

선형 등간격 어레이를 갖는 이동 릴레이를 위한 셀 탐색 및 입사각 추정 기법

정희원 고요한*, 박창환*, 이승재*, 종신회원 조용수*

Cell Searching and DoA Estimation Techniques for Mobile Relay Stations with a Uniform Linear Array

Yo Han Ko*, Chang Hwan Park*, Seung Jae Lee* *Regular Members*,
Yong Soo Cho*^o *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 선형 등간격 어레이를 갖는 이동 릴레이를 위한 셀 탐색 및 입사각 추정 기법을 제안한다. 제안된 기법은 이동 릴레이에 수신되는 각 기지국 신호간에 심볼 타이밍 오프셋이 존재하는 경우에 심볼 타이밍 오프셋의 영향을 제거하여 셀 탐색 및 입사각 추정 성능을 향상시킨다. 또한 제안된 기법은 이동 릴레이가 이동함에 따라 발생하는 도플러 주파수 천이가 존재하는 경우에 입사각 추정 성능을 크게 향상시킬 수 있다. Mobile WiMAX 환경 하에서 제안된 기법의 셀 탐색 및 입사각 추정 성능과 복잡도를 모의실험을 통해 검증한다.

Key Words : Mobile Relay Station, Uniform Linear Array, DoA Estimation, Cell Searching, Symbol Timing Offset

ABSTRACT

In this paper, estimation methods of cell searching and DoA (Direction of Arrival) for mobile relay stations with a uniform linear array are proposed. The proposed methods can improve the performance of cell searching and DoA estimation by removing the effect of STOs when there exist symbol timing offsets (STOs) between the signals received from adjacent base stations. Also, the proposed methods can improve the performance of DoA estimation significantly when there exists Doppler frequency shift caused by movement of the mobile relay station. The performances and computational complexities of the proposed cell searching and DoA methods are evaluated by computer simulation under Mobile WiMAX environments.

I. 서론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 송신 신호를 다수의 직교하는 협대역 반송파로 다중화시키는 변조 방식으로써 높은 전송 효율과 다중경로 채널에 강건한 특성을 갖고, 고속 푸리에

변환 (FFT: Fast Fourier Transform)을 통해 고속의 변조가 가능하기 때문에 차세대 이동통신을 위한 후보기술의 하나로 많은 연구가 이루어지고 있다. 현재는 Mobile WiMAX (또는 WiBro)와 LTE (Long Term Evolution) 규격의 전송방식으로 사용되며, 4세대 이동통신의 후보 전송방식으로 고려되고 있다^[1,2].

* 본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 IT산업원천기술개발사업의 지원[KI002084, 내장형 안테나 어레이 기반의 차세대 차량용 이동통신 시스템 기술연구과 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원(R01-2008-000-10406-0)을 받아 수행된 연구임.

* School of Electrical & Electronic Engineering, Chung-Ang University, KOREA (yscho@cau.ac.kr) (°: 교신저자)
논문번호: KICS2010-04-178, 접수일자: 2010년 4월 06일, 최종논문접수일자: 2010년 4월 27일

반면에 스마트 안테나 기법은 시스템의 전송 효율 및 전송용량을 증가시킬 수 있는 방법으로 주로 기지국 적용을 위하여 많은 연구가 이루어져왔다. 스마트 안테나 기법은 공간상에서 원하는 신호 방향으로 빔을 형성하여 수신 신호의 전력을 높이는 방법이다³⁻⁵⁾. 또한 간섭 신호 방향으로 널빔을 형성하여 간섭 신호가 수신되지 않게 하거나, 송신신호를 원하지 않는 방향으로 송신되지 않게 할 수 있다. 스마트 안테나 기법은 크게 TRB (Training Reference Beamforming)과 SRB (Spatial Reference Beamforming)로 구분할 수 있다. TRB는 훈련신호 (training signal)를 이용하여 빔형성 가중치를 추정하는 방법으로, 빔형성 가중치가 수렴하기 위해서 많은 수의 훈련신호가 필요하다. SRB는 공간 정보 (DoA: Degree of Arrival)와 수신 신호로부터 빔형성 가중치를 추정한다.

