

등간격 원형 어레이를 갖는 OFDM 기반의 이동 릴레이를 위한 반송파 주파수 오프셋 및 2-D 입사각 추정 기법

정회원 고요한*, 종신회원 조용수*

Carrier Frequency Offset and 2-D AoA Estimation Method for an OFDM-based Mobile Relay Station with Uniform Circular Array

Yo Han Ko* *Regular Member*, Yong Soo Cho*° *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 등간격 원형 어레이를 갖는 OFDM 기반의 이동 릴레이를 위한 반송파 주파수 오프셋 및 2-D 입사각 추정 기법을 제안한다. 제안된 기법은 하향링크의 프리앰블 신호를 이용하여 수행되며, 자기 상관을 이용하는 기존 기법에 비해 크게 향상된 CFO 추정 성능을 갖는다. 또한 입사각 추정과 CFO 추정의 순서에 따라 기법 1과 기법 2의 두 가지 기법을 제안한다. 제안된 기법은 주위의 기지국 신호의 CFO와 입사각을 효과적으로 추정할 수 있으며, Mobile WiMAX 환경 하에서 모의실험을 통해 그 성능을 검증한다.

Key Words : Carrier Frequency Offset, 2-D AoA Estimation, Uniform Circular Array

ABSTRACT

In this paper, carrier frequency offset and 2-D AoA (Angle-of-Arrival) estimation methods are proposed for an OFDM-based MRS (Mobile Relay Station) with UCA (Uniform Circular Array). The proposed methods are performed by using the preamble symbol in downlink and can improve the performance of CFO estimation significantly, compared with the conventional method. The proposed methods can be divided into two methods (method 1 and method 2) depending on the order of the AoA estimation and CFO estimation. It is shown by computer simulation under Mobile WiMAX environments that the proposed methods can estimate the CFOs and AoAs of adjacent BSs effectively.

1. 서론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 송신 신호를 다수의 직교하는 협대역 반송파로 다중화시키는 변조 방식으로써 높은 전송 효율과 다중 경로 채널에 강건하고, 고속 푸리에 변환(FFT: Fast Fourier Transform)을 통해 고속의 변조가 가능하다.

이러한 장점들 때문에 OFDM은 Mobile WiMAX (World Interoperability for Microwave Access)와 LTE (Long Term Evolution) 규격의 전송방식으로 사용되며, 4세대 이동통신의 후보 전송방식으로 고려되고 있다^[1-3]. 하지만 OFDM 기술은 반송파 주파수 오프셋(CFO: Carrier Frequency Offset)에 민감한 특성을 갖고 있다. CFO는 단말과 기지국 사이의 오실레이터

※ 본 연구는 방송통신위원회의 차세대통신네트워크원천기술개발사업의 연구결과로 수행되었음 (KCA-2011-09913-04002)

* School of Electrical & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA (yscho@cau.ac.kr) (°: 교신저자)

논문번호: KICS2010-11-531, 접수일자: 2010년 11월 04일, 최종논문접수일자: 2011년 04월 16일

차이 및 이동 속도 차이 (즉, 도플러 주파수 천이)에 의해 발생하며, ICI (Inter-Carrier Interference), 신호의 크기 감소와 위상회전을 발생시켜 수신 성능을 저하시킨다. 따라서 정확한 CFO 추정 기술과 CFO 보상 기술이 요구되고 있으며, 이를 위한 많은 연구가 이루어지고 있다^{4,5)}.

최근 이동통신 시스템에서 셀 커버리지를 확대하거나, 수율(throughput)을 증대하기 위한 기술로 다중 홉 릴레이(multi-hop relay)에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다^{2,3)}. 릴레이 기술은 IMT-Advanced 후보 기술로 유력시되는 IEEE 802.16m과 3GPP LTE-Advanced에서 도입이 고려되고 있으며, 이동 환경에 따라 고정형 릴레이와 이동형 릴레이로 구분할 수 있다. 특히 이동형 릴레이는 이동 차량에 적용이 가능하며, 기존 단말이 갖는 크기 제약과 전력 제약이 적기 때문에 배열 안테나를 적용하기 용이하다. 이러한 배열 안테나를 갖는 이동 릴레이는 빔형성 기술을 사용하여 고속, 고신뢰도의 데이터 송수신이 가능하다. 빔형성 기술은 다중 안테나를 사용하여 시스템의 전송 효율 및 전송용량을 증가시키는 방법으로 단말의 크기 및 전력 제약으로 현재까지는 주로 기지국에 적용하여 많은 연구가 이루어져왔다^{6,8)}. 빔형성 기술은 혼련신호를 이용하는 방법과 공간 정보를 이용하는 방법이 있다. 혼련신호를 이용하는 방법은 수렴 시간이 길기 때문에 채널의 시변이 큰 경우에 적용하기 어려운 단점이 있으나, 공간 정보를 이용하는 방법은 기지국과 단말 사이의 공간 정보(입사각 정보)의 변화가 작기 때문에 채널의 시변이 큰 경우에 적합하다. 빔형성 기술은 공간상에서 원하는 신호 방향으로 빔을 형성하여 원하는 방향 외에 다른 방향으로의 간섭을 발생시키지 않는 장점이 있다. 이러한 특징 때문에 최근에 무선 릴레이 시스템이나 무선 메쉬 (Wireless Mesh) 시스템의 전송 기술로 많은 연구가 이루어지고 있다.

OFDM 기반의 이동 릴레이에는 각 기지국의 오실레이터 차이 외에 차량의 고속의 이동과 회전으로 인해 각 기지국 신호에 대해 서로 다른 CFO가 발생하게 된다. 기존의 자기상관을 이용한 CFO 추정 기법은 주위의 기지국들로부터 수신되는 신호의 평균 CFO를 추정하기 때문에 큰 추정 오차를 갖게 되어, 이 추정된 CFO로 보상하는 경우에 시스템 성능은 크게 저하된다. 또한, 배열 안테나를 갖는 이동 릴레이에서 빔형성 기술을 사용하기 위해서는 수신 신호의 입사각을 추정해야 하며, 추정된 CFO가 어느 기지국 정보(입사각 정보)와 동일한 것인지 추정해야 한다. 기존

의 CFO와 입사각 추정은 등간격 선형 어레이 (ULA: Uniform Linear Array) 구조에 대해 이루어졌으나⁹⁾, 이 기법은 등간격 원형 어레이 (UCA: Uniform Circular Array) 구조에 적용할 수 없다. UCA는 ULA에 비해 전방향에 대한 빔형성을 수행할 수 있고, 전방향에 대해 빔폭 변화와 인접로브(side lobe)의 크기 변화가 크지 않은 장점이 있어 차량에 적합하다⁷⁾.

