

다중 경로 채널에서의 이동 릴레이의 셀 탐색 및 DoA 추정 방법

로트나 팩*, 김인수*, 조용수°

An Estimation Technique of Cell ID and DoA for a Mobile Relay Station Under a Multipath Channel

Rothna Pec*, In Su Kim*, Yong Soo Cho°

요 약

본 논문에서는 빔포밍 안테나를 탑재한 이동 릴레이(MRS, Mobile Relay Station), 특히 셀 경계 근방에 위치한 이동 릴레이의 링크(link)의 안정성을 향상시키는 방법에 대해 기술한다. OFDM 통신 방식 기반 시스템의 다중 경로 환경에서의 선형 어레이(Uniform Linear Array)를 이용한 셀 탐색 및 DoA(Direction of Arrival) 추정 방법을 제안하였으며, 공간 상관 행렬 기반의 제 1 방법과 이중 차등 상관 행렬 기반의 제 2 방법의 성능을 모의실험을 통하여 평가하였다. 모의실험은 IEEE 802.16e 표준에 기반하였다.

Key Words : mobile relay, OFDM, beamforming, cell searching, multipath

ABSTRACT

In this paper, a mobile relay station(MRS) for vehicles with a beamforming antenna is considered to increase the reliability of a transmission link, especially for the MRS at cell boundary. Cell searching and direction-of-arrival(DoA) estimation methods for an MRS with a uniform linear array(ULA) are proposed for a multipath environment in OFDM-based cellular systems. Performances of the proposed methods(Method1 and Method2) are evaluated by computer simulation with the standard profile of IEEE 802.16e.

I. 서 론

차량이나 기차와 같은 이동 매체에 탑재된 이동 릴레이는 차량내의 이동국에게 안정된 무선 링크를 제공한다. 이동 릴레이를 통하여 기지국과 이동국을 연결하면 보다 향상된 링크 성능을 확보할 수 있다^[1]. 또한 이동 릴레이에서 빔포밍을 이용하여 기지국으로부터의 수신 신호 품질을 향상시킴과 동시에

간접 기지국으로부터의 간섭 신호를 제거하는 이중의 이득을 얻을 수 있다.

일반적으로 기지국에서의 안테나 어레이를 이용한 빔포밍 기술은 이동국의 신호를 수신하여 신호의 DoA만을 추정한다. 그러나 셀 경계에 위치한 이동 릴레이는 기지국으로부터의 수신 신호 품질 향상이라는 목적 이외에 간접 기지국으로부터의 간섭 신호 제거라는 두 개의 목적을 위한 빔을 형성

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업(NIPA-2012-H0301-12-4004)과 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2012005603).

♦ 주저자 : School of Electric & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA, pecrothna@yahoo.com, 학생회원

° 교신저자 : School of Electric & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA, yscho@cau.ac.kr, 종신회원

* School of Electric & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA

논문번호 : KICS2012-09-456, 접수일자 : 2012년 9월 24일, 최종논문접수일자 : 2012년 12월 27일

하여야 하며, 이를 위하여 간접 기지국의 셀 ID 검색 및 그들로부터 수신되는 신호의 DoA를 동시에 추정하여야 한다²¹. 특히 빠른 속도로 이동하는 이동 릴레이에서는 신속한 셀 ID 검색 및 DoA의 추정이 요구된다. 최근에 위의 목적을 위해 제안된 방식에 의하면 셀 ID 검색 및 DoA 추정에 소요되는 계산량 및 계산 속도 측면에서 크게 향상됨을 보여 주었다³⁻⁶¹. 이 방식에서는 각 간접 기지국으로부터의 신호가 한 DoA를 통하여만 수신된다고 가정하였다. 그러나 실제 환경에서는 각 기지국으로부터 신호가 여러 DoA를 통하여 수신된다는 가정이 보다 적절하다.

고전적 DoA 추정 방법의 하나인 MUSIC (Multiple Signal Classification) 알고리즘은 상관을 갖지 않는 신호 환경에서 잘 동작하는 것으로 알려져 있으나 그렇지 않은 경우, 즉 수신 신호 간에 강한 상관이 존재하는 경우에는 이 알고리즘의 핵심 요소인 공분산 행렬의 풀 랭크를 보장할 수 없어 제한적인 성능을 가질 수밖에 없다^{7,81}. 이런 환경에서의 DoA 추정을 위하여 공간 스무딩 (Spatial Smoothing) 알고리즘이 제안되었다. 공간 스무딩 알고리즘은 MUSIC 알고리즘에 기초하고 있으나 변형된 상관 행렬을 이용하여 다중 DoA와 같이 상관된 신호가 존재하는 환경에서도 모든 다중 경로의 DoA 추정을 가능하게 하였다⁷⁻⁹¹.

이동 릴레이가 셀 경계에 위치할 경우에는 다수의 간접 기지국들의 다중 DoA를 통한 신호가 수신되며 또 이 신호들은 경로 간 서로 상관을 가질 수 있다. 본 논문에는 OFDM 통신 방식 기반의 시스템에서 셀 경계의 다중 경로 환경에 위치한 이동 릴레이의 선형 어레이를 통하여 수신된 신호를 이용, 셀 탐색 및 DoA를 추정하는 방안을 연구하였다. 셀 탐색 및 DoA의 동시 추정을 위하여 DoA, 셀 ID와 지연 시간의 함수로 정의된 공간 상관 행렬을 이용한 두 종류의 방법을 제안하였다. 모의실험을 통하여 제안된 방법으로 모든 타겟 기지국의 신호 방향으로는 빔 (beam)을 형성하며 모든 간접 기지국 신호의 방향으로는 널 (Null)을 형성할 수 있음을 보였다. 또한 제안된 방법이 채널 간 간섭을 효율적으로 감소시키고 심벌 타이밍 오프셋 (STO, Symbol timing offset)과 반송 주파수 오프셋 (CFO, Carrier Frequency Offset)의 영향에 안정됨을 보였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서 OFDM 시스템에서 선형 어레이를 통하여 수신되는 이동

릴레이에 수신 신호 모델을 정의하였다. 또한, 공간 스무딩 기술을 간략하게 설명하였다. III 장에서는 다중 경로 환경에서 DoA와 셀 ID를 추정하기 위한 두 종류의 방법을 제안하였다. IV장에서는 제안된 방법의 성능을 모의실험을 통하여 분석하였다. 마지막으로 본 논문의 결론을 V 장에 기술하였다.