차세대 차량은 단순한 이동, 운송 수단에서 벗어나 인터넷 서비스 등이 가능한 인포테인먼트 공간으로 발전하여 이동 오피스화 될 것으로 예상된다. 따라서 차세대 차량에서는 고속, 고용량, 고신뢰도의 무선 접속이 필수적으로 요구된다. 일반 소형 단말기의 경우에는 단말의 크기 제약으로 인해 안테나 어레이의 탑재가 어려우나, 차량에서는 크기 제약이 단말에 비해 작기 때문에 안테나 어레이의 탑재가 용이하고 전력 소모에 대한 제약이 적은 장점이 있다. 이에 따라 최근 안테나 어레이를 갖는 이동 릴레이 (Mobile Relay Station)에 대한 연구가 많이 이루어지고 있다^{6,7)}. 차량과 같은 고속의 이동환경에서 채널 변화에 비해 입사각은 크게 변하지 않기 때문에 입사각 정보를 이용하는 SRB가 이동 릴레이에 주로 고려된다.

기존의 스마트 안테나를 갖는 기지국에서는 기지국에서 그 셀 내의 단말기의 입사각만 추정하여 빔형성을 해주면 되었다. 그러나 이동 릴레이에서 SRB를 사용하는 경우에는 목표 기지국으로 빔을 형성하고, 간섭 기지국 신호를 제거하기 위해서 각 기지국의 입사각을 추정해야 한다. 또한 추정된 입사각이 목표 기지국의 입사각인지, 간섭 기지국의 입사각인 구분해야 원하는 방향으로 빔형성을 할 수 있다. 만약 추정된 입사각과 기지국이 서로 일치되지 않으면 목표 기지국 신호를 수신하지 못하거나 간섭 기지국 신호를 제거하지 못할 수 있다. 일반적으로 입사각과 기지국을 일치시키기 위한 방법으로는 입사각을 추정한 후에 각 입사각으로 빔을 형성하고, 각 빔을 통해 수신된 신호로부터 기지국을 탐색(셀 탐색) 하는 방법이 있다. 하지만 이 방법은 입사각 추정의 복잡도와 각 입사각 방향으로의 빔 형성, 각 빔에 대한 셀 탐색으로 인해

복잡도가 높고 수행시간이 긴 단점이 있다. 이를 해결하기 위해 동시 추정기법이 연구되었으나⁸⁾, 이 기법에서는 심볼 타이밍 오프셋과 이동 릴레이의 이동성(도플러 주파수 천이)이 고려되지 않았다. 따라서 심볼 타이밍 오프셋이 존재하는 경우에 잘못된 셀을 선택하는 경우가 발생하여 잘못된 방향으로 빔을 형성하게 된다.

본 논문에서는 선형 등간격 어레이를 갖는 이동 릴레이를 위한 심볼 타이밍 오프셋에 강건한 셀 탐색과 입사각 추정 기법을 제안한다. 또한 도플러 주파수 천이가 발생하는 경우에 대해 추정기법의 성능을 분석한다. 제안된 기법은 기존방법에 비해 복잡도가 낮고, 수행시간이 적으며, 심볼 타이밍 오프셋에 강건한 특징을 갖는다. 제안된 기법의 성능은 모의실험을 통해 검증한다.

II. 선형 등간격 어레이를 갖는 이동 릴레이를 위한 셀 탐색 및 입사각 추정 기법

그림 1은 선형 등간격 어레이를 갖는 이동 릴레이가 셀 경계에 위치한 경우의 예를 보여준다. 이동 릴레이가 셀 경계에 위치하는 경우에 각 기지국으로부터 송신된 신호는 기지국과 이동 릴레이의 상대적인 위치 차이와 심볼 동기 오차에 의해 서로 다른 심볼 타이밍 오프셋을 갖는다. 또한 이동 릴레이가 이동함에 따라서 도플러 주파수 천이가 발생한다. 이러한 경우에 선형 등간격 어레이를 갖는 이동 릴레이에 수신되는 OFDM 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

