

광대역 이동통신 환경에서 초 분해능 방향 탐지 알고리즘의 성능 비교, 분석

준회원 윤영호*, 정회원 박윤옥**, 박형래*

A Comparative Performance Analysis of High Resolution Direction Finding Algorithms in Wideband Mobile Environments

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

요약

본 논문에서는 광대역 이동통신 환경에서 대표적인 초 분해능 방향 탐지 알고리즘들의 도래각 추정 성능을 비교, 분석한다. 먼저, 이동통신 환경에서 발생하는 angular spread 현상을 고찰하고 광대역 OFDMA 신호의 벡터 채널 모델을 유도한다. 또한, OFDMA 스마트 안테나 시스템을 위한 방향 탐지 시스템의 구조를 제시하고 광대역 이동통신 환경에서 WiBro 시스템을 목표 시스템(target system)으로 설정하여 초 분해능 방향 탐지 알고리즘의 도래각 추정 성능을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다.

Key Words : Direction finding, Vector channel, Angular spread, Smart antenna, OFDMA

ABSTRACT

In this paper, the performances of representative high resolution direction finding algorithms are evaluated and compared in wideband mobile environments. The angular spread phenomenon in mobile environments is first investigated and then a vector channel model for wideband OFDMA signals is derived. A direction finding system architecture for OFDMA smart antenna systems is proposed and finally the performances of high resolution direction finding algorithms are evaluated in wideband mobile environments 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 있으며 휴대 인터넷 서비스를 위한 WiBro 시스템과 디지털 비디오 방송을 위한 DVB-H 시스템이 대표적인 시스템이라고 할 수 있다^{1,2)}.

한편, 스마트 안테나 기술은 간섭 신호를 효율적으로 제거함으로써 시스템 용량을 증대시키고 신호 대

잡음 비를 증가시킴으로써 셀 반경을 확장할 수 있는 기술이다. 스마트 안테나 기술 중 도래각(direction-of-arrival) 추정 기반 방식은 추정된 도래각 정보를 이용하여 원하는 신호의 방향으로는 주 빔(main beam)을 형성하는 반면, 간섭 신호의 방향으로는 null을 형성함으로써 간섭 신호를 효율적으로 제거하는 방식이다. 이러한 도래각 추정 기반의 스마트 안테나 시스템은 수신 신호의 도래각을 정확히 추정하는 것이 선행되어야 한다^{3,4)}.

도래각 추정 알고리즘 중 초 분해능 방향 탐지

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

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

** 한국전자통신연구원 이동통신연구단 펌웨어팀

논문번호 : KICS2006-02-092, 접수일자 : 2006년 2월 21일, 최종논문접수일자 : 2006년 7월 26일

(high resolution direction finding) 알고리즘은 수신 배열 안테나의 빔 폭 보다 작은 간격으로 입사되는 신호들을 분리, 추정할 수 있는 알고리즘으로서 대표적인 알고리즘으로는 MUSIC(Multiple Signal Classification)^[5,6], Minimum-norm^[7], ESPRIT^[8], root-MUSIC^[9,10] 등이 있다. 방향 탐지 알고리즘에 대한 성능 분석 시 지금까지는 수신 신호를 평면파(plane wave)로 가정하였으며 이러한 평면파 환경에서는 초 분해능 알고리즘의 성능이 매우 우수함을 알 수 있다^[5-10]. 그러나 이동통신 환경에서는 단말기 부근의 장애물들에 의한 신호의 반사로 인해 신호의 도래각이 퍼져서 수신되는 angular spread 현상과 단말기로부터 멀리 떨어져 있는 장애물들에 의해 신호가 반사되어 수신되는 다중 경로 현상이 발생하며 이로 인하여 안테나 소자 간의 코릴레이션이 감소하게 되어 방향 탐지 성능이 급격히 저하된다^[11-13].