Notations과 Definitions : $E_k\{\cdot\}$ 는 부 반송파 k에 관한 앙상블 평균을 나타내며 N, f_c, α 와 ν 는 각각 FFT (Fast Fourier Transform)의 크기, 반송파의 주파수, 빛의 속도, 릴레이의 이동 속도를 표시하며 $\mathbf{x} \odot \mathbf{y}$ 는 벡터 \mathbf{x}, \mathbf{y} 의 성분별 곱으로 정의한다. 또한, $(\cdot)^*$, $(\cdot)^T$ 와 $(\cdot)^H$ 는 공액 복소수, 전치 행렬 및 Hermitian 행렬을 나타낸다.

II. 시스템 모델과 공간 스무딩 기술

그림 1은 세 개의 셀 경계에 위치한 이동 릴레이의 한 예를 보여준다. 각 기지국으로부터의 거리 차이와 동기 타이밍의 차이로 인하여 STO가 발생하며, 서로 다른 이동 릴레이의 이동 방향 및 속도와 오실레이터의 주파수 차이로 인하여 CFO가 발생할 수 있다. 다중 경로 페이딩에 의하여 이동 릴레이에 수신되는 신호는 서로 다른 시간 지연과 수신 방향을 가진 다수 개의 신호로 구성된다. 이 경우에 선형 어레이로 수신되는 신호는 CFO 와 STO를 고려하여 아래와 같이 표현된다.

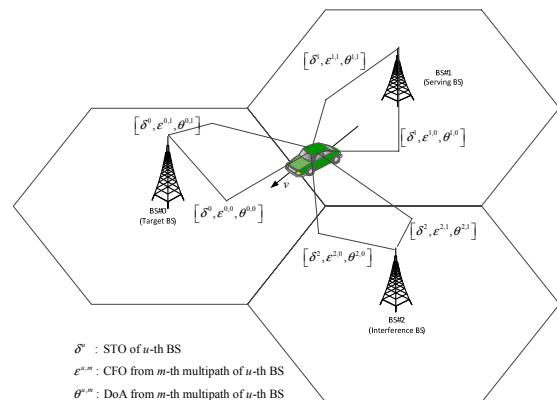


그림 1. 셀 경계에 위치한 이동 릴레이의 예
Fig 1. An example of an MRS at the cell boundary

$$\mathbf{Y}(k) = [Y_0(k), Y_1(k), \dots, Y_{L-1}(k)]^T \quad (1)$$

$$Y_l(k) = \sum_{u=0}^{U-1} \tilde{H}_l^u(k) \beta^u(k) X^{c(u)}(k) + I_l^u(k) + W_l(k) \quad (2)$$

$$\widetilde{H}_l^u(k) = \sum_{m=0}^{M-1} h_l^u(m) \eta^{u,m} \mu^{u,m} a_l(\theta^{u,m}) e^{-j2\pi km/N} \quad (3)$$

$$I_l^u(k) = \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq k}}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left[h_l^u(m) a_l(\theta^{u,m}) \beta^u(s) X^{c(u)}(s) \right. \\ \left. e^{-j2\pi km/N} \left\{ \frac{\sin(\pi(s-k+\epsilon^{u,m}))}{N \sin(\pi(s-k+\epsilon^{u,m})/N)} \right\} \right. \\ \left. e^{j\pi \epsilon^{u,m}(N-1)} \right]$$

$$\eta^{u,m} = \frac{\sin(\pi \epsilon^{u,m})}{N \sin(\pi \epsilon^{u,m}/N)}, \quad \mu^{u,m} = e^{-j2\pi \epsilon^{u,m}(N-1)/N}$$

$$a_l(\theta^{u,m}) = e^{-j2\pi l d \sin(\theta^{u,m})/\lambda}, \quad \epsilon^{u,m} = f^{u,m}/\Delta f$$

$$(f^{u,m} = \nu f_c \cos(\theta^{u,m})/\alpha), \quad \beta^u(k) = e^{-j2\pi k \delta^u/N}$$

$$c(u) \in C, C = \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$$

위 식에서 L, U, M, N_c 와 $c(u)$ 는 이동 릴레이의 안테나 수, 간섭 기지국의 수, 다중 경로의 수, 프리앰블의 수와 u 번째 기지국의 셀 ID를 나타낸다. $X^{c(u)}(k)$ 는 u 번째 기지국에서 사용하는 셀 ID의 프리앰블 시퀀스의 k 번째 부반송파를 나타낸다. $Y_l^u(k)$ 와 $W_l^u(k)$ 는 u 번째 기지국의 수신 신호 및 l 번째 안테나에서의 AWGN (Additive White Gaussian Noise)을 나타낸다. 또한 $h_l^u(m)$ 과 $a_l(\theta^{u,m})$ 는 각각 채널 이득과 입사각 $\theta^{u,m}$ 인 m 번째 다중 경로의 입사각을 나타낸다. $H_l^u(k)$ 는 모든 다중 경로의 DoA 정보를 고려한 확장된 전달 함수이며, d, λ 와 $(.)^T$ 는 안테나 간격, 반송파 파장과 전치행렬을 표시한다. $\eta^{u,m}, \mu^{u,m}$ 과 $\epsilon^{u,m}$ 은 진폭 감쇄, 위상 변이와 u 번째 기지국의 m 번째 다중 경로의 정규화된 CFO를 표시한다. $\beta^u(k)$ 와 $I_l^u(k)$ 는 STO δ^u 에 의한 위상 회전과 u 번째 셀의 l 번째 안테나에서의 k 번째 반송파에 의한 반송파간의 간섭을 표시한다.