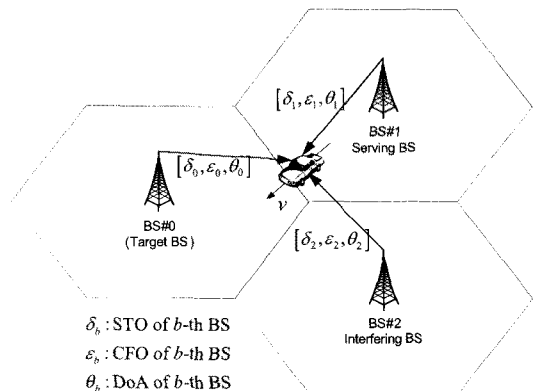


그림 1. 어레이 안테나를 갖는 이동 릴레이의 셀 환경

$$\text{where } Y_l(k) = \sum_{b=0}^{B-1} \{H_l^b(k)\beta^b(k)\eta^b\mu^b X^{c(b)}(k)A_l^b + I_l^b(k)\} + W_l(k)$$

$$\beta^b(k) = \exp(-j2\pi\delta_b k / N)$$

$$\eta^b = \frac{\sin \pi \varepsilon_b}{N \sin(\pi \varepsilon_b / N)}$$

$$\mu^b = \exp(j\pi \varepsilon_b (N-1) / N)$$

$$\varepsilon_b = f_d^b / \Delta f, (f_d^b = v f_c / c)$$

$$I_l^b(k) = \sum_{m=0}^{N-1} \left[\begin{array}{l} H_l^b(m)\beta^b(m)X^{c(b)}(m)A_l^b \\ \times \left\{ \frac{\sin \pi \varepsilon_b}{N \sin(\pi(m-k+\varepsilon_b) / N)} \right\} \\ \times \exp(j\pi \varepsilon_b (N-1) / N) \\ \times \exp(-j\pi(m-k) / N) \end{array} \right]$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

여기에서 $H_l^b(k)$ 와 $X^{c(b)}(k)$ 은 각각 k 번째 부반송파에서 b 번째 기지국과 이동 릴레이의 l 번째 안테나 사이의 채널 주파수 응답과 Cell ID $c(b)$ 를 갖는 프리엠블 신호를 나타낸다. 그리고 $A_l^b = \exp(-j2\pi d l \sin \theta_b)$ 는 선형 등간격 어레이의 조향값으로 l 번째 안테나에 수신된 b 번째 기지국 신호의 입사각 정보 θ_b 를 포함하며, d 는 안테나 간격을 나타낸다. $W_l(k)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 가산백색 가우시안 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise)을 나타내고, N 은 전체 부반송파 수를 나타낸다. $\beta^b(k)$ 는 심볼 타이밍 오프셋 δ_b 에 의해 발생하는 위상회전을 나타내고, f_d^b 와 ε_b 는 b 번째 기지국의 도플러 주파수 천이와 도플러 주파수 천이에 의해 발생하는 정규화된 주파수 오프셋을 나타낸다. 그리고 η^b 와 μ^b 는 주파수 오프셋으로 인한 크기 감소와 위상회전을 나타낸다. $I_l^b(k)$ 는 주파수 오프셋으로 인해 발생하는 l 번째 안테나의 k 번째 부반송파에서의 ICI (inter-carrier interference) 성분을 나타낸다.

Cell ID 를 갖는 번째 기지국에서 전송하는 프리엠블 신호는 다음과 같이 구성한다.

$$X^{c(b)}(k) = \begin{cases} \sqrt{G}S^{c(b)}(k/G) & \text{if } \text{mod}(k, G) = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

where

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

여기에서 $S^{c(b)}(k/G)$ 는 k 번째 부반송파에 실리는 데

이터 값을 나타내고, G 는 프리엠블 신호의 데이터 값이 실리는 부반송파 간격을 나타내며, 프리엠블 신호는 전력을 1로 정규화하여 전송된다.

일반적으로 셀 탐색은 기지국과 단말 사이에 미리 알고 있는 프리엠블 신호를 이용하여 수행된다. 프리엠블 신호는 각 기지국의 Cell ID와 일대일 대응 관계에 있기 때문에, 단말은 셀 탐색을 위해 수신 신호와 프리엠블 신호의 상호상관을 계산한 후에 이 값의 크기를 측정하여 가장 큰 값을 갖는 프리엠블 신호의 Cell ID를 선택한다. 최종적으로 단말은 선택된 Cell ID에 해당하는 기지국을 목표 기지국으로 선택한다⁹⁾. 또한 입사각 추정에는 배열 안테나에 수신되는 신호로부터 각 신호의 고유한 위상 지연(조향값)을 추정하여 수행된다³⁻⁵⁾.