본 논문에서는 MUSIC, ESPRIT, root-MUSIC 등 대표적인 초 분해능 방향 탐지 알고리즘들의 도래각 추정 성능을 광대역 이동통신 환경에서 비교, 분석한다. 또한, 이동통신 환경에서 초 분해능 알고리즘의 효율성을 입증하기 위해 conventional beam steering(CBS) 알고리즘과 성능을 비교, 분석한다. 먼저, angular spread와 다중 경로에 따른 벡터 채널 환경에 대하여 고찰하고 주파수 선택성 페이딩 환경에서 벡터 채널 모델을 유도한다. 끝으로, OFDMA 스마트 안테나 시스템을 위한 방향 탐지 시스템의 구조를 제시하고 광대역 이동통신 환경에서 WiBro 시스템을 목표 시스템으로 설정하여 초 분해능 방향 탐지 알고리즘의 성능을 비교, 분석한다.

II. 벡터 채널 환경 및 신호 모델링

2.1 벡터 채널 모델

그림 1은 단말기 주변의 물체들에 의한 local scattering과 단말기로부터 멀리 떨어져 있는 물체(remote reflector)들에 의한 다중 경로 현상을 나타낸 것이다. 그림과 같이 이동통신 환경에서는 주변의 물체들에 의하여 수신 신호가 여러 방향에서 입사하게 되며 이로 인해 수신 안테나 소자 간의 코릴레이션이 감소하게 된다.

먼저, 송신 신호 수 (혹은 사용자 수)가 N_u , 송수신기 사이의 다중 경로 수가 L , 수신 안테나 소자 수가 M 이라고 가정할 경우 수신 신호는 다음과 같이 모델링 할 수 있다.

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

위 식에서 $\mathbf{r}(t)$ 는 $(M \times 1)$ 열 (column) 벡터이고, $\alpha_l^{(i)}(t)$ 와 $\phi_l^{(i)}(t)$ 는 각각 i 번째 사용자에게 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 신호를 수신하는 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 이때 σ^2 은 잡음의 분산을 나타낸다. 경로 지연이 신호의 대역폭의 역수보다 매우 작은 주파수 비 선택성 페이딩(frequency non-selective fading) 환경에서 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

위 식에서 $\mathbf{v}^{(i)}(t)$ 는 다중 경로 페이딩이 고려된 i 번째 사용자의 spatial signature로 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{v}^{(i)}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l^{(i)}(t) e^{j\phi_l^{(i)}(t)} \mathbf{a}(\theta_l^{(i)}), \quad i = 1, 2, \dots, N_u. \quad (3)$$

한편, 주파수 선택성 페이딩(frequency selective fading) 환경에서는 다중 클러스터를 이용하여 다음과 같이 수신 신호를 모델링 할 수 있다.

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{i=1}^{N_u} \sum_{d=1}^D s^{(i)}(t - \tau_d^{(i)}) \mathbf{v}_d^{(i)}(t) + \mathbf{n}(t). \quad (4)$$

위 식에서 D 는 클러스터(cluster) 혹은 분리 가능한 다중 경로의 수, $\tau_d^{(i)}$ 와 $\mathbf{v}_d^{(i)}(t)$ 는 각각 i 번째 사용자의 d 번째 클러스터의 경로 지연과 spatial signature를 나타낸다.

2.2 Angular spread 모델

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

$$\sigma_\theta = \frac{1}{\sqrt{P_\theta}} \sqrt{\int_{\theta_0}^{\theta_1} (\theta - \theta_0)^2 S(\theta) d\theta}. \quad (5)$$

위 식에서 $S(\theta)$ 는 수신 신호의 power azimuth spectrum

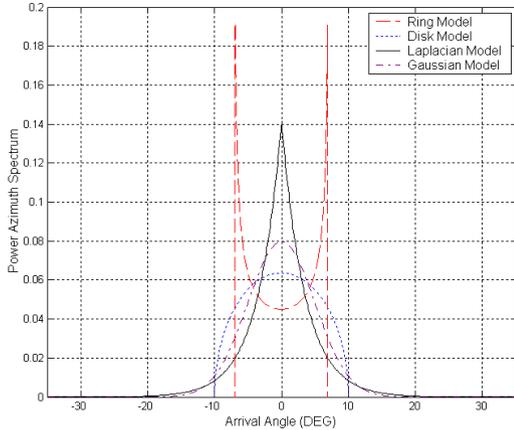


그림 2. 여러 가지 angular spread 모델의 PAS (angular spread = 5°).