공간 스무싱 알고리즘을 이용하면 상관성을 가진 여러 개의 신호가 존재하는 다중 경로 환경에서 효율적으로 각 경로의 DoA를 추정할 수 있다⁷⁾. 공간 스무싱 알고리즘은 전체 안테나 그룹을 몇 개의 부 그룹으로 나누어 그 부 그룹들의 공분산 행렬의 평균을 구한다. 일반적으로 공분산 행렬의 평균은 시간 축에서 정의된다. 한편, OFDM 시스템에서의 공분산 행렬은 주파수 축에서 하는 것이 바람직하다. 이를 위하여 수신 신호 벡터를 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{F}_b(k) = [Y_b(k), Y_{b+1}(k), \dots, Y_{b+p-1}(k)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{R}_b = E_k \{ \mathbf{F}_b(k) \mathbf{F}_b^H(k) \}$$

$$= \sum_{u=0}^{U-1} ((\Psi_b^u \odot \mathbf{A}^u) (\mathbf{D}^u)^b) ((\mathbf{D}^u)^H)^b ((\Psi_b^u \odot \mathbf{A}^u))^H + \mathbf{Y} \quad (5)$$

$$\mathbf{R}_{ss} = \frac{1}{L-p+1} \sum_{b=0}^{L-p} \mathbf{R}_b \quad (6)$$

$$\mathbf{A}^u = \begin{bmatrix} a_0(\theta^{u,0}) & \dots & a_0(\theta^{u,M-1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{p-1}(\theta^{u,0}) & \dots & a_{p-1}(\theta^{u,M-1}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}^u = \text{diag} \{ e^{-j2\pi d \sin(\theta^{u,0})/\lambda}, e^{-j2\pi d \sin(\theta^{u,1})/\lambda}, \dots, e^{-j2\pi d \sin(\theta^{u,M-1})/\lambda} \}$$

$$\Psi_b^u = \begin{bmatrix} \eta^{u,0} \mu^{u,0} h_b^u(0) & \dots & \eta^{u,M-1} \mu^{u,M-1} h_b^u(M-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \eta^{u,0} \mu^{u,0} h_{b+p-1}^u(0) & \dots & \eta^{u,M-1} \mu^{u,M-1} h_{b+p-1}^u(M-1) \end{bmatrix}$$

위 식에서 $\mathbf{F}_b(k)$ 는 p 안테나 소자에서 수신된 b 번째 순방향 신호 벡터를 나타내며 식 (1)에 표시된 신호 벡터의 부분 집합이다. \mathbf{R} 와 \mathbf{R}_{ss} 는 각각 b 번째 순방향 부분 상관 행렬과 그것들의 평균을 나타낸다. \mathbf{A}^u 는 방향 벡터를 나타내는데 각 열 벡터는 각 다중 경로의 방향 벡터를 표시한다. 방향 벡터의 원소의 수는 식 (4)와 (5)에 알 수 있듯이 작은 단위로 중첩된 효과로 인하여 L 개에서 p 개로 감소되었다. Ψ_b^u 와 \mathbf{Y} 은 채널 이득 행렬과 간섭+잡음을 표시하는 행렬이다. 공간 스무싱 알고리즘의 스펙트럼은 아래와 같이 주어진다.

$$\mathbf{S}_{ss}(\theta) = \frac{1}{(\mathbf{a}(\theta))^H \mathbf{V}_{ss} (\mathbf{V}_{ss})^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (7)$$

위 식에서 \mathbf{V}_{ss} 는 $[v_M, v_{M+1}, \dots, v_{p-1}]$ 로 표시되며, 이는 공간 스무싱 공분산 행렬 \mathbf{R}_{ss} 의 최소 $p-M$ 개의 고유값에 대응하는 $p-M$ 개의 고유 벡터로 구성된다. p 개의 안테나 요소의 방향을 표시하는 방향 벡터 $\mathbf{a}(\theta)$ 는 $[1, e^{-j2\pi d \sin(\theta)/\lambda}, \dots, e^{-j2\pi(p-1) \sin(\theta)/\lambda}]$ 로 정의된다. MUSIC 알고리즘으로는 $L-1$ 개의 비 상관 신호들의 추정이 가능하다. 순방향 공간 스무싱 알고리즘으로는 상관 비 상관에 관계없이 최대 $L/2$ 개의 신호를 추정할 수 있다. 그러나 순방향 서브어레이와 공액 역방향 서브어레이를 동시에 사용하면 최고 $2L/3$ 개의 신호의 추정이 가능하다⁸⁻¹⁰⁾. 공간 스무싱 알고리즘은 서로 상관 관계가 있는 신호들이 존재하는 경우 모든 다중 경로를 효과적으로 추

정할 수 있다. 그러나 셀 경계에 위치한 이동 릴레이와 같이 DoA 추정과 더불어 셀 ID를 검색해야 하는 경우에는 셀 ID 검색을 위하여 별도의 과정을 거쳐야 한다.

III. 다중 경로 환경에서 이동 릴레이의 셀 탐색 및 DoA 추정 방법

다중 경로의 DoA 추정 및 각 다중 경로에 해당하는 셀 ID를 동시에 추정하기 위하여 아래와 같이 두 개의 방법을 제안한다.

<제 1 방법>

먼저 제 1 방법에서는 식 (2)를 이용하여 셀 ID $c(u)$ 에 해당하는 다음의 상관 벡터를 정의한다.

$$P_q^c = [P_{0,q}^c, P_{1,q}^c, \dots, P_{L-1,q}^c] \quad (8)$$

$$P_{l,q}^c = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_i(k) \exp(j2\pi kq/N) (X_c(k))^* \quad (9)$$

$q = \{0, 1, \dots, Q\}$

표기의 편의를 위하여 위 식에서 $c(u)$ 의 u 는 생략되었다. Q 는 최대 시간 span을 나타내며 최대 지연 시간 (M)와 최대 STO (최대 $\{\delta^u\}$)의 합으로 주어진다.