먼저 심볼 타이밍 오프셋과 도플러 주파수 천이가 존재하는 경우에 셀 탐색과 입사각 추정기법 1 (direct searching)¹⁸⁾을 분석한다. 추정기법 1은 각 안테나에 들어오는 수신신호와 프리엠블 신호의 상호상관을 이용하여 셀 탐색과 입사각 추정을 수행한다. 심볼 타이밍 오프셋과 도플러 주파수 천이가 존재하는 경우에 추정기법 1에서 사용한 상호상관은 식 (1)과 식 (2)를 사용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_l^c = \frac{1}{N/G} \sum_{g=0}^{N/G-1} Y_l(Gg)(X^c(Gg))^* \quad (3)$$

$$\approx \frac{G^2 \eta^b \mu^b}{N} A_l^b \sum_{g=0}^{N/G-1} \left\{ H_l^b(Gg)\beta^b(Gg)S^{c(b)}(g)(S^c(g))^* \right\}$$

$$+ \sum_{a=0}^{B-1} \frac{G^2 \eta^a \mu^a}{N} A_l^a \sum_{g=0}^{N/G-1} \left\{ H_l^a(Gg)\beta^a(Gg)S^{c(a)}(g)(S^c(g))^* \right\} + \overline{W}_l^c$$

여기에서 P_l^c 는 l 번째 안테나의 수신신호와 Cell ID c 를 갖는 프리엠블 신호와의 상호상관값을 나타낸다. 셀 탐색 및 입사각 추정기법 1은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$[\hat{c}, \hat{\theta}] = \left[\arg \max_c \sum_{l=0}^{L-1} |P_l^c|, \sin^{-1} \left\{ \frac{1}{L-1} \sum_{l=0}^{L-2} \frac{\text{Angle}(P_{l+1}^c / P_l^c)}{-2\pi d} \right\} \right] \quad (4)$$

여기에서 \hat{c} 과 $\hat{\theta}$ 은 추정된 Cell ID와 입사각을 나타낸다. 식 (3)에서 안테나에 수신되는 신호들 중 b 번째 기지국(Cell ID $c(b)$)의 신호가 가장 크다고 가정하면, 수신 신호와 Cell ID $c(=c(b))$ 를 갖는 프리엠블 신호의 상호상관값은 b 번째 기지국의 채널 정보와 입사각 정보(조향값)가 포함되어야 한다. 하지만 심볼 타

이밍 옴셋과 도플러 주파수 천이가 존재하는 경우에 프리앰블 신호의 직교성이 파괴된다. 즉,

$$\sum_{g=0}^{N/G-1} \left\{ \beta^b(Gg) S^{c(b)}(g) (S^c(g))^* \right\} = 0, \text{ when } c(b) = c.$$

따라서 상호상관값은 $c(b) \neq c$ 인 경우에 최대값을 갖게 된다. 주파수 비선택적 채널을 가정하면 추정기법 1에서 사용한 상호상관 식 (3)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_l^c \approx \begin{cases} 0 & \text{if } c(b) = c \\ \left[\sum_{a=0}^{b-1} \frac{G^2 H_l^a \eta^a \mu^a}{N} A_l^a \right] \times \left[\sum_{a=b}^{N/G-1} \left\{ \beta^a(Gg) S^{c(a)}(g) (S^c(g))^* \right\} \right] & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

where $H_l^0(0) = H_l^0(1) = \dots = H_l^0(N-1) = H_l^0$

식 (5)를 통해서 심볼 타이밍 옴셋과 도플러 주파수 천이가 발생하는 경우에 추정기법 1의 상호상관값은 최대전력을 갖는 기지국 신호에서 최대값을 갖지 않고, 다른 Cell ID를 갖는 프리앰블 신호와의 상호상관값이 최대값이 된다. 즉, 심볼 타이밍 옴셋과 도플러 주파수 천이가 존재하는 경우에 추정기법 1에서 셀 탐색은 잘못된 기지국을 선택하고, 선택된 상호상관값으로부터 입사각을 추정한다. 따라서 입사각 추정을 통해 목표 기지국 방향을 추정할 수 없는 단점이 있다.

