기준 신호 기반의 알고리즘과 달리 단말기의 이동 속도와 delay spread의 영향을 거의 받지 않음을 알 수 있었다. 끝으로, angular spread에 따른 성능 분석 결과 angular spread가 대략 4°인 경우 BER 성능이 가장 우수하였으며 이는 angular spread가 4°인 경우가 0°인 경우에 비하여 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있기 때문이다.

### 참고 문헌

[ 1 ] TTA, Specifications for 2.3GHz band portable internet service-Physical layer, 2005.  
 [ 2 ] ETSI EN 300 744, Document A012 Rev.2, DVB: Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, DVB. 2001.  
 [ 3 ] M. Chrissomallis, "Smart antennas," *IEEE Ant.*

*and Propaga. Magazine*, vol. 42, no. 3, pp. 129-136, 2002.  
 [ 4 ] A. Kuchar, M. Tangemann, and E. Bonek, "A real-time DOA-based smart antenna processor," *IEEE Trans. Veh. Techn.*, vol. 51, no. 6, pp. 1279-1293, 2002.  
 [ 5 ] C. V. Rensburg and B. Friedlander, "Performance of antenna arrays in an urban multi-path environments," *Proc. Globecom*, pp. 157-161, 2000.  
 [ 6 ] A. T. Alastalo and M. Kahola, "Smart-antenna operation for indoor wireless local-area networks using OFMD," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 2, pp. 392-399, 2003.  
 [ 7 ] F. W. Book and K. L. Baum, "Adaptive antennas for OFDM," *Proc. VTC98*, pp. 606-610, 1998.  
 [ 8 ] R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport, and J. H. Reed, "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," *IEEE Personal Communications*, pp. 10-22, Feb. 1998.  
 [ 9 ] T. D. Pham, "Statistical behavior and performance of adaptive antennas in multipath environments," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*, vol. 47, no. 6, pp. 727-731, 1999.  
 [ 10 ] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury, "Power azimuth spectrum in outdoor environments," vol. 33, no. 18, pp. 1583-1584, Aug. 1997.  
 [ 11 ] R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis, and L. H. Sibul, "An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in multipath environment," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Sig. Proc.*, vol. 36, no. 4, pp. 425-432, Apr. 1988.  
 [ 12 ] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Ant. and Propa.*, vol. AP-34, no. 3, pp. 276-280, 1986.  
 [ 13 ] A. Paulraj, R. Roy, and T. Kailath, "Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 37, no. 1, pp. 83-89, 1989.  
 [ 14 ] B. D. Rao, K. V. S. Hari, "Performance analysis of Root-MUSIC," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Sig. Proc.*, vol. 37, no. 12, pp. 1939-1949, Dec. 1989.



윤 영 호 (Young-Ho Yun)

준회원



2005년 2월 한국항공대학교 정보통신공학과 졸업  
2005년~현재 한국항공대학교 정보통신공학과 석사과정  
<관심분야> 스마트 안테나, OFDM, CDMA

박 형 래 (Hyung-Rae Park)

정회원



1982년 2월 한국항공대학교 전자공학과 졸업  
1986년 2월 연세대학교 전자공학과 석사  
1993년 미국 Syracuse Univ. 전기공학과 박사  
1985년~2000년 한국전자통신연구원 책임 연구원(신호기술연구실장)

1999년~2000년 (주)씨엔에스테크놀로지 전무이사  
2001년~현재 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 부교수

<관심분야> 신호처리, CDMA 모델설계, 스마트 안테나, 레이더 신호처리 등.

박 윤 옥 (Yoon-Ok Park)

정회원



1986년 2월 : 한양대학교 전자공학과 졸업  
1998년 2월 : 충남대학교 컴퓨터공학과 석사  
2001년 3월~현재 : 충남대학교 정보통신공학과 박사과정  
1985년 12월~1987년 1월 삼성전

자 종합기술 연구소 연구원

1987년~현재 한국전자통신연구원 무선패킷모뎀 연구팀 책임 연구원

<관심분야> 디지털 이동통신, 통신신호처리