IEEE 802.16e 표준 (모바일 WiMAX)에 의하면 셀 ID, $c(u)$ 인 u 번째 기지국에서 송신된 프리앰블은 아래와 같은 반복 형태를 가진다^[6,11,12].

$$X^{c(u)}(k) = \begin{cases} \sqrt{G} Z^{c(u)}(k/G) & \text{if } \text{mod}(k, G) = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

$$E[|X^{c(u)}(k)|^2] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X^{c(u)}(k)|^2 = 1 \quad (11)$$

위에서 G 는 시간 축에서의 프리앰블 시퀀스의 반복 횟수를 나타낸다. 또, $Z^{c(u)}(k/G)$ 는 u 번째 기지국의 셀 ID $c(u)$ 에 해당하는 프리앰블 시퀀스를 나타내며 주파수 축에서 G 의 배수에 해당하는 곳만 0이 아닌 값을 가지는 특징을 가진다. 프리앰블의 파워는 1로 정규화 되었다. 이 특성을 고려하면 식 (9)는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$P_{l,q}^c = \frac{1}{N/G} \sum_{g=0}^{N/G-1} Y_i(Gg) e^{j2\pi Ggq/N} X^{c(Gg)}^*$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{N/G} \sum_{g=0}^{N/G-1} \left[\sum_{u=0}^{U-1} \widetilde{H}_i^u(Gg) \beta^u(Gg) X^{c(u)}(Gg) \right. \\ &\quad \left. + I_i^u(Gg) + W_l(Gg) \right] \times e^{(j2\pi Gg/N)} (X^{c(Gg)})^* \\ &= \frac{G^2}{N} \sum_{g=0}^{N/G-1} \sum_{m=0}^{M-1} h_l^u(m) \eta^{u,m} \mu^{u,m} a_l(\theta^{u,m}) e^{-j2\pi Gg(m+\delta^u-q)/N} \\ &\quad + \frac{G}{N} \sum_{g=0}^{N/G-1} \sum_{\substack{a=0 \\ a \neq u}}^{U-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ h_l^a(m) \eta^{a,m} \mu^{a,m} a_l(\theta^{a,m}) \right. \\ &\quad \left. e^{-j2\pi Gg(m+\delta^a-q)/N} \times Z^{c(a)}(g) Z^{c(Gg)}^* \right\} + W_l^q \\ &= \frac{G^2}{N} \sum_{\substack{c(u)=c \\ m=0}}^{M-1} h_l^u(m) \eta^{u,m} \mu^{u,m} a_l(\theta^{u,m}) \\ &\quad \times \frac{1 - e^{-j2\pi(m+\delta^u-q)}}{1 - e^{-j2\pi G(m+\delta^u-q)/N}} + \zeta_l^{c,q} \\ P_{l,q}^c &\approx \begin{cases} Gh_l^u \eta^{u,q} \mu^{u,q} a_l(\theta^{u,q}) & c=c(u), q=m+\delta^u \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12) \end{aligned}$$

여기서 $\zeta_l^{c,q}$ 는 q 번째 시간 지연 후 l 번째 안테나에서 수신된 간섭과 잡음의 합을 나타내며 셀 ID $c(u)$ 에 의해 발생하는 간섭과 잡음 W_l^q 의 합으로 이루어진다. 기지국간 간섭에 해당하는 항은 프리앰블의 유사 직교성 (quasi-orthogonal)으로 인해 무시될 수 있다. 식 (12)로부터 $P_{l,q}^c$ 는 셀 ID가 $c(u)$ 이고 q 의 값이 $q = m + \delta^u$ 일 경우에만 0이 아니다. 다음에는 아래와 같은 $L \times Q$ 상관 행렬을 정의한다. 여기서 $c(c \in C)$ 는 임의의 값이다.

$$P^c = \begin{bmatrix} P_{0,0}^c & P_{0,1}^c & \dots & P_{0,M-1}^c \\ P_{1,0}^c & P_{1,1}^c & \dots & P_{1,M-1}^c \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{L-1,0}^c & P_{L-1,1}^c & \dots & P_{L-1,M-1}^c \end{bmatrix} \quad (13)$$

위의 행렬로부터 타겟 기지국의 셀 ID는 다음과 같이 얻어진다.

$$\hat{c} = \underset{c \in C}{\text{argmax}} \sum_{q=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} |P_{l,q}^c| \quad (14)$$

제 1 방법에 정의된 공간 상관 행렬은 식 (13)으로부터 아래와 같이 표현된다.

$$R_{Ml}^c = P_{Ml}^c (P_{Ml}^c)^H \quad (15)$$

위 식에서 \hat{c} 의 \hat{c} 는 표기의 편의를 위해 생략되

었다. \mathbf{P}_{MI}^c 는 식 (13)의 열 벡터로 구성된 실효 (effective) 상관 행렬이다. 열 벡터는 다음과 같은 조건을 만족할 경우, 즉 평균이 임계치보다 크거나 같을 때에 선택된다.

$$\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} P_{l,q}^c \geq \mu^c, \mathbf{P}_{\text{MI}}^c \subset \mathbf{P}^c \quad (16)$$

$$\mu^c = \frac{1}{LQ} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{l=0}^{L-1} |P_{l,q}^c| \quad (17)$$

셀 ID c 의 공간 상관 행렬에 대응되는 공간 스펙트럼은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{S}_{\text{MI}}(\theta) = \frac{1}{(\mathbf{a}(\theta))^H \mathbf{V}_{\text{MI}} (\mathbf{V}_{\text{MI}})^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (18)$$

위에서 $\mathbf{V}_{\text{MI}} = [\mathbf{v}_{M^c}, \mathbf{v}_{M^c+1}, \dots, \mathbf{v}_{L-1}]$ 이며 열 벡터인 \mathbf{v}_m 은 식 (15)의 공간 상관 행렬의 고유 벡터이다. 또한, $\mathbf{a}(\theta)$ 는 L 안테나 소자의 방향 벡터를 표시한다. 식 (18)을 최대값들에 대응하는 방향을 찾음으로써 타겟 기지국으로부터 수신되는 다중 경로들의 DoA를 추정할 수 있다.

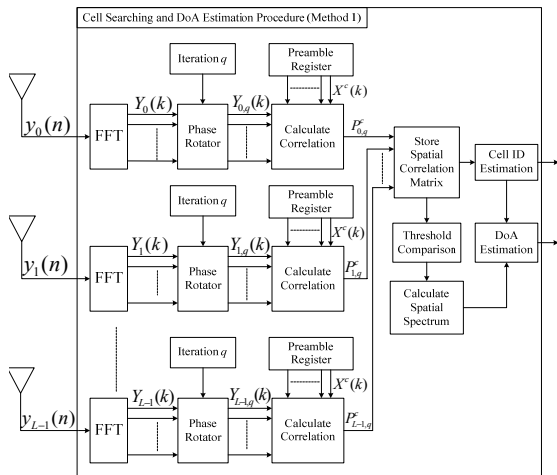


그림 2. 제안 방법 1의 블록도
Fig 2. A block diagram of Method 1

제 1 방법의 개략적인 과정을 그림 2에 표시하였다.