셀 탐색 및 입사각 추정기법 2에서는 각 기지국 신호의 전력을 측정할 수 있고, 수신 신호의 고유한 위상 지연을 갖는 인접상호상관 (inter-crosscorrelation) 을 사용한다. 선형 등간격 어레이를 갖는 이동 릴레이에서의 인접상호상관은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{P}_D^c = [P_{0,D}^c, P_{1,D}^c, \dots, P_{L-D-1,D}^c]^T \quad (6)$$

$$\text{where } P_{l,D}^c = \frac{1}{N/G-1} \sum_{g=0}^{N/G-2} \left[\begin{matrix} Y_{l,D}(Gg) (Y_l(G(g+1)))^* \\ \times [X^c(Gg)]^* X^c(G(g+1)) \end{matrix} \right]$$

$$l = 0, \dots, L-D-1,$$

$$g = 0, \dots, N/G-1,$$

$$D = 1, 2$$

여기에서 $P_{l,D}^c$ 는 l 번째 안테나의 수신신호, $l+D$ 번째 안테나의 수신신호, Cell ID c 를 갖는 프리앰블 신호 사이의 인접상호상관값을 나타낸다. 심볼 타이밍 옴셋과 도플러 주파수 천이가 발생하는 경우에 식 (6)은 식 (1)과 식 (2)를 사용하여 다음과 같이 주어진다.

$$P_{l,D}^c = \frac{G}{N/G-1} \sum_{g=0}^{N/G-2} \left\{ \left[\begin{matrix} \sqrt{G} \sum_{b=0}^{b-1} \left(H_{l+D}^b(Gg) \psi^b(Gg) S^{c(b)}(g) \right) \\ \times A_{l+D}^b + I_{l+D}^b(Gg) \\ + W_{l+D}(Gg) \end{matrix} \right] \right. \quad (7)$$

$$\left. \times \left[\begin{matrix} \sqrt{G} \sum_{b=0}^{b-1} \left(H_l^b(G(g+1)) \psi^b(G(g+1)) \right) \\ \times S^{c(b)}(g+1) A_l^b + I_l^b(G(g+1)) \\ + W_l(G(g+1)) \end{matrix} \right]^* \right.$$

$$\left. \times (S^c(g))^* S^c(g+1) \right]$$

$$\approx \begin{cases} \frac{G^3}{N-G} \sum_{g=0}^{N/G-2} H_{l+D}^b(Gg) (H_l^b(G(g+1)))^* (\eta^b)^2 \\ \times \exp(j2\pi G \delta_g / N) & \text{if } c(b) = c \\ \times \exp(-j2\pi d D \sin \theta_g / \lambda) + \overline{W_{l,D}^c} & \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

where $\psi^b(k) = \beta^b(k) \eta^b \mu^b$

여기에서 $\overline{W_{l,D}^c}$ 은 잡음 및 잔류 간섭 성분을 나타내며, 인접 안테나 사이의 간격 d 가 0.5 λ 이하이고, 채널의 RMS 지연이 OFDM 심볼 길이보다 충분히 작다고 가정한다. 따라서 인접 안테나 사이의 채널은 상관관계가 높고, 상관 대역폭 (Coherence Bandwidth) 내의 OFDM 심볼의 부반송파 사이의 채널은 높은 상관관계를 갖는다. 이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_l^b(k) = H_{l+D}^b(k), \quad H_l^b(k) = \dots = H_l^b(k + K_{\text{CBW}}) \quad (8)$$