(PAS), θ 는 수신 도래각, θ_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 있으며 이 중 Laplacian 모델이 이동통신 환경에서 실측한 결과와 가장 유사한 모델로 Laplacian 모델의 PAS는 다음과 같이 정의된다^[11,12].

$$S(\theta) = \frac{P_o}{\sqrt{2}\sigma_\theta} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - \theta_o|}{\sigma_\theta}\right]. \quad (6)$$

그림 2는 송신 신호의 중심각이 0°이고 angular spread 가 5°인 경우 여러 가지 angular spread 모델의 PAS을 도시한 것이다.

Angular spread 모델이 정의된 경우, 수신 안테나 간의 코릴레이션은 PAS에 푸리에 역 변환을 취하여 구할 수 있으며 Laplacian 모델의 경우 다음과 같이 주어진다.

$$\rho(d) = \int_{-\theta}^{\theta} \frac{P_o}{\sqrt{2}\sigma_\theta} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - \theta_o|}{\sigma_\theta}\right] \exp[-j2\pi d \sin \theta] d\theta. \quad (7)$$

위 식에서 d 는 안테나 간의 거리를 나타낸다.

2.3 OFDMA 시스템의 수신 신호 모델링

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

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_n(k) &= DFT_N(\mathbf{r}_s(t)) \\ &= \sum_{i=1}^{N_s} \sum_{d=1}^D s_n^{(i)}(k) \mathbf{v}_d^{(i)} e^{-jn\phi_d^{(i)}} + \mathbf{n}_n(k). \end{aligned} \quad (8)$$

위 식에서 $\mathbf{x}_n(k)$ 는 k 번째 OFDM 심볼의 n 번째 부 반송파의 복소 기저대역 샘플로 구성된 $(M \times 1)$ 열 벡터이고 $\mathbf{r}_s(t)$ 는 수신 신호 $\mathbf{r}(t)$ 를 샘플링한 신호이다. 또한, N 은 DFT 크기, $s_n^{(i)}(k)$ 와 $\mathbf{n}_n(k)$ 는 각각 k 번째 OFDM 심볼의 n 번째 부 반송파의 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.

$$\phi_d^{(i)} = \frac{1}{N} \cdot 2\pi \tau_d^{(i)} f_s. \quad (9)$$

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

$$\mathbf{v}_d^{(i)} = \sum_{l=1}^L \alpha_{l,d}^{(i)} e^{j\phi_{l,d}^{(i)}} \mathbf{a}(\theta_{l,d}^{(i)}). \quad (10)$$

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 많은 경우, $\mathbf{v}_d^{(i)}$ 는 복소 가우시안 랜덤 벡터로 모델링 할 수 있으며 이때 공분산 행렬(covariance matrix)은 다음과 같다^[13].

$$\mathbf{R}_d^{(i)} = E[\mathbf{v}_d^{(i)} \mathbf{v}_d^{(i)H}]. \quad (11)$$

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

$$R_{mn}^{(i,d)} = k \int a_m(\theta) a_n^*(\theta) S_d^{(i)}(\theta) d\theta \quad (12)$$

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

III. OFDMA 스마트 안테나 시스템을 위한 초분해능 방향 탐지 시스템

그림 3은 OFDMA 스마트 안테나 시스템을 위한

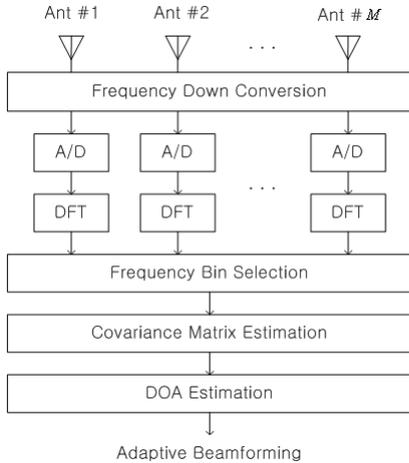


그림 3. OFDMA 스마트 안테나 시스템을 위한 초 분해능 방향 탐지 시스템의 구조

초 분해능 방향 탐지 시스템의 구조를 나타낸 것이다. 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 사용자에게 할당된 부 반송파 데이터를 추출한다. 이를 통하여 다른 부 반송파를 사용하는 사용자에 대한 간섭을 제거하고 제한된 안테나 소자로 효과적인 방향 탐지를 수행할 수 있다.