타겟 기지국의 다중 경로의 DoA 추정 후, 간섭 기지국으로부터의 다중 경로 성분(간섭 성분)의 DoA는 단계적으로 추정할 수 있다. 먼저 간섭 기지국의 셀 ID는 식 (14)에서 얻어진 기지국 셀 ID

로부터 추정할 수 있다 (타겟 기지국은 제외). 다음은 얻어진 기지국의 ID를 바탕으로 공분산 행렬을 구성하고 마지막으로 식 (18)의 공간 스펙트럼으로부터 각 최대값들에 해당하는 DoA를 추정한다. 같은 과정을 나머지 간섭 기지국에 적용함으로써 모든 간섭 기지국의 DoA를 추정할 수 있다.

<제 2 방법>

제 2 방법에서는 인접 안테나 소자와 인접 부반송파로 수신된 신호를 이용하여 다음과 같은 이중차등 (double differential) 상관 행렬을 구성한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{\text{M2}}^c &= [P_0^c, P_1^c, \dots, P_{L-1}^c]^T \\ P_l^c &= \frac{1}{N/G-1} \sum_{g=0}^{N/G-2} Y_l(Gg) Y_0(G(g+1)) (X^c(Gg))^* X^c(G(g+1)) \\ &= \frac{1}{N/G-1} \sum_{g=0}^{N/G-2} \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{r=0}^{U-1} \left\{ \begin{aligned} & \left(\widetilde{H}_0^r(G(g+1)) \beta^u(G(g+1)) \right)^* \\ & \times Z^{c(u)}(g+1) + I_0^r(G(g+1)) \end{aligned} \right\} \\ & \times \left\{ \begin{aligned} & \widetilde{H}_l^r(Gg) \beta^r(Gg) Z^{c(r)}(g) + I_l^r(Gg) \\ & \times Z^c(g)^* Z^c(g+1) \end{aligned} \right\} + \mathbf{W}_l^c \\ &= \frac{G^3}{N-G} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{M-1} \left\{ \begin{aligned} & (h_0^u(m) \eta^{u,m} \mu^{u,m})^* h_l^u(i) \\ & \times \eta^{u,i} \mu^{u,i} a_l(\theta^{u,i}) e^{j2\pi G(\delta^u+m)} \\ & + \sum_{m=0}^{N/G-1} e^{-j2\pi Gg(i-m)} \end{aligned} \right\} + \zeta_l^c \end{aligned} \quad (19)$$

$$P_l^c \approx \sum_{c(u)=c}^{M-1} \left[G^2 h_0^u(m) h_l^u(m) (\eta^{u,m})^2 \right] + \zeta_l^c \quad (20)$$

위에서 P_l^c 는 Gg 번째 부반송파의 l 번째 안테나에 수신되는 신호, $G(g+1)$ 번째 부반송파의 첫 번째 안테나에 수신되는 신호와 같은 곳에서 수신된 셀 ID c 에 속한 프리앰블 시퀀스의 상관을 나타낸다. 여기서 프리앰블 시퀀스는 양호한 자기 상관을 가지며 $c(u) \neq c$ 일 경우에는 상호 상관이 없음을 가정한다. 또한 $N \geq G$, 즉 $N/(N-G) \approx 1$, $N/G-2 \approx N/G$ 임도 가정한다.

고전적인 빔포밍 방법(DoA 기반 방법)에서는 안테나 소자간의 거리 d 는 반송파의 파장보다 상당히 짧아 $h_0^u(m) \approx h_1^u(m) \approx \dots \approx h_{L-1}^u(m) \approx h^u(m)$, 즉 안테나 간의 강한 상관을 가정할 수 있다. 이 경우 식 (20)의 상관 매트릭 (metric)은 다음과 같이 간단히 표현할 수 있다.

$$P_l^c \approx \sum_{m=0}^{M-1} a_l(\theta^{u,m}) \gamma^u(m) + \zeta_l^c \quad (21)$$

$$c(u) = c \quad m=0$$

$$\gamma^u(m) = G^2(\eta^{u,m})^2 |h^u(m)|^2 e^{j2\pi G(\delta^u+m)/N}$$

식 (22)로부터 $|\gamma^u(m)| = G^2(\eta^{u,m})^2 |h^u(m)|^2$ 임을 알 수 있다. 다시 말해, STO와 지연 확산(delay spread)은 셀 ID 추정에는 거의 영향이 없다. 또한 CFO에 의해 발생하는 위상 천이는 차등 상관을 취하는 과정에서 인접 주파수 간 소멸된다. 이제 타겟 기지국의 셀 ID는 다음과 같이 얻어진다.

$$\hat{c} = \operatorname{argmax}_{c \in \mathbf{C}} \sum_{l=0}^{L-1} |P_l^c| \quad (22)$$

제 2 방법의 공간 상관 행렬은 식 (19)로부터 다음과 같이 얻어진다.

$$\mathbf{R}_{M2}^c = \mathbf{P}_{M2}^c (\mathbf{P}_{M2}^c)^H = \mathbf{a}^c(\theta) \mathbf{I}^c (\mathbf{I}^c)^H (\mathbf{a}^c(\theta))^H + \tilde{\zeta}^c \quad (23)$$

여기서 $\tilde{\zeta}^c, \mathbf{a}^c(\theta)$ 와 \mathbf{I}^c 는 각각 $(L \times L)$ 간섭+잡음 행렬, 각 다중 경로의 방향 벡터로 이루어진 행렬, 채널 벡터를 표시한다. $\mathbf{a}^c(\theta)$ 와 \mathbf{I}^c 는 각각 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{a}^c(\theta) = \begin{bmatrix} a_0(\theta^{c,0}) & \dots & a_0(\theta^{c,M-1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{L-1}(\theta^{c,0}) & \dots & a_{L-1}(\theta^{c,M-1}) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}^c = \begin{bmatrix} \gamma^c(0) \\ \gamma^c(1) \\ \vdots \\ \gamma^c(M-1) \end{bmatrix} \quad (24)$$

위로부터 공간 상관 행렬에 대응하는 공간 스펙트럼은 아래와 같이 구해진다.

$$\mathbf{S}_{M2}(\theta) = \frac{1}{(\mathbf{a}(\theta))^H \mathbf{V}_{M2} (\mathbf{V}_{M2})^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (25)$$

위에서 \mathbf{V}_{M2} 는 이 공간 상관 행렬 \mathbf{R}_{M2}^c 의 고유 벡터로 구성되는 행렬이다.