본 논문에서는 OFDM 전송 방식과 빔형성 기술을 사용하는 UCA를 갖는 이동 릴레이에서 반송파 주파수 오프셋의 추정 및 보상, 입사각 추정 기술에 대해 제안한다. 제안된 기술은 일반적인 기존 기법에 비해 높은 성능을 가지며, 제안된 기법의 성능은 Mobile WiMAX 환경에서 모의실험을 통해 검증한다.

II. 등간격 원형 어레이를 갖는 이동 릴레이의 수신신호 모델

그림 1은 셀 1에서 셀 2로 이동 중인 UCA를 갖는 이동 릴레이의 예를 보여준다. 이동 릴레이에 수신되는 각 기지국 신호는 각 기지국의 입사각 정보와 CFO를 포함하고 있다. 이동 릴레이에서 빔형성 기술을 적용하기 위해서는 각 기지국의 입사각을 추정해야 하며, CFO에 의한 성능 저하를 보상하기 위해서는 CFO의 추정과 보상을 수행해야 한다.

그림 2는 반지름이 R 인 UCA의 구조를 보여준다. UCA의 각 안테나에 수신되는 신호는 비선형적인 위상지연을 갖고 수신된다^{6,7)}. 여기에서 $[\theta, \phi]$ 는 입사각으로 각각 고도각(elevation angle) $\theta \in [0, \pi/2]$ 와 방위각(azimuth angle) $\phi \in [0, \pi/2]$ 를 나타낸다. UCA에 대한 어레이 매니폴드 벡터(array manifold vector)는 어레이의 구조에 따른 공간 특성을 나타내며, 조향 벡터(steering vector)라고 불리기도 한다. 조향벡터는 다음과 같이 주어진다.

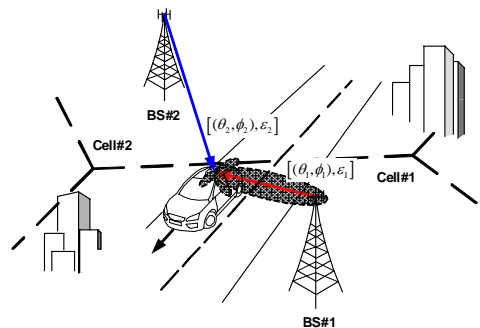


그림 1. 등간격 원형 어레이를 갖는 이동릴레이의 예

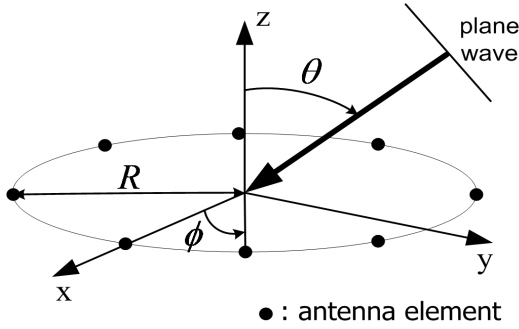


그림 2. 등간격 원형 어레이의 구조

$$\mathbf{A}_\kappa = \left[e^{-j\kappa^T \mathbf{p}_0}, e^{-j\kappa^T \mathbf{p}_1}, \dots, e^{-j\kappa^T \mathbf{p}_{L-1}} \right]^T \quad (1)$$

여기에서 L 은 안테나 수를 나타내고, T 는 행렬 전치(transposition)를 나타낸다. κ 와 \mathbf{p}_l 은 각각 수신되는 평면파에 대한 파수(wavenumber)와 l 번째 안테나의 위치 벡터(position vector)를 나타낸다. 입사각 정보 $[\theta, \phi]$ 를 갖는 평면파의 파수를 나타내면 다음과 같다.

$$\kappa = -\frac{2\pi}{\lambda} [\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi, \cos \theta]^T \quad (2)$$

여기에서 $\lambda (= c/f)$ 는 파장(wavelength)을 나타낸다. 또한 $[R, \phi_l]$ 에 위치하는 l 번째 안테나의 위치벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{p}_l = R [\cos \phi_l, \sin \phi_l, 0]^T \quad (3)$$

식 (2)와 식 (3)을 이용하여 UCA의 조향벡터와 조향값은 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{A} = [A_0, A_1, \dots, A_{L-1}]^T \quad (4)$$

$$A_l = \exp\{-j\gamma R \sin \theta \cos(\phi - 2\pi l / L)\}$$

여기에서 $R = Ld / 2\pi$, $\gamma = 2\pi / \lambda$ 이고, d 는 안테나 사이의 간격을 나타낸다. 본 논문에서 안테나 사이의 간격은 0.5λ 이하로 가정한다.

B 개의 인접 기지국을 고려할 때, UCA의 l 번째 안테나에 수신되는 시간영역 OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_l(n) = \sum_{b=0}^{B-1} x_l^b(n) A_l^b e^{j2\pi\alpha_b n / N} + w_l(n) \quad (5)$$

여기에서 B 와 α_b , N 은 각각 기지국의 수, 부채널 간격 Δf 로 정규화된 b 번째 기지국 신호의 CFO, FFT 크기를 나타낸다. $A_l^b = \exp\{j\gamma R \sin \theta_b \cos(\phi_b - 2\pi l / L)\}$ 은 l 번째 안테나에 수신된 b 번째 기지국의 조향값이다. 또한 $w_l(n)$ 은 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 백색가우시안 잡음(AWGN)을 나타낸다. 여기서 CFO가 없는 경우의 수신 신호 $x_l^b(n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_l^b(n) = \sum_{p=0}^{P-1} h_l^b(p) s^b(n-p) \quad (6)$$