3.1 수신 신호의 공분산 행렬 추정

추출된 부 반송파 데이터를 이용해 수신 신호의 공분산 행렬을 추정하면 다음과 같이 표현할 수 있으며

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{N_c K} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{N_c} \mathbf{x}_n(k) \mathbf{x}_n^H(k) \quad (13)$$

위 식에서 N_c 는 원하는 사용자에게 할당된 부 반송파의 수이고, K 는 OFDM 심볼의 수를 나타낸다. 만약 프리앰블이 존재한다면 공분산 행렬은 프리앰블 만을 이용하여 추정할 수도 있다.

3.2 초 분해능 방향 탐지 알고리즘

초 분해능 방향 탐지 알고리즘 중 대표적인 알고리즘으로는 MUSIC, ESPRIT, root-MUSIC 알고리즘 등이 있다⁵⁻¹⁰⁾.

1) MUSIC 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 안테나 어레이의 형태에 제약을 받지 않는 반면 DOA 스펙트럼의 정점(peak)을 탐

색하는 과정이 필요한 단점이 있다. MUSIC 알고리즘의 DOA 스펙트럼은 다음과 같이 주어진다^{5,6)}.

$$P_{MU} = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (14)$$

위 식에서 \mathbf{E}_N 은 잡음 부공간 고유 벡터(noise subspace eigenvector)들로 구성된 행렬이며 $\mathbf{a}(\theta)$ 는 조정벡터이다.

2) ESPRIT 알고리즘

ESPRIT 알고리즘은 MUSIC 알고리즘과 달리 탐색 과정이 불필요하나 동일한 형태의 안테나 어레이 두 쌍이 필요한 단점이 있다. 어레이 안테나의 자기 공분산 행렬(auto-covariance matrix)을 $\hat{\mathbf{R}}_x$ 라 하고, 두 어레이 안테나의 상호 공분산 행렬(cross-covariance matrix)을 $\hat{\mathbf{R}}_y$ 라 할 때, 추정된 도래각은 다음과 같다⁸⁾.

$$\hat{\theta} = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda |\ln(\gamma)|}{2\pi\Delta} \right) \quad (15)$$

위 식에서 λ 는 신호의 파장, Δ 는 안테나 어레이 사이의 변위(displacement), γ 는 $\hat{\mathbf{R}}_x - \lambda_{\min} \mathbf{I}$ 와 $\hat{\mathbf{R}}_y$ 의 일반 고유 값(generalized eigenvalues)을 각각 나타내며 λ_{\min} 는 자기 공분산 행렬의 최소 고유 값이다.

3) Root-MUSIC 알고리즘

Root-MUSIC 알고리즘은 MUSIC 알고리즘과 달리 탐색 과정이 불필요하며 MUSIC 알고리즘에 비해 열악한 환경에서도 도래각 추정 성능이 우수한 것으로 알려져 있다¹⁰⁾. 반면 선형 배열 안테나(linear array)에만 적용 가능한 단점이 있다. 선형 배열 안테나를 고려할 경우 식 (14)는 다음과 같은 다항식의 형태로 나타낼 수 있다⁹⁾.

$$\mathbf{P} = \sum_{l=-M+1}^{M-1} p_l \exp \left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \cdot l \cdot \sin \theta \right) = \sum_{l=-M+1}^{M-1} p_l z^{-l} \quad (16)$$

위 식에서 p_l 은 행렬 \mathbf{P} 의 l 번째 대각 성분의 합으로 다음과 같다.

$$p_l = \sum_{y=x+l} P_{xy} \quad (17)$$

위 식에서 P_{xy} 는 행렬 \mathbf{P} 의 x 번째 행의 y 번째 열의

표 1. WiBro 시스템의 주요 파라미터

총 대역폭	10 MHz
샘플링 주파수	10 MHz
FFT 크기 / 유효 심볼 길이	1024 / 102.4 μ s
보호구간 길이	12.8 μ s
부반송파 간격	9.765626 KHz
TDD 프레임 길이	5 ms
중심 주파수	2.3 GHz

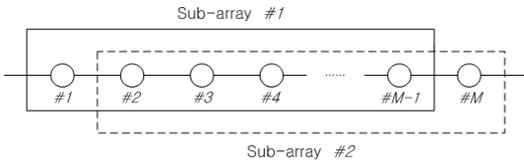


그림 4. Spatial smoothing을 적용하기 위한 subarray 구조.