where $K_{\text{CBW}} = \text{floor}(f_{\text{CBW}} / \Delta f)$

여기에서 f_{CBW} 는 상관 대역폭을 나타내고, $\text{floor}(x)$ 는 x 보다 작은 정수 중 가장 큰 값을 나타낸다. 식 (7)에서 $c(b) = c$ 일 때, 인접상호상관의 크기와 위상값은 b 번째 기지국의 채널 전력과 입사각 정보를 포함하고 있다. $\exp(j2\pi G \delta_g / N)$ 는 심볼 타이밍 옴셋에 의한 잔류 위상회전 성분을 나타내며, $N \gg G \delta_g$ 인 경우 심볼 타이밍 옴셋에 의한 잔류 위상회전은 거의 1이 되어 무시할 수 있다. 그리고 도플러 주파수 천이로 인해 발생하는 위상회전 μ^b 는 각 안테나에 대해 동일한 값을 갖기 때문에 인접상호상관을 수행하면 제거된다. 따라서 식 (7)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{i,D}^c \approx \begin{cases} \frac{G^3}{N-G} (\eta^b)^2 \exp(-j2\pi d D \sin \theta_b / \lambda) \\ \quad \times \sum_{g=0}^{N/G-2} |H_i^b(Gg)|^2 + \widetilde{W}_{i,D}^c & \text{if } c(b) = c \\ \exp(-j2\pi d D \sin \theta_b / \lambda) \\ \quad \times \sum_{g=0}^{N/G-2} |H_i^b(Gg)|^2 + \widetilde{W}_{i,D}^c & \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

where $\widetilde{W}_{i,D}^c = \frac{N-G}{G^3 (\eta^b)^2} \widetilde{W}_{i,D}^c$

식 (9)에서 $c(b) = c$ 일 때, 인접상호상관은 b 번째 기지국과 릴레이 사이의 채널 전력과 입사각 정보를 포함하고 있다. 이를 이용하여 셀 탐색 및 입사각 추정 기법 2를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{c} \\ \hat{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \arg \max_c \sum_{i=0}^{L-2} |P_{i,1}^c| \\ \sin^{-1} \left\{ -\text{Angle} \left(\frac{1}{L-1} \sum_{i=1}^{L-1} P_{i,1}^c \right) / 2\pi d \right\} \end{bmatrix} \quad (10)$$

식 (10)에 나타난 바와 같이 추정기법 2는 인접상호상관값의 크기와 위상 값으로부터 목표 기지국의 Cell ID와 입사각을 동시에 추정한다. 하지만 식 (7)에서 $N \gg G\delta_b$ 이 충분히 만족되지 못한 경우에는 심볼 타이밍 옵셋에 의한 잔류 위상회전 성분 $\exp(j2\pi G\delta_b / N)$ 이 완전히 제거되지 못한다. 따라서 입사각 추정 과정에서 오차를 발생시킨다. 다음은 심볼 타이밍 옵셋 때문에 발생하는 잔류 위상회전 성분에 의한 입사각 추정 오차를 나타낸다. 여기에서 분석의 편의를 위해 잡음 성분 $\widetilde{W}_{i,D}^c$ 은 무시한다.

$$\theta_c = \left| \sin^{-1} \left[\frac{\text{Angle}(\exp(j2\pi G\delta_b / N))}{-2\pi d} \right] \right| = \left| \sin^{-1} \left[-\frac{G\delta_b}{dN} \right] \right| \quad (11)$$

식 (11)로부터 G 와 심볼 타이밍 옵셋 δ_b 가 커지면 입사각 추정 오차가 증가함을 알 수 있다. 하지만 전체 부반송파 수 N 이 커지면 심볼 타이밍 옵셋에 의한 위상회전 영향이 줄어들기 때문에 입사각 추정 오차는 줄어든다. 식 (11)에 나타난 바와 같이 추정기법 2는 입사각 추정 오차가 존재하며, 심볼 타이밍 옵셋과 G, N 에 따라 입사각 추정 오차가 변한다. 하지만 셀 탐색은 인접상호상관의 크기를 이용하기 때문에 이 오차는 셀 탐색 성능에 영향을 미치지 않는다.

셀 탐색 및 입사각 추정기법 3은 두 개의 인접상호상관을 이용한다. $c(b) = c$ 일 때, 두 인접상호상관은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{i,1}^c \approx \exp(j2\pi G\delta_b / N) \exp(-j2\pi d \sin \theta_b / \lambda) \times \sum_{g=0}^{N/G-2} |H_i^b(Gg)|^2 + \widetilde{W}_{i,1}^c \quad (12)$$

$$P_{i,2}^c \approx \exp(j2\pi G\delta_b / N) \exp(-j2\pi d 2 \sin \theta_b / \lambda) \times \sum_{g=0}^{N/G-2} |H_i^b(Gg)|^2 + \widetilde{W}_{i,2}^c$$