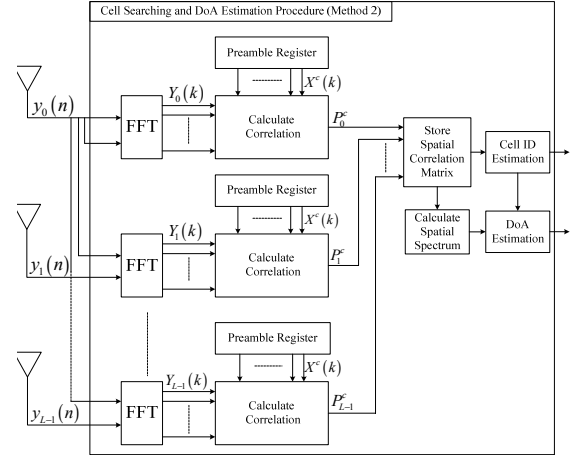


그림 3. 제안 방법 2의 블록도
Fig 3. A block diagram of Method 2

제 2 방법의 개략적인 과정을 그림 3에 표시하였다.

IV. 모의 실험

이 절에서는 제안된 방법 (방법 1과 방법 2)의 성능을 모의실험을 통하여 분석한다. 모의실험에는 IEEE 802.16e 표준 시스템을 이용하였으며 안테나 수와 안테나 간격은 각각 8과 0.5λ 이다. 이동 릴레이는 두 개의 기지국 사이에 위치하며, 각 기지국으로부터 두 개의 다중 경로가 존재하는 것으로 가정하였다 ($m=0,1$). 또한 각 기지국으로부터의 입사각은 각각 $(40^\circ, -10^\circ)$ (타겟 기지국, 셀 ID=2)와 $(-30^\circ, 15^\circ)$ (간섭 기지국, 셀 ID=5)로 가정하였다. 또한 타겟 기지국과 간섭 기지국으로부터의 STO는 각 2와 3으로 가정하였다. 신호 대 잡음비(SNR)은 10 dB이다.

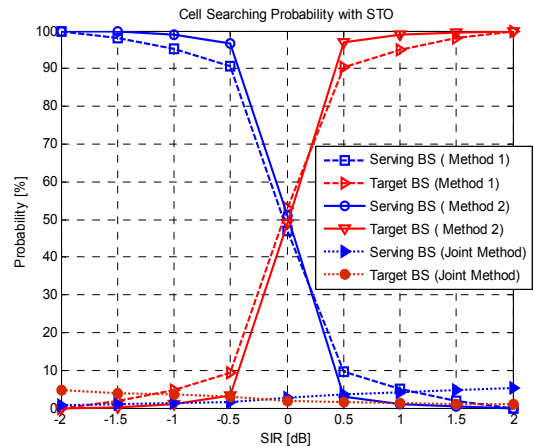


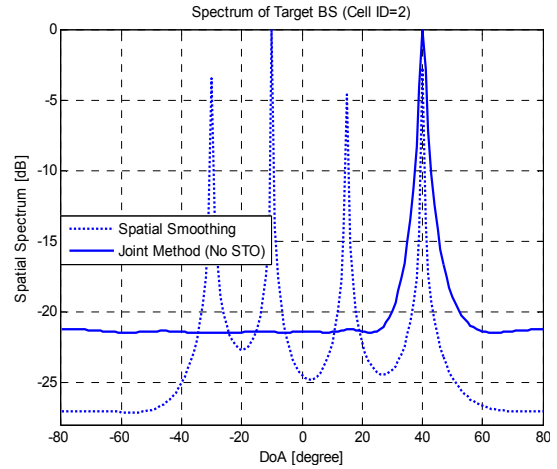
그림 4. STO가 있을 경우의 셀 탐색 확률
Fig 4. Cell searching probabilities of different methods when STO exists

그림 4는 제안된 두 방법과 [3]에 제시된 방법 (이후 조인트 방법(joint method)으로 칭함)의 셀 탐색 확률을 보여준다. SIR의 증가에 따라 제안된 두 방법에서 셀 탐색 확률이 증가함을 보여준다. 또한 제안된 두 방법은 STO의 영향에 별 영향을 받지 않는데 반해 조인트 방법의 셀 탐색 확률은 전역에서 10퍼센트보다 낮음을 볼 수 있다.