원소를 나타낸다. 식 (16)의 다항식의 근 중 크기가 1인 원 내에 존재하고 단일 원과 가까운 $M - 1$ 개의 근을 z_k 라고 할 경우 추정된 도래각은 다음과 같다^[10].

$$\hat{\theta}_k = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \cdot \arg(z_k) \right), \quad k = 1, 2, \dots, M - 1. \quad (18)$$

IV. 초 분해능 방향 탐지 알고리즘의 성능 분석

본 장에서는 OFDMA방식의 WiBro시스템에 MUSIC, ESPRIT, root-MUSIC 알고리즘을 적용하여 광대역 이동통신 환경에서 각 알고리즘의 성능을 비교, 분석한다. 또한, 초 분해능 알고리즘을 스마트 안테나 시스템에 적용할 경우의 효율성을 입증하기 위해 기존의 CBS 알고리즘의 성능도 제시한다. 표 1은 WiBro 시스템의 주요 파라미터를 나타낸 것이다^[1].

시뮬레이션에 사용된 안테나 어레이는 8개의 안테나 소자로 구성된 등 간격 선형 어레이(linear equi-spaced array)이다. 안테나 사이의 간격은 $\lambda/2$ (λ 는 신호의 파장)이고 각 안테나 소자는 omni-directional하며 서로 동일한 특성을 갖는다고 가정한다. 시뮬레이션 시 다중 경로에 의한 coherency problem을 해결하기 위하여 modified spatial smoothing technique을 적용하였으며^[14,15], subarray의 수는 2로 그림 4와 같이 설정하였다. 또한, 수신된 신호의 수를 추정하기 위하여 minimum description length(MDL) 알고리즘을 사용하였다^[16].

광대역 이동통신 환경에서는 일반적으로 다중 경로에 의한 주파수 선택성 페이딩이 발생한다. 주파수 선택성 페이딩을 고려하여 각 사용자로부터 수신된

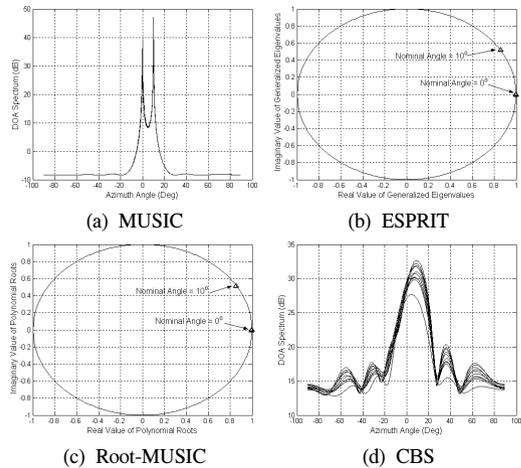


그림 5. 초 분해능 방향 탐지 알고리즘과 CBS 알고리즘의 성능 비교(0°, 10°).

호는 3개의 클러스터(clusters or resolvable multipaths)로 구성되고 각 클러스터의 중심각과 angular spread는 동일하다고 가정하였다. 각각의 클러스터는 서로 독립적이고 wide-sense stationary 하며 단말의 이동속도가 매우 작은 quasi-stationary 환경을 가정한다. 특별한 언급이 없을 경우 클러스터간의 지연 시간과 상대적인 세기는 각각(0 μ s, 1 μ s, 2 μ s)와 (0.6, 0.3, 0.1)이고 사용자에게 할당된 부 반송파의 수와 OFDM 심볼 수는 각각 128(부 반송파 번호 0~127)과 9로 설정한다.

그림 5는 사용자의 수가 2이고 angular spread가 0°인 경우 초 분해능 방향 탐지 알고리즘과 CBS 알고리즘의 도래각 추정 결과를 나타낸 것이다. 각 사용자로부터 수신된 신호의 중심각은 0°와 10°이고 SNR은 10dB로 동일하다고 가정하였으며 공분산 행렬의 추정에 사용된 샘플 수($N_c K$)는 1152로 설정하였다. 모든 그림은 10번의 독립적인 도래각 추정 결과를 도시한 것이다. 그림으로부터 초 분해능 방향 탐지 알고리즘들은 모두 두 신호의 도래각을 정확히 분리, 추정하는 반면, CBS 알고리즘은 도래각을 분리, 추정할 수 없음을 알 수 있다. 또한, 도래각 차이가 크고 SNR이 비교적 높은 환경에서는 초 분해능 방향 탐지 알고리즘은 거의 동일한 성능을 나타냄을 알 수 있다.