여기에서 $s^b(n)$ 은 b 번째 기지국에서 전송한 프리앰블 신호를 나타내고, $h_l^b(p)$ 는 b 번째 기지국과 l 번째 안테나 사이의 p 번째 다중경로 채널을 나타낸다. 그리고 P 는 다중경로 채널 수를 나타낸다. 프리앰블 신호는 주파수 영역에서 G 만큼 간격으로 부채널에 할당하면 시간영역에서는 G 번 반복되는 신호를 얻을 수 있다. 프리앰블 신호는 주파수 영역에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S^b(k) = \begin{cases} \sqrt{GD^b(k/G)} & \text{if } \text{mod}(k, G) = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

여기에서 mod 는 모듈로 연산을 나타내며, $D^b(k)$ 은 k 번째 부반송파에 실리는 데이터 심볼을 나타내며, 프리앰블 신호는 1로 정규화되어 전송한다. 즉,

$$E \left[|S^b(k)|^2 \right] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |S^b(k)|^2 = 1$$

III. 등간격 원형 어레이를 갖는 OFDM 기반의 이동 릴레이를 위한 반송파 주파수 옵셋 및 2-D 입사각 추정 기법

CFO는 단말과 기지국 사이의 오실레이터 차이 또는 상대적 이동속도 차이에 의해 발생하며, CFO는 ICI, 신호의 크기감소, 위상회전을 발생시켜 수신 성능을 감소시킨다. 따라서 시스템의 성능을 향상시키기 위해서는 이러한 CFO를 보상해야 한다. 또한 UCA를 갖는 이동 릴레이에 빔형성 기법을 적용하기 위해서는 각 기지국의 입사각을 추정해야 한다. 본 장에서는 UCA를 갖는 이동 릴레이에서 기존의 CFO 추정 기법^[10]에 대해 설명하고, 제안된 반송파 주파수 옵셋 추정

및 보상, 입사각 추정 기법 (기법 1과 기법 2)에 대해 설명한다.

UCA를 갖는 이동 릴레이에 수신되는 G 번 반복되는 프리엠블 신호 (식 (7))의 자기상관을 이용한 기존의 CFO 추정 기법은 다음과 같이 나타낼 수 있다¹⁰⁾.

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon} &= \frac{G}{2\pi} \text{Angle} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-N/G-1} y_l^*(n+N/G) y_l(n) \right\} \\ &= \frac{G}{2\pi} \text{Angle} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-N/G-1} \left(\sum_{b=0}^{B-1} x_l^b(n) A_l^b e^{j2\pi\alpha_b n/N} + w_l(n) \right)^* \right. \\ &\quad \left. \times \left(\sum_{b=0}^{B-1} x_l^b(n) A_l^b e^{j2\pi\alpha_b n/N} + w_l(n) \right) \right\} \quad (8) \\ &= \frac{G}{2\pi} \text{Angle} \left\{ \alpha_0 e^{j2\pi\alpha_0/G} + \alpha_1 e^{j2\pi\alpha_1/G} + \dots + \alpha_{B-1} e^{j2\pi\alpha_{B-1}/G} \right\} \\ &= \frac{G}{2\pi} \text{Angle} \left\{ B\alpha \sum_{b=0}^{B-1} e^{j2\pi\alpha_b/G} \right\} \\ &\quad \text{if } \alpha = \alpha_b \\ &\quad \forall b \in \{0, 1, \dots, B-1\} \end{aligned}$$

여기에서 $\alpha_b = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-N/G-1} |x_l^b(n)|$ 을 나타낸다. 식 (8)을 통해 기존의 CFO 추정 기법은 크기가 같은 두 신호가 수신되는 경우 ($\alpha_0 = \alpha_1$)에 두 신호가 갖는 CFO (α_0, α_1)의 평균 CFO $\hat{\varepsilon}$ 를 추정하는 것을 알 수 있다. 따라서 추정된 CFO는 큰 추정 오차를 가지며, 이 CFO로 수신 신호를 보상하는 경우에 큰 성능 저하가 발생한다.

기법 1은 입사각을 추정한 후에 추정된 방향으로 빔을 형성하고, 빔형성된 신호로부터 CFO를 추정한다. 기법 1에서 입사각을 추정하는 방법은 기존의 입사각 추정기법인 지연합 (delay and sum), MVDR (Minimum Variance Distortionless Response), MUSIC (Multiple Signal Classification) 기법^{6,7)} 등을 적용할 수 있다. 그리고 추정된 입사각을 이용하여 빔을 형성할 때 기존의 빔형성 기법인 Null-steering 기법, MVDR 기법 등을 이용할 수 있다. CFO는 빔 형성된 프리엠블 신호의 자기상관을 계산하여 추정한다. 위의 과정들을 통해서 추정된 입사각과 CFO를 서로 일치시킬 수 있다. 다음은 기법 1의 입사각 추정식을 나타내며, 각각 지연합, MVDR 기법을 사용한 경우이다^{6,7)}.

$$\begin{aligned} \left[\hat{\theta}, \hat{\phi} \right]_{\text{delay \& sum}} &= \arg \max_{\theta, \phi} \mathbf{A}^H(\theta, \phi) \mathbf{R}_{yy} \mathbf{A}(\theta, \phi) \\ \left[\hat{\theta}, \hat{\phi} \right]_{\text{MVDR}} &= \arg \max_{\theta, \phi} \frac{1}{\mathbf{A}^H(\theta, \phi) \mathbf{R}_{yy}^{-1} \mathbf{A}(\theta, \phi)} \quad (9) \end{aligned}$$

여기에서 $\mathbf{R}_{yy} = E\{y_l(n)y_l^H(n)\} \in \mathbb{C}^{L \times L}$ 은 UCA에 수신되는 수신신호의 자기상관 행렬을 나타내며, 입사각은 전방향 ($90^\circ \times 360^\circ$)에 대한 탐색을 통해 추정된다. b 개의 입사신호가 있는 경우 식 (9)에서 입사각 추정은 b 개의 최고치(peak)에 해당하는 입사각을 선택하면 된다.