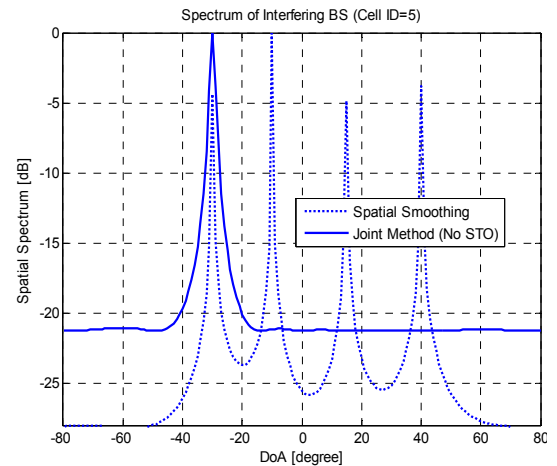
그림 5는 제안된 두 방법과 조인트 방법 및 공간 스무싱 방법을 적용한 경우의 DoA 추정 성능을 보여준다. 그림 5(a)와 그림 5(b)는 조인트 방법과 공간 스무싱 방법의 셀 탐색 확률을 보여준다. 이 모의실험에서 조인트 방법을 적용 시에는 STO가 존재하지 않는다 가정하였는데, 그 이유는 STO가 존재할 경우에는 셀 ID 탐색이 불가능하기 때문이다. 이상의 그림으로부터 조인트 방법은 DoA와 함께 셀 ID를 동시에 탐색하였다. 그러나 각 셀의 첫 번째 다중 경로 ($m=0$), 즉 타겟 기지국의 40° 와 간섭 기지국의 -30° 에 해당하는 다중 경로만을 탐색할 수 있음을 알 수 있다. 즉, 이 방법으로는 모든 다중 경로의 탐색이 불가능함을 보여준다. 한편 공간 스무싱 방법을 이용하면 모든 다중 경로 (4개)의 DoA를 정확하게 추정할 수 있음을 보여준다. 그러나 각 다중 경로에 해당하는 셀을 구분할 수는 없음을 알 수 있다. 그림 5(c)와 5(d)는 STO와 CFO가 둘 다 존재할 경우에 제안된 두 방법의 성능을 보여준다. 위의 두 개의 그림은 제안된 방법을 이용하여 모든 다중 경로 (4개)와 그에 해당하는 셀 ID를 함께 정확하게 추정할 수 있음을 보여준다. 또한 두 방법 모두 STO와 CFO의 영향에도 안정되게 동작함을 알 수 있다.

그림 6은 공간 스무싱 방법, 조인트 방법 및 제 1 방법을 적용하였을 때의 빔 형태 (그림 6(a)와 6(b))와 BER 성능을 (그림 6(c))보여준다. 그림 6(a)로부터 공간 스무싱 방법을 이용하면 4개의 빔이 동시에 형성되나 간섭 기지국의 간섭으로 인하여 빔 패턴이 날카롭지 못함을 알 수 있다. 이로 인하여 결과적으로는 높은 오차 마루 (error floor)가 형성됨을 그림 6(c) BER 성능 그림에서 알 수 있다. 반면에 조인트 방법으로는 타겟 기지국의 첫 번째 경로를 향한 빔과 간섭 기지국의 첫 번째 경로에만 널 (null)이 형성됨을 보여준다. 이로 인하여 역시 높은 오차 마루가 형성됨을 알 수 있다. 제 1 방법은 타겟 기지국의 모든 경로에 빔을 형성하고 간섭 기지국의 모든 경로에 널을 형성함을 보여준다.

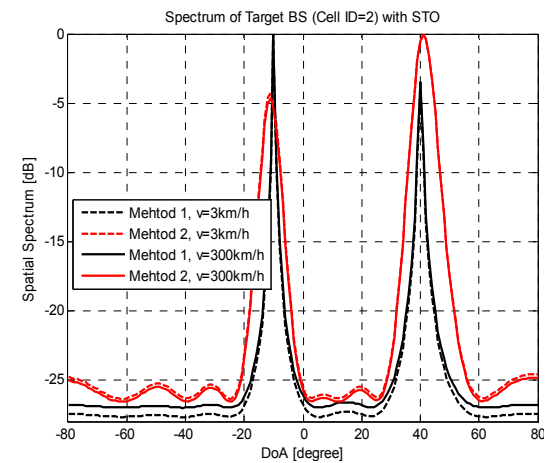
다. 결과적으로 보다 향상된 BER 성능을 보여주며 간섭 기지국의 간섭이 없을 때의 이론적 BER 수치에 거의 육박함을 보여준다.



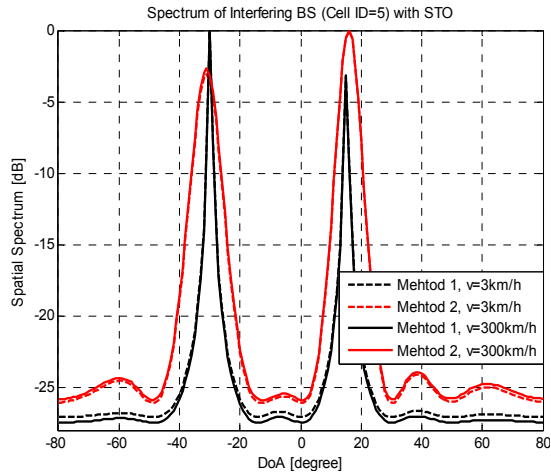
(a) 타겟 기지국 (이전 방법)
(a) Target BS (previous methods)



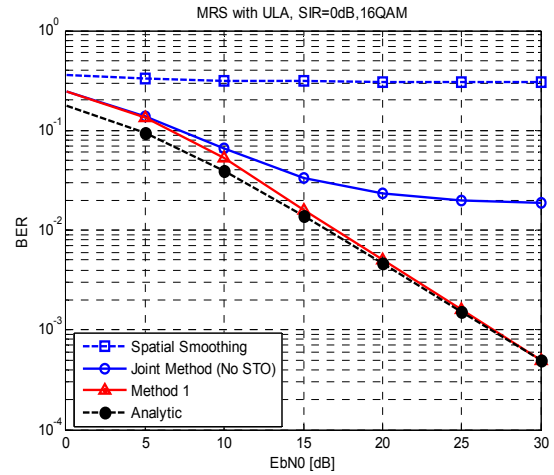
(b) 간섭 기지국 (이전 방법)
(b) Interfering BS (previous methods)



(c) 모기지국 (제안 방법)
(c) Target BS (proposed methods)



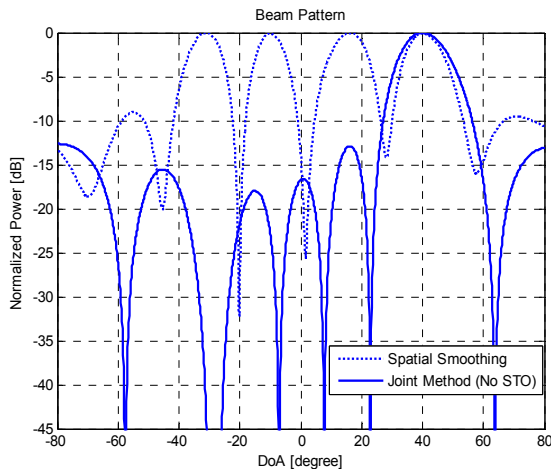
(d) 간섭 기지국 (제안 방법)
(c) Target BS (proposed methods)