그림 6은 그림 5에 비해 열악한 환경에서 초 분해능 방향 탐지 알고리즘과 CBS 알고리즘의 도래각 추정 성능을 나타낸 것이다. 각 사용자의 중심각은 각각 0°와 5°이고 SNR은 -3dB로 동일하며 angular spread는 0°라고 가정하였다. 그림으로부터 열악한 환경

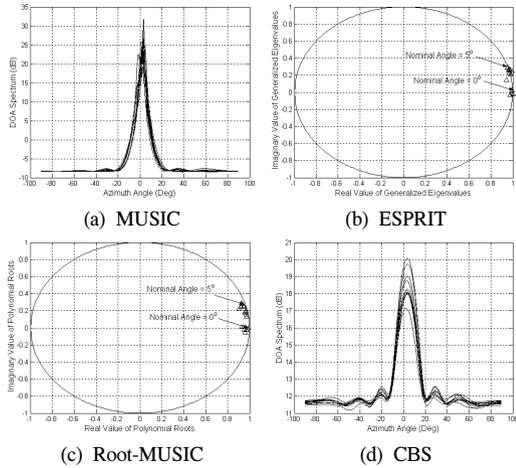


그림 6. 초 분해능 방향 탐지 알고리즘과 CBS 알고리즘의 성능 비교(0°, 5°).

에서는 ESPRIT과 root-MUSIC 알고리즘이 MUSIC 알고리즘에 비하여 성능이 우수함을 알 수 있다. 그러나, ESPRIT 알고리즘은 두 쌍의 배열 안테나를 사용하므로 안테나 효율을 고려할 경우 root-MUSIC 알고리즘의 성능이 가장 우수하다고 할 수 있다.

그림 7은 그림 6과 동일한 환경에서 지연 확산(delay spread)에 따른 root-MUSIC 알고리즘의 성능을 나타낸 것이다. 그림으로부터 지연 확산이 증가할수록 도래각 추정 성능이 향상됨을 알 수 있다. 이러한 현상은 지연 확산이 증가함에 따라 부 반송파에 따른 채널의 변화가 커지므로 추정된 공분산 행렬에서 평균 신호 전력의 편차가 줄어들기 때문이다.

그림 8은 그림 6과 동일한 환경에서 공분산 행렬의 추정을 위한 총 샘플 수($N_c K$)가 일정할 때 부 반송파와 OFDM 심볼 수에 따른 root-MUSIC 알고리즘의 도래각 추정 성능을 나타낸 것이다. 클러스터간의 경로 지연은 (0, 1 μ s, 2 μ s)이며 총 샘플 수는 256이 되도록 부 반송파 수와 OFDM 심볼 수를 설정하였다. 그림에서 부 반송파의 수가 큰 경우에 도래각 추정 성능이 보다 향상됨을 알 수 있다. 이는 단말의 이동성이 낮고 지연 확산이 큰 환경에서는 채널의 시간에 따른 변화는 매우 작은 반면 주파수에 따른 변화는 비교적 크므로 부 반송파의 수를 증가시킬수록 추정된 공분산 행렬에서의 평균 신호전력의 편차가 줄어들기 때문이다. 그러나, 단말의 이동성이 높고 지연 확산이 작은 환경에서는 주파수에 따른 채널 변화는 작은 반면, 시간에 따른 채널 변화는 비교적 크므로 OFDM 심볼 수가 큰 경우에 보다 우수한 도래각 추정 성능을 나타낸다.

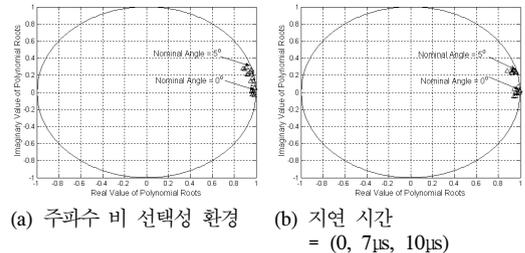


그림 7. 지연 확산에 따른 root-MUSIC 알고리즘의 성능.