추정된 입사각을 이용하여 b 번째 지지국 방향으로 빔을 형성할 경우에 수신신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\tilde{y}_b = \mathbf{w}_b^H \mathbf{y} \quad (10)$$

여기에서 $\mathbf{w}_b \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 는 b 번째 지지국 신호에 대한 빔형성 가중치를 나타내며, Null-steering 기법, MVDR 기법 등을 이용하여 구할 수 있다. 식 (10)의 빔형성된 신호 \tilde{y}_b 는 b 번째 지지국 신호를 제외한 간섭신호가 제거되기 때문에 빔형성된 신호로부터 간섭신호의 영향없이 b 번째 지지국의 CFO를 추정할 수 있다.

CFO는 G 번 반복되는 빔형성된 프리엠블 신호를 이용하여 다음과 같이 추정할 수 있다^{4,5)}.

$$\hat{\varepsilon}_b = \frac{G}{2\pi} \text{Angle} \left\{ \sum_{n=0}^{N-N/G-1} \tilde{y}_b^*(n+N/G) \tilde{y}_b(n) \right\} \quad (11)$$

여기에서 $\hat{\varepsilon}_b$ 는 b 번째 지지국의 CFO 추정값을 나타낸다. 기법 1은 입사각 추정시 전방향에 대한 입사각 탐색과정을 거쳐야 하기 때문에 높은 연산 복잡도를 갖는다.

기법 2는 CFO를 추정한 후에 CFO 도메인에서 간섭신호를 제거한다. 그리고 간섭신호가 제거된 신호로부터 UCA의 고유한 특성을 이용하여 전방향에 대한 탐색없이 입사각을 추정할 수 있다. 따라서 기법 1에 비해 낮은 연산 복잡도를 갖는다. 식 (7)과 같이 반복되는 구조를 갖는 프리엠블 신호가 송신된 경우에 l 번째 안테나에 수신되는 신호는 하나의 OFDM 심볼 안에서 다음과 같이 벡터 형태로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}_l(m) = \mathbf{E} \mathbf{x}_l(m) + \mathbf{w}_l(m), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (12)$$

여기에서

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(m) &= [y_i(m), y_i(M+m), \dots, y_i((G-1)M+m)]^T \\ \mathbf{E} &= [\mathbf{e}_0, \mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_{B-1}] \\ \mathbf{x}_i(m) &= [x_i^0(m)A_i^0, x_i^1(m)A_i^1, \dots, x_i^{B-1}(m)A_i^{B-1}]^T \end{aligned}$$

여기에서 M 은 N 이고, \mathbf{e}_b 는 CFO δ_b 에 의한 위상 회전 벡터를 나타내며, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{e}_b = [1, e^{j2\pi\delta_b/G}, \dots, e^{j2\pi\delta_b(G-1)/G}]^T$$

반복 특성을 갖는 프리앰블 신호는 CFO에 대한 위상 회전 영향이 회전 불변 특성(rotational invariance)을 갖는다. 이를 이용하여 식 (9)의 수신 신호를 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$\overline{\mathbf{y}}_i(m) = \boldsymbol{\Psi} \mathbf{x}_i(m) + \overline{\mathbf{w}}_i(m) \quad (13)$$

여기에서 $\overline{\mathbf{y}}_i(m)$ 과 $\boldsymbol{\Psi}$ 는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{\mathbf{y}}_i(m) &= \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{i,0}(m) \\ \mathbf{y}_{i,1}(m) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2(G-1) \times 1} \\ \boldsymbol{\Psi} &= \begin{bmatrix} \mathbf{E}_0 \\ \mathbf{E}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_0 \\ \mathbf{E}_0 \boldsymbol{\eta} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2(G-1) \times B} \end{aligned}$$

여기에서 $\mathbf{y}_{i,0}(m)$ 과 $\mathbf{y}_{i,1}(m)$ 은 $\mathbf{y}(m)$ 의 부분벡터이고, \mathbf{E}_0 과 \mathbf{E}_1 은 \mathbf{E} 의 부분행렬, $\boldsymbol{\eta}$ 는 CFO에 의한 위상회전을 나타내는 대각 행렬이며, 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{i,0}(m) &= [y_i(m), y_i(M+m), \dots, y_i((G-2)M+m)]^T \in \mathbb{C}^{(G-1) \times 1} \\ \mathbf{y}_{i,1}(m) &= [y_i(M+m), y_i(2M+m), \dots, y_i((G-1)M+m)]^T \in \mathbb{C}^{(G-1) \times 1} \\ \mathbf{E}_0 &= [\mathbf{e}_{0,0}, \mathbf{e}_{1,0}, \dots, \mathbf{e}_{B-1,0}] \in \mathbb{C}^{(G-1) \times B} \\ \mathbf{E}_1 &= [\mathbf{e}_{0,1}, \mathbf{e}_{1,1}, \dots, \mathbf{e}_{B-1,1}] \in \mathbb{C}^{(G-1) \times B} \\ \mathbf{e}_{b,0} &= [1, e^{j2\pi\delta_b/G}, \dots, e^{j2\pi\delta_b(G-2)/G}]^T \in \mathbb{C}^{(G-1) \times 1} \\ \mathbf{e}_{b,1} &= [e^{j2\pi\delta_b/G}, e^{j2\pi\delta_b 2/G}, \dots, e^{j2\pi\delta_b(G-1)/G}]^T \in \mathbb{C}^{(G-1) \times 1} \\ \boldsymbol{\eta} &= \text{diag}\{e^{j2\pi\delta_0/G}, e^{j2\pi\delta_1/G}, \dots, e^{j2\pi\delta_{B-1}/G}\} \in \mathbb{C}^{B \times B} \end{aligned}$$

식 (13)으로부터 공분산 행렬 \mathbf{R}_i 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_i &= E\{\overline{\mathbf{y}}_i(m)\overline{\mathbf{y}}_i(m)^H\} = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \overline{\mathbf{y}}_i(m)\overline{\mathbf{y}}_i(m)^H \\ &= \boldsymbol{\Psi} \mathbf{R}_x \boldsymbol{\Psi}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (14)$$

여기에서 $\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{x}_i(m)\mathbf{x}_i(m)^H\}$. 공분산 행렬 \mathbf{R}_i 를 고유 분해하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{R}_i = \mathbf{V} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (15)$$