식 (12)로부터 두 인접상호상관 $P_{i,1}^c$ 와 $P_{i,2}^c$ 에서 심볼 타이밍 옵셋에 의한 잔류 위상회전 성분은 안테나 인텍스에 독립적이므로 서로 같은 값을 갖는 것을 알 수 있다. 반면에 $P_{i,1}^c$ 와 $P_{i,2}^c$ 의 입사각 정보에 대한 위상회전 값은 두 배의 위상회전 차이가 발생함을 알 수 있다. 셀 탐색 및 입사각 추정기법 3은 $P_{i,1}^c$ 와 $P_{i,2}^c$ 의 비를 이용하여 심볼 타이밍 옵셋에 의한 위상회전 값을 제거한 후에, 입사각 추정을 수행한다. 다음은 셀 탐색 및 입사각 추정기법 3을 나타낸다.

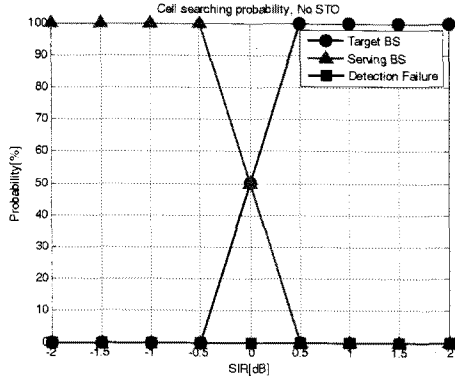
$$\begin{bmatrix} \hat{c} \\ \hat{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \arg \max_c \sum_{i=0}^{L-2} |P_{i,1}^c| \\ \sin^{-1} \left\{ -\text{Angle} \left(\frac{L-1}{L-2} \frac{\left(\sum_{i=1}^{L-2} P_{i,2}^c \right)}{\left(\sum_{i=1}^{L-1} P_{i,1}^c \right)} \right) / 2\pi d \right\} \end{bmatrix} \quad (13)$$

셀 탐색 및 입사각 추정기법 3은 추정기법 2에 비해 $P_{i,2}^c$ 를 추가로 계산해야 하기 때문에 복잡도가 증가한다. 하지만 심볼 타이밍 옵셋에 의한 입사각 추정 오차를 줄일 수 있는 장점이 있다.

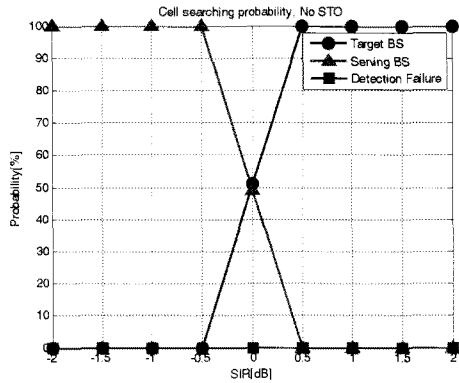
III. 모의실험

본 장에서는 선형 등간격 어레이를 갖는 이동 릴레이를 위한 셀 탐색 및 입사각 추정 기법에 대해 모의 실험한다. 기본적인 모의실험 파라미터는 mobile WiMAX (or WiBro)의 파라미터를 사용하였으며, 표 1은 모의실험 파라미터를 나타낸다. 여기서 이동 릴레이는 두 셀 사이에 위치하고 있음을 가정한다. 즉, 이동 릴레이에 수신되는 신호는 서빙 기지국 신호와 핸드오버를 위한 목표 기지국 신호만 존재한다.

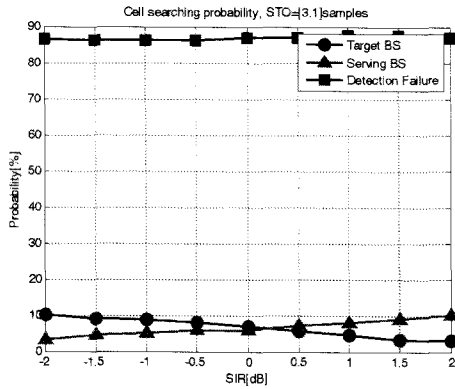
그림 2는 셀 탐색 확률을 나타내며, 추정기법 1, 추정기법 2, 추정기법 3의 셀 탐색 확률을 비교하여 나