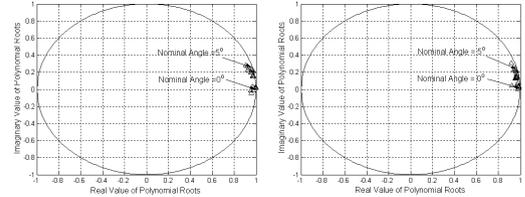


그림 8. 부 반송파와 OFDM 심볼 수에 따른 root-MUSIC 알고리즘의 성능.

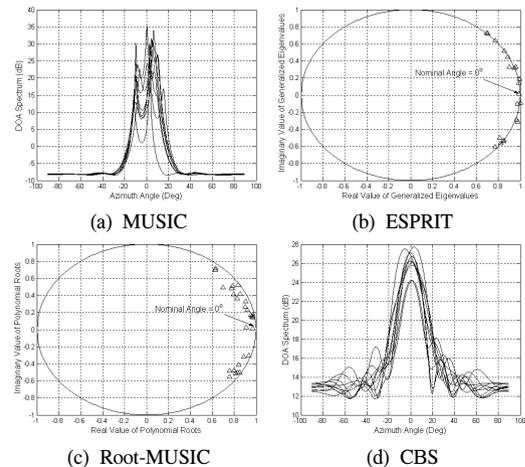


그림 9. Angular spread 발생 시 초 분해능 방향 탐지 알고리즘과 CBS 알고리즘의 성능 비교.

그림 9는 사용자의 수가 1이고 angular spread가 5°인 경우 초 분해능 방향 탐지 알고리즘과 CBS 알고리즘의 도래각 추정 결과를 나타낸 것이다. 신호의 중심각은 0°이고 SNR은 10dB이며 클러스터간의 경로 지연은 (0, 1 μ s, 2 μ s)라고 가정하였다. 그림으로부터 angular spread가 발생할 경우 초 분해능 알고리즘은 동시에 여러 개의 도래각을 추정하며 또한, 추정된 도래각의 중심각으로부터의 편차가 비교적 큼을 알 수 있다. 반면, CBS 알고리즘의 경우, 추정된 도래각이 송신 신호의 중심각과 거의 동일함을 알 수

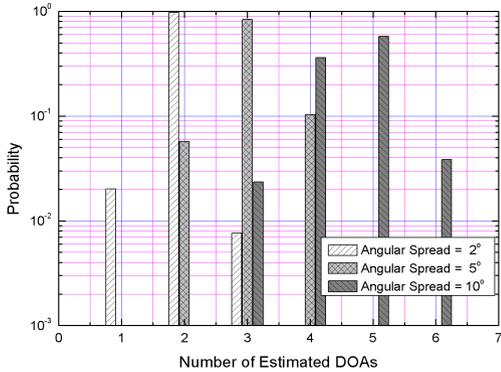


그림 10. 여러 angular spread에 대한 추정된 도래각 수의 분포

있다. 즉, 이동통신 환경에서 수신 신호에 대한 분해능을 고려하지 않을 경우 기존의 CBS 방식이 초 분해능 알고리즘보다 더 우수한 도래각 추정 성능을 나타낼 수 있다. 그러나, 초 분해능 알고리즘은 angular spread가 발생할 경우 여러 개의 도래각을 추정하므로 스마트 안테나 시스템에 적용할 경우 다수의 빔 형성(beam-forming) 출력을 얻을 수 있으며 이를 이용하여 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 반면, CBS 알고리즘은 추정된 도래각의 수가 거의 1이므로 스마트 안테나 시스템에 적용할 경우 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 없는 단점이 있다.