여기에서 $\mathbf{V} = [\mathbf{V}_s, \mathbf{V}_N] \in \mathbb{C}^{2(G-1) \times 2(G-1)}$ 는 고유벡터로 B 개의 가장 큰 고유값에 해당하는 신호 부공간 $\mathbf{V}_s \in \mathbb{C}^{2(G-1) \times B}$ 과 $2(G-1)-B$ 개의 가장 작은 고유값에 해당하는 잡음 부공간 $\mathbf{V}_N \in \mathbb{C}^{2(G-1) \times (2(G-1)-B)}$ 으로 분해할 수 있다. $\boldsymbol{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{2(G-1)-1}\}$ 은 대각행렬로 각 대각 성분에는 고유값을 갖고 있으며, 각 고유값은 $\lambda_0 > \lambda_1 > \dots > \lambda_{2(G-1)-1}$ 의 특징을 갖는다. 신호 부공간은 $\text{Range}\{\mathbf{V}_s\} = \text{Range}\{\boldsymbol{\Psi}\}$ 을 만족하기 때문에, $\mathbf{V}_s = \boldsymbol{\Psi} \mathbf{T}$ 를 만족하는 유일한 비특이 행렬 \mathbf{T} 가 존재한다. 신호 부공간 \mathbf{V}_s 는 다음과 같이 분해할 수 있다.

$$\mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{s,0} \\ \mathbf{V}_{s,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_0 \mathbf{T} \\ \mathbf{E}_1 \mathbf{T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_0 \mathbf{T} \\ \mathbf{E}_0 \boldsymbol{\eta} \mathbf{T} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$\mathbf{V}_{s,0}$ 와 $\mathbf{V}_{s,1}$ 는 열 공간을 공유하고 있기 때문에 rank는 B 가 되며, 다음을 만족하는 유일한 행렬 $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_0 \ \mathbf{F}_1]$ 가 존재한다는 것을 의미한다.

$$\mathbf{V}_s \mathbf{F} = \mathbf{V}_{s,0} \mathbf{F}_0 + \mathbf{V}_{s,1} \mathbf{F}_1 = \mathbf{E}_0 \mathbf{T} \mathbf{F}_0 + \mathbf{E}_0 \boldsymbol{\eta} \mathbf{T} \mathbf{F}_1 = \mathbf{0} \quad (17)$$

식 (17)에서 \mathbf{E}_0 가 full rank이므로, $\boldsymbol{\zeta} = -\mathbf{F}_0 \mathbf{F}_1^{-1}$ 이라고 하면, 식 (17)은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\mathbf{T} \boldsymbol{\zeta} = \boldsymbol{\eta} \mathbf{T} \quad (18)$$

식 (18)을 통해서 $\boldsymbol{\zeta}$ 의 고유치들은 $\boldsymbol{\eta}$ 의 대각 성분들과 같아야 하며, \mathbf{T} 의 열들은 $\boldsymbol{\zeta}$ 의 고유벡터임을 알 수 있다. 따라서 $\boldsymbol{\zeta}$ 의 고유치를 구하면 CFO 값을 추정할 수 있다. $\boldsymbol{\zeta}$ 는 LS 기준을 적용하여 구할 수 있다.

$$\boldsymbol{\zeta} = (\mathbf{V}_{s,0})^\dagger \mathbf{V}_{s,1} = (\mathbf{V}_{s,0}^H \mathbf{V}_{s,0})^{-1} \mathbf{V}_{s,0}^H \mathbf{V}_{s,1} \quad (19)$$

$\boldsymbol{\zeta}$ 의 고유값들로부터 b 번째 기지국의 CFO는 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\varepsilon}_b = \frac{\text{Angle}(\zeta_b)G}{2\pi} \quad (20)$$

여기에서 ζ_b 는 ζ 의 b 번째 고유치를 나타낸다.

UCA의 입사각 추정은 추정된 CFO를 이용하여 b 번째 기지국 신호 외에 다른 신호를 제거한 후에 수행 된다. 추정된 CFO를 이용한 간섭제거 가중치는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{W}(b) = \hat{\mathbf{E}}^\dagger \mathbf{O}(b) \quad (21)$$

여기에서 $\hat{\mathbf{E}} = [\hat{\mathbf{e}}_0, \hat{\mathbf{e}}_1, \dots, \hat{\mathbf{e}}_{B-1}]^T \in \mathbb{C}^{B \times G}$ 이고,

$$\hat{\mathbf{e}}_b = \left[\exp(j2\pi\hat{\epsilon}_b / G), \dots, \exp(j2\pi\hat{\epsilon}_b(G-1) / G) \right]^T \in \mathbb{C}^{G \times 1}$$

이다. 그리고 $\mathbf{O}(b) \in \mathbb{C}^{B \times 1}$ 는 b 번째 요소만 1이고 나머지는 0인 벡터를 나타낸다. 따라서 b 번째 기지국 신호에 대한 입사각 추정을 위해서 식 (21)의 가중치를 수신신호 벡터 $\mathbf{y}_l(m)$ 에 곱하면 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{y}}_l^b(m) = (\mathbf{W}(b))^T \mathbf{y}_l(m) = x_l^b(m) A_l^b \exp(j2\pi\hat{\epsilon}_b m / N) \quad (22)$$

식 (22)로부터 수신신호에 가중치 벡터를 곱하면 b 번째 기지국 신호에 대한 정보만 남고, 다른 기지국 신호 정보는 제거됨을 알 수 있다. UCA의 입사각은 각 안테나에서 간섭 제거된 신호 사이의 위상 차이를 이용하여 추정한다. 다음은 인접안테나의 간섭 제거된 신호 사이의 위상차이 값을 나타낸다.

$$\begin{aligned} C_{l, \text{mod}(l+1, L)}^b &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \hat{\mathbf{y}}_l^b(m) \left(\hat{\mathbf{y}}_{\text{mod}(l+1, L)}^b(m) \right)^* \\ &= \left\{ \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} x_l^b(m) \left(x_{\text{mod}(l+1, L)}^b(m) \right)^* \right\} A_l^b \left(A_{\text{mod}(l+1, L)}^b \right)^* \\ &= \underbrace{\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |x_l^b(m)|^2}_{\text{power}} \underbrace{A_l^b \left(A_{\text{mod}(l+1, L)}^b \right)^*}_{\text{phase}} \end{aligned} \quad (23)$$