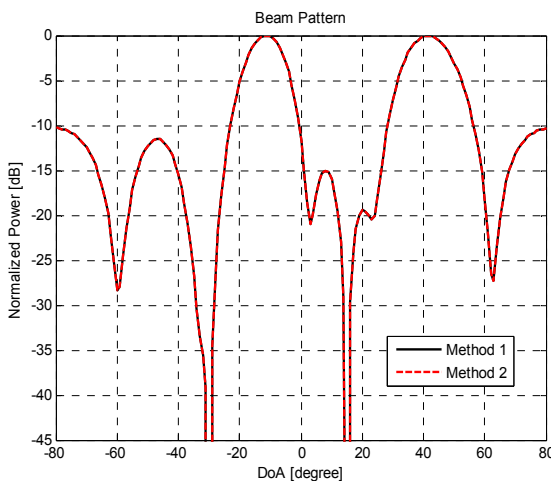
(c) BER 성능
(c) BER

그림 5. 각 방법의 DoA 추정 성능
Fig 5. Performances of DoA estimation for different methods.

그림 6. 각 방법의 빔 패턴 및 BER 성능
Fig 6. Beam patterns and BER performances of different methods.



(a) 빔 패턴 (이전 방법)
(a) Beam pattern (previous methods)



(b) 빔 패턴 (제안 방법)
(b) Beam pattern (proposed methods)

아래의 표 1은 상기 네 가지 방법 수행 시 요구되는 곱셈의 수를 보여준다. N , L , p , G , Q 와 N_c 의 값은 각 1024, 8, 6, 2, 5,와 10을 사용하였다. 조인트 방법이 가장 작은 수의 곱셈이 요구되며 공간 스무싱 방법이 제안 방법 1보다 약간 적은 계산의 복잡성이 요구되는 것을 알 수 있다. 제 1방법이 제 2 방법보다 보다 날카로운 빔 패턴을 보여주고 있으나 계산의 복잡성은 조금 높다.

표 1. 요구되는 곱셈의 수
TABLE 1. Complexity comparison among different methods

Method	Number of multiplications	Example
Spatial Smoothing	$(2N(L-p+1)+1)p^2+p$	221,226
Joint Method	$(N/G+1)LN_c+2L^2+L$	41,176
Method 1	$(2N/G+1)QLN_c+(Q+1)L^2+L$	410,392
Method 2	$(3N/G+1)LN_c+2L^2+L$	122,984

V. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템 기반에서 셀 경계의 다중 경로 환경에서의 DoA 추정 및 셀 ID 탐색을 위한 방법을 제안하고 기존 방법과 비교하였

다. 모의실험을 통하여 제안된 방법을 이용하여 모든 다중 경로 (4개)와 그에 해당하는 셀 ID를 함께 정확하게 추정할 수 있음을 확인하였다. 또한 제안된 두 방법 모두 STO와 CFO의 영향에도 안정되게 동작함을 보여주었다. 또한 제안된 방법으로 기지국 간의 간섭을 효과적으로 억제할 수 있음을 BER 성능을 통하여 보여주었으며 이 성능은 간섭이 존재하지 않을 때의 이론적 수치에 근접함을 보여주었다.

References

[1] R. Pabst, "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 9, pp. 80-89, Sep. 2004.

[2] J. Sydir and R. Taori, "An evolved cellular system architecture incorporating relay stations," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 6, pp. 115-121, Jun. 2009.

[3] Y. H. Ko and Y. S. Cho, "A joint method of cell searching and DoA estimation for a mobile relay station with beamforming antennas," in *Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)*, pp. 1-4, Nov. 2008.

[4] Y. H. Ko and Y. S. Cho, "Carrier Frequency Offset and 2-D AoA Estimation Method for an OFDM-based Mobile Relay Station with Uniform Circular Array," *J. KICS*, vol. 36, no. 5, pp. 423-431, May 2011.

[5] Y. Shen, T. Luo, and Z. Moe, "Neighboring cell search for LTE systems," *IEEE Trans. on Commun. Mag.*, vol. 11, no. 3, pp. 908-919, Mar. 2012.

[6] J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Network*, PrenticeHall, 2007.

[7] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice Hall, 1999.

[8] H. L. V. Trees, *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and*

Modulation Theory. Wiley-Interscience, 2002.

[9] S. U. Pillai and B. H. Kwon, "Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification," *IEEE Trans. on Acoustic Speech, and Signal Proces.*, vol. 37, no. 1, pp. 8-15, Jan. 1989.

[10] W. Du and R. L. Kirlin, "Improved spatial smoothing techniques for DOA estimation of coherent signals," *IEEE Trans. on Signal Proces.*, vol. 39, no. 5, pp. 1208-1210, May. 1991.

[11] W. Nam and Y. H. Lee, "Preamble-based cell identification for cellular OFDM systems," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 7, no. 12, pp. 5263-5267, July 2008.

[12] K. S. Kim, S. W. Kim, Y. S. Cho, and J. Y. Ahn, "Synchronization and cell-search technique using preamble for OFDM cellular systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 6, pp. 3469-3485, Nov. 2007.

로트나 팩 (Rothna Pec)



2011년 8월 Institute of Technology of Cambodia, Electrical Engineering 졸업 (학사)

2011년 9월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정 <관심분야> 디지털 신호 처리,

OFDM, Beamforming

김인수 (In Su Kim)



2013년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(학사)

<관심분야> 디지털 신호 처리, 무선 이동 통신, OFDM

조 용 수 (Yong Soo Cho)



1984년 2월 중앙대학교 전자
전기공학부 졸업(학사)

1987년 2월 연세대학교 전자공
학과 졸업(석사)

1991년 2월 The University of
Texas of Austin 공학박사

1992년 3월~현재 중앙대학교

전자전기공학부 교수

2003년 8월~2007년 12월 TTA 휴대인터넷(와이브
로) 프로젝트그룹(PG302) 무선접속 실무반 의장

<관심분야> 5G이동통신, OFDM 모델 설계, MIMO
-OFDM 모델 설계