초 분해능 방향 탐지 알고리즘의 추정된 도래각의 수는 수신 신호의 공분산 행렬을 이용하여 구할 수 있다. 그림 10은 그림 9와 동일한 환경에서 MDL 알고리즘을 적용할 경우 여러 angular spread 환경에서 추정된 도래각 수의 분포를 도시한 것이다. 그림으로부터 초 분해능 방향 탐지 알고리즘은 angular spread가 증가할수록 추정된 도래각의 수가 증가함을 알 수 있다. Angular spread가 5°인 경우, 추정된 도래각의 수는 주로 3이므로 스마트 안테나 시스템에 초 분해능 알고리즘을 적용할 경우 3개의 빔 형성 출력을 얻게 되며 이에 따라 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 또한 angular spread가 커질수록 추정된 도래각의 수는 증가하며 이에 따라 공간 다이버시티 이득은 더욱 커지게 된다. 반면, CBS 알고리즘은 angular spread가 5°인 경우 추정된 도래각의 수가 1이므로 스마트 안테나 시스템에 이를 적용할 경우 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 없음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 광대역 OFDMA 신호에 대한 벡터

채널 모델을 유도하고 WiBro 시스템을 목표 시스템으로 설정하여 MUSIC, ESPRIT, root-MUSIC 등 대표적인 초 분해능 방향 탐지 알고리즘들의 성능을 이동통신 환경에서 비교, 분석하였다.

먼저, SNR이 양호하거나 두 신호가 공간적으로 충분히 떨어져 있는 환경에서는 모든 초 분해능 알고리즘들의 성능이 비슷하였으나 두 신호가 근접하고 SNR이 매우 낮은 열악한 환경에서는 ESPRIT과 root-MUSIC 알고리즘의 성능이 MUSIC 알고리즘의 성능 보다 우수하였다. 또한, 주파수 선택성 페이딩 환경에서의 도래각 추정 성능이 주파수 비 선택성 페이딩 환경에서의 성능 보다 우수하였다. Angular spread가 존재하는 환경에서는 초 분해능 알고리즘의 경우 추정된 도래각의 편차가 비교적 큰 반면, 기존의 CBS 방식의 경우에는 안정된 도래각 추정 성능을 나타내었다. 그러나, 초 분해능 알고리즘은 angular spread가 증가함에 따라 여러 개의 도래각을 동시에 추정함으로써 스마트 안테나 시스템에 적용할 경우 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있을 뿐만 아니라 우수한 분해능 성능으로 간섭 신호를 효율적으로 제거할 수 있다.

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. Chryssomallis, "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] R. O. Schmidt, "Multiple source DF signal processing: an experimental system," *IEEE Trans. Ant. and Propa.*, Vol.AP-34, No.3, pp.281-290, Mar. 1986.
- [6] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Ant. and Propa.*, Vol.AP-34, No.3 pp.276-280, Mar. 1986.
- [7] R. Kumaresan and D. W. Tufts, "Estimating the angles of arrival of multiple plane waves," *IEEE Trans. Aeros. and Electr. Sys.*, Vol.AES-19, No.1, pp.134-139, Jan. 1983.
- [8] A. Paulraj, R. Roy, and T. Kailath, "Estimation of

signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, Vol.37, pp.83-89, July. 1989.

- [9] J. Barabell, "Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction -finding algorithms" *Proc. IEEE ICASSP'83*, Vol.8, pp.336-339, Apr. 1983.
- [10] 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.
- [11] 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.120-22, Feb. 1998.
- [12] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury, "Power azimuth spectrum in outdoor environments," *IEEE Elec. letters.*, Vol.33, No.18, pp.1583-1584, Aug. 1997.
- [13] T. D. Pham, "Statistical behavior and performance of adaptive antennas in multipath environments," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techn.*, Vol.37, No.6, pp.727-731, 1999
- [14] 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.
- [15] S. U. Pillai and B. H. Kwon, "Forward / Backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification," *IEEE Trans. Acoust., Speech and Sig. Proc.*, Vol.37, No.1, pp.8-15, Jan. 1989.
- [16] M. Wax and T. Kailath, "Detection of signal by information theoretic criteria," *IEEE Trans. Acoust., Speech and Sig. Proc.*, Vol.ASSP-33, No.2, pp.387-392, Apr. 1985.

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 삼성

전자 종합기술연구소 연구원
 1987년~현재 한국전자통신연구원 무선패킷모뎀연구팀 책임 연구원
 <관심분야> 디지털 이동통신, 통신신호처리

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 한국전자통신

연구원 책임 연구원(신호기술연구실장)
 1999년~2000년 (주)씨엔에스테크놀로지 전무이사
 2001년~현재 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 부교수
 <관심분야> 신호처리, CDMA 모델설계, 스마트 안테나, 레이더 신호처리 등.

윤 영 호 (Young-Ho Yun)

준회원



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