식 (23)으로부터 Angle 함수를 이용하여 다음과 같은 위상 정보를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{Angle}\{C_{l, \text{mod}(l+1, L)}^b\} &= \gamma R \sin \theta_b \{ \cos(\phi_b - 2\pi l / L) - \cos(\phi_b - 2\pi(l+1) / L) \} \\ &= \gamma R \sin \theta_b \left[\cos \phi_b \{ \cos(2\pi l / L) - \cos(2\pi(l+1) / L) \} \right. \\ &\quad \left. + \sin \phi_b \{ \sin(2\pi l / L) - \sin(2\pi(l+1) / L) \} \right] \end{aligned} \quad (24)$$

Angle 함수는 2π 를 주기로 반복되기 때문에 입력 값이 주기보다 큰 경우 ambiguity 문제가 발생한다. 하지만 $d \leq 0.5\lambda$ 인 경우에 $\gamma R \sin \theta_b \{ \cos(\phi_b - 2\pi l / L) - \cos(\phi_b - 2\pi(l+1) / L) \}$ 은 항상 $[-\pi, \pi]$ 의 범위를 만족하기 때문에 Angle 함수를 이용할 때 발생하는 ambiguity는 발생하지 않는다. 식 (22)와 식 (23)을 이용하여 위상 정보 행렬 \mathbf{C}^b 를 구성하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{C}^b &= \left[\text{Angle}\{C_{0,1}^b\}, \text{Angle}\{C_{1,2}^b\}, \dots, \text{Angle}\{C_{L-1,0}^b\} \right]^T / (2\pi R) \\ &= \begin{bmatrix} 1 - \cos(\frac{2\pi}{L}) & \sin(\frac{2\pi}{L}) \\ \cos(\frac{2\pi}{L}) - \cos(\frac{4\pi}{L}) & \sin(\frac{2\pi}{L}) - \sin(\frac{4\pi}{L}) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\frac{2\pi(L-1)}{L}) - 1 & \sin(\frac{2\pi(L-1)}{L}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \theta_b \cos \phi_b \\ \sin \theta_b \sin \phi_b \end{bmatrix} \\ &= \Psi \begin{bmatrix} \sin \theta_b \cos \phi_b \\ \sin \theta_b \sin \phi_b \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (25)$$

식 (25)에 LS 기준을 적용하면, 다음과 같은 입사각 정보를 도출할 수 있다.

$$\Psi^\dagger \mathbf{C}^b = \begin{bmatrix} \sin \theta_b \cos \phi_b \\ \sin \theta_b \sin \phi_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_b \\ \mu_b \end{bmatrix} \quad (26)$$

이를 이용하여 b 번째 기지국의 고도각 $\hat{\theta}_b$ 과 방위각 $\hat{\phi}_b$ 은 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_b, \hat{\phi}_b \end{bmatrix} = \begin{cases} \left[\sin^{-1} \left\{ \sqrt{\rho_b^2 + \mu_b^2} \right\}, \tan^{-1} \left\{ \frac{\mu_b}{\rho_b} \right\} \right] & \text{when } \sin^{-1} \left[\frac{\cos \hat{\phi}_b}{\sin \hat{\phi}_b} \right] \Psi^\dagger \mathbf{C}^b < 0 \\ \left[\sin^{-1} \left\{ \sqrt{\rho_b^2 + \mu_b^2} \right\}, \tan^{-1} \left\{ \frac{\mu_b}{\rho_b} \right\} + \pi \right] & \text{when } \sin^{-1} \left[\frac{\cos \hat{\phi}_b}{\sin \hat{\phi}_b} \right] \Psi^\dagger \mathbf{C}^b \geq 0 \end{cases} \quad (27)$$

상기 설명한 바와 같이 b 번째 기지국의 CFO와 입사각은 식 (20)과 식 (27)을 이용하여 추정된다.

IV. 모의실험

본 장에서는 등간격 원형 어레이를 갖는 수신기에 서 반송파 주파수 오프셋의 추정 및 보상 기법, 입사각 추정 기법의 성능을 분석한다. 표 1은 모의실험 파라미터를 나타내며, 기본적인 모의실험 파라미터는 mobile WiMAX (or WiBro)의 파라미터를 사용하였다. 여기에서 등간격 원형 어레이를 갖는 단말은 두 셀 사이에 위치하고 있고, 두 신호의 크기는 같다고 가정한다.

표 1. 모의실험 파라미터

Carrier frequency	2.3GHz
Bandwidth	10MHz
FFT size	1024
CP length	128
AoA (BS 1, BS 2)	[80o, 45o], [80o, 210o]
CFO (BS 1, BS 2)	-0.4, 0.2
No.of antenna elements	8
Antenna spacing	0.5λ
Channel model	ITU-pedestrian A

그림 3은 프리앰블 신호의 반복 횟수에 따른 기존 (conventional) 기법^[4,5], 기법 1, 기법 2의 CFO 추정성능을 비교하여 나타낸다. 기존 기법은 프리앰블 신호의 반복 특성을 이용하여 자기상관을 취하는 기법으로, 두 수신 신호의 크기가 같은 경우 두 신호의 CFO의 평균값을 추정한다. 따라서 기법 1과 기법 2

의 추정 성능에 비해 낮은 추정 성능을 가지며, 약 10⁻¹에서 오차 마루 (error floor)가 발생한다. 기법 1과 기법 2의 MSE (Mean Square Error)는 신호 대 간섭비 (SNR: Signal to Noise Ratio)가 증가할수록 점차 낮아진다. 기법 1은 빔형성을 통해 간섭 신호를 제거한 후에 CFO를 추정하기 때문에 일반적인 기법에 비해 높은 추정성능을 갖는다. 하지만 프리앰블 신호의 반복 횟수가 증가하면, CFO 추정시 사용되는 샘플 수가 감소하기 때문에 추정성능이 점차 낮아진다. 기법 2는 반복패턴을 갖는 프리앰블 신호의 회전불변특성을 이용하여 각 CFO를 추정하며, 기법 1과 마찬가지로 일반적인 기법에 비해 높은 추정성능을 갖는다. 그리고 기법 2의 경우 반복 횟수가 4에서 8로 증가하면 잡음 평균 (noise average) 효과 때문에 CFO 추정 성능이 향상된다. 하지만 반복 횟수가 16과 32로 증가하면 CFO 추정 성능이 감소하는데, 이는 잡음 평균 효과로 인한 성능 향상보다 CFO를 추정할 때 사용되

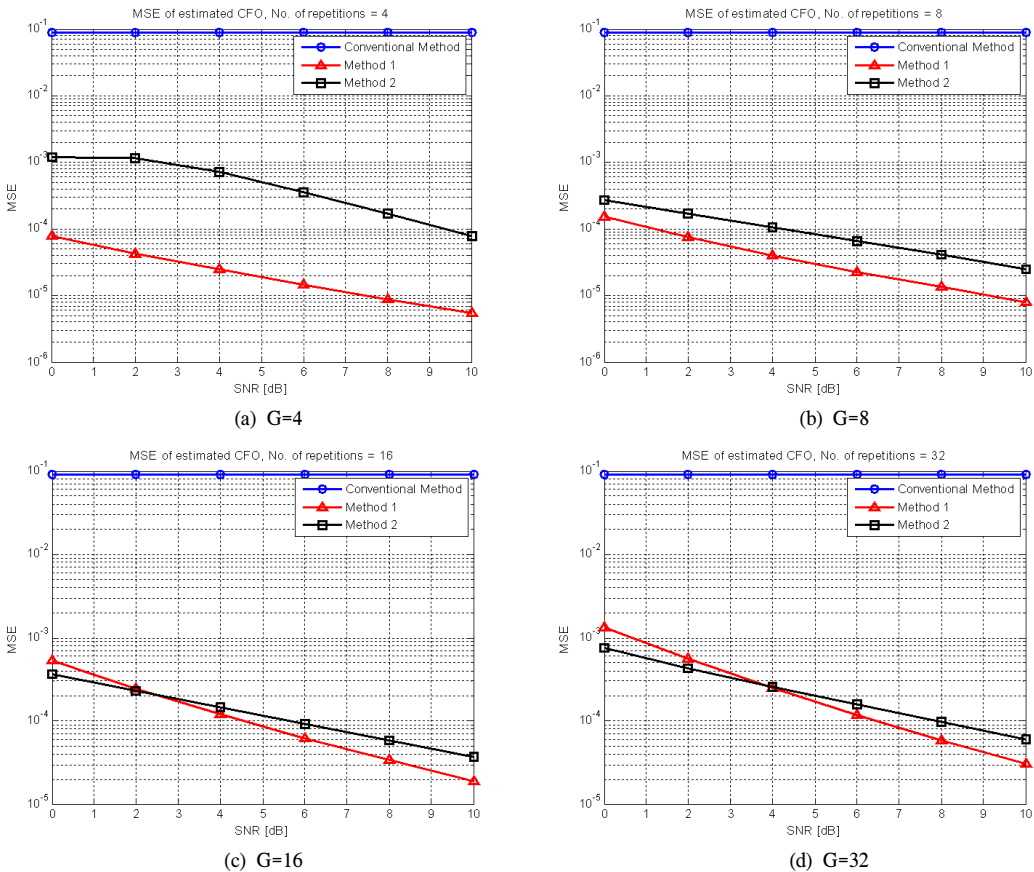
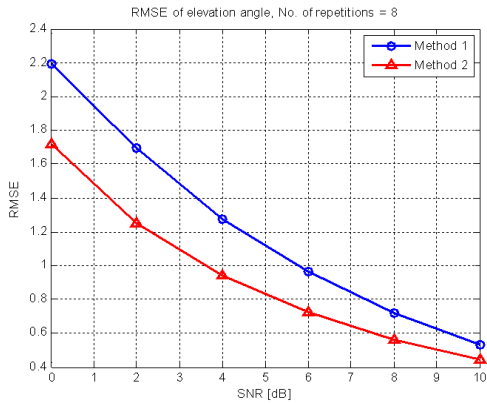


그림 3. CFO 추정 성능

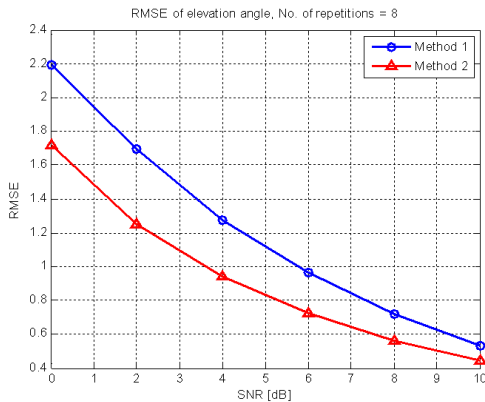
는 샘플 수 감소로 인한 성능 저하의 영향이 증가하기 때문에 발생한다. 반복 횟수가 8이하인 경우에는 기법 1의 CFO 추정 성능이 기법 2의 CFO 추정 성능보다 높지만, 반복 횟수가 16이상인 경우에는 낮은 SNR 환경 (약 3~4dB 이하)에서 기법 2의 CFO 추정 성능이 기법 1의 CFO 추정 성능보다 높은 경우가 발생한다.

그림 4는 기법 1과 기법 2의 입사각 추정성능을 비교하여 나타내며, 그림 4(a)와 4(b)는 각각 고도각 측정 성능과 방위각 측정 성능을 나타낸다. 여기에서 프리앰블 신호의 반복 횟수는 8을 가정한다. 그리고 기법 1에서 사용한 입사각 추정 기법과 빔형성 기법은 MVDR 기법을 사용했다. 그림 4를 통해서 두 기법은 SNR이 증가할수록 입사각 추정성능이 향상되고, 모든 SNR 상황에서 기법 2의 RMSE (Root Mean Square Error)가 기법 1의 RMSE보다 낮음을 알 수 있다.

그림 5는 SNR이 10dB이고, 두 수신 신호의 크기가 같은 경우 기법 1의 3차원 공간에서의 입사각 탐색



(a) Elevation angle



(b) Azimuth angle

그림 4. 입사각 추정 성능

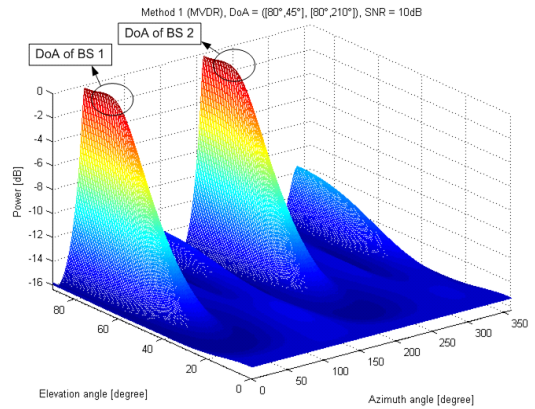


그림 5. 기법 1의 입사각 추정 성능

표 2. 복잡도 비교

	Complexity	Example
Conventional Method	$L^3 + 129600(L^2 + L) + N\{2L + (L^2 + L)/2\}$	9,384,960
Method 1	$L^3 + 129600(L^2 + L) + L(2D + 6) + N\{2L + (L^2 + L)/2 + 4LB + 2B - 2B/G\}$	9,453,680
Method 2	$L^3 + G^3 + 2B^2(4G - 1) + 4LB(N + 4) + NL(2 + (G + 1)/L)$	87,992

성능을 나타낸다. 여기에서 입사각 추정을 위한 기법으로는 MVDR 기법을 사용하였다. 두 기지국 신호의 크기가 동일하다고 가정했기 때문에 두 기지국의 입사방향에서 최대값이 나타남을 알 수 있고, 이 방향을 각 기지국의 입사각으로 선택하여, 빔형성 정보로 사용한다.

표 2는 기존 기법과 기법 1, 기법 2의 복잡도를 비교하여 보여준다. 여기에서 L 은 안테나 개수, N 은 프리앰블의 샘플 수, B 는 인접 기지국 수, G 는 프리앰블의 반복 횟수, D 는 나뉠셈의 복잡도를 나타낸다. 그리고 기존 기법과 기법 1에서 입사각 추정 시 입사각 추정 간격은 1° 로 설정하였다. 기법 2는 Angle 함수를 이용하여 바로 입사각을 추정하기 때문에 전방향에 대한 탐색을 필요로 하는 기존 기법과 기법 1에 비해 낮은 연산 복잡도를 갖는다. 그리고 각 기법의 비교를 위해 L, N, B, G, D 가 각각 8, 1024, 2, 4, 4인 경우를 가정하면 기법 2는 기존 기법과 기법 1의 복잡도에 비해 약 1%의 복잡도를 갖는다.

V. 결론

본 논문에서는 등간격 원형 어레이를 갖는 OFDM

기반의 이동 릴레이를 위한 반송파 주파수 옵셋과 입사각 추정 기법을 제안하였으며, 기존 기법과 기법 1, 기법 2의 성능을 비교하였다. 기존 기법은 CFO 추정 시 수신 신호의 자기상관을 이용하기 때문에 큰 추정 오차를 갖는다. 따라서 추정된 CFO로 수신신호를 보상하는 경우에 성능 저하가 발생한다. 기법 1은 UCA에 입사되는 신호로부터 입사각을 추정하고, 추정된 입사각 방향으로 빔을 형성한 후에, 빔형성된 신호로부터 각 입사각에 해당하는 CFO를 추정한다. 기법 2는 반복 특성을 갖는 프리앰블 신호로부터 CFO를 추정하고, 추정된 CFO를 이용하여 간섭 신호를 제거한 후에 각 CFO에 해당하는 입사각을 추정한다. 기존 기법과 기법 1은 입사각 추정시 전방향에 대한 탐색이 필요하기 때문에 기법 2에 비해 높은 연산 복잡도를 갖는다. 하지만 기법 1은 빔형성을 통해 간섭신호를 제거하고 CFO를 추정하기 때문에 기법 2에 비해 향상된 CFO 추정 성능을 가진다.

참 고 문 헌

[1] K. Zheng, L. Huang, G. Li, H. Cao, W. Wang, and M. Dohler, "Beyond 3G Evolution," *IEEE Vehicular Tech. Mag.*, Vol.3, No.2, pp.30-36, June 2008.

[2] S.W. Peter and R.W. Heath Jr., "The Future of WiMAX: Multihop Relaying with IEEE 802.16j," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.47, No.1, pp.104-111, Jan. 2009.

[3] R. Pabst et al., "A Relay-based Deployment Concepts for Wireless and Mobile Broadband Radio," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.42, No.9, pp.80-89, Sep. 2004.

[4] F. Daffara and O. Adami, "A new frequency detector for orthogonal multi-carrier transmission techniques," *IEEE VTC'95.*, pp.804-809, July 1995.

[5] G.L. Stiiber, J.R. Barry, S.W. Mclaughlin, Y Li, M.A. Ingram and T.G.Pratt, "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications," *IEEE Proc.*, Vol.92, No.2, Feb. 2004.

[6] L. C. Godara, *Smart Antennas*, CRC Press, 2004.

[7] H.L.V. Trees, *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*, Wiley-Interscience, 2002.

[8] Y.H. Ko and Y.S. Cho, "Joint Methods of Cell Searching and DoA Estimation for a Mobile Relay Station with Multiple Antennas," *GLOBECOM*, Dec. 2008.

[9] K. Wu, W. Fang, and J. Chen, "Joint DOA-Frequency Offset Estimation and Data Detection in Uplink MIMO-OFDM Networks with SDMA Techniques," *IEEE VTC'06*, pp.2977-2981, May 2006.

[10] W.Y. Yang, Y.S. Cho, W.G. Jeon, J.W. Lee, J.K. Kim, J.H. Paik, M.H. Lee, K.I. Lee, K.W. Park, and K.S. Woo, *MATLAB/Simulink for Digital Communication*, A-JIN, 2009.

고요한 (Yo Han Ko)



정회원
2005년 2월 중앙대학교 전자전기공학부(공학사)
2007년 2월 중앙대학교 전자전기공학부(공학석사)
2007년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 디지털통신, OFDM, MIMO, MMR 시스템

조용수 (Young Soo Cho)



종신회원
1984년 2월 중앙대학교 전자공학(학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공학(석사)
1991년 2월 The University of Texas at Austin(공학박사)
1992년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
2003년 8월~2007년 12월 TTA 휴대인터넷(와이브로) 프로젝트 그룹 무선접속 실무반 의장
<관심분야> 디지털통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-OFDM 모뎀, MMR 시스템