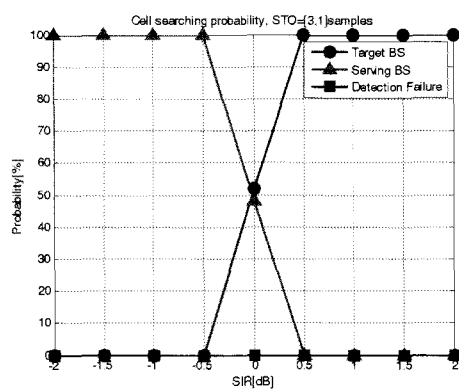
(a) 추정기법 1의 셀 탐색 확률(No STO)



(b) 추정기법 2의 셀 탐색 확률(No STO)



(c) 추정기법 1의 셀 탐색 확률(STO)



(d) 추정기법 2의 셀 탐색 확률(STO)

그림 2. 셀 탐색 및 입사각 추정기법의 셀 탐색 확률

타낸다. 추정기법 2와 추정기법 3의 셀 탐색 (식 (10) 과 식 (13))은 동일하기 때문에 여기서는 추정기법 2의 성능만 도식한다. 모의실험 시 SNR (Signal-to-Noise Ratio)은 6dB이고, 프리앰블 신호의 반복횟수는 1을 가정한다. 이 그림에서 검출 실패(detection failure)는 서빙 기지국이나 목표 기지국이 아닌 다른 Cell ID를 갖는 기지국을 선택하는 경우를 나타낸다. 그림 2(a)와 (b)는 각각 심볼 타이밍 오프셋이 없을 때 추정기법 1과 추정기법 2의 셀 탐색 확률을 나타낸다. 그림 2(a)와 (b)로부터 심볼 타이밍 오프셋이 없는 경우에 두 기법 모두 SIR (Signal-to-Interference Ratio)이 0dB를 지나 점차 증가할 수록 목표 기지국을 선택하는 확률이 증가함을 알 수 있다. 또한 검출 실패 확률은 모든 SIR 상황에서 0%임을 알 수 있다. 그림 2(c)와 (d)는 각각 심볼 타이밍 오프셋이 있을 때 추정기법 1과 추정기법 2의 셀 탐색 확률을 나타낸다. 그림 2(c)로부터 심볼 타이밍 오프셋이 존재하는 경우에 추정기법 1은 SIR이 증가하여도 목표 기지국을 정확히 선택

하지 못하는 것을 볼 수 있다. 하지만 그림 2(d)로부터 추정기법 2는 심볼 타이밍 오프셋이 존재하는 경우에도 인접상호상관의 결과 심볼 타이밍 오프셋의 영향이 제거되기 때문에 SIR이 증가할 수록 목표 기지국을 높은 확률로 선택함을 볼 수 있다.

표 2는 심볼 타이밍 오프셋과 도플러 주파수 천이가

표 1. 모의실험 파라미터

Items	Values
Carrier Frequency	2.3GHz
Bandwidth	10MHz
FFT Size	1024
Cyclic Prefix(us/sample)	12.8us/128samples
Number of BSs	2
Number of Antennas	8
Antenna Spacing	0.5λ
Channel Model	ITU-Pedestrian A
Information for serving BS	Cell ID=2, DoA=20°
Information for target BS	Cell ID=5, DoA=-50°

표 2. 속도 변화에 따른 입사각 추정 성능 비교 [RMSE]

	Velocity [km/h]					
	3	60	120	180	240	300
Method 1	37.0908	37.0340	37.1405	37.2487	37.4149	36.6605
Method 2	0.6881	0.6881	0.6887	0.6898	0.6914	0.6935
Method 3	0.4616	0.4617	0.4622	0.4630	0.4643	0.4659

존재하는 경우에 추정기법 1, 2, 3의 입사각 추정 성능을 비교하여 보여준다. 여기에서 목표 기지국과 서빙 기지국의 심볼 타이밍 옵셋은 각각 3샘플과 1샘플이고, 프리앰블 신호의 반복횟수는 1이다. 그리고 SNR과 SIR은 각각 6dB와 3dB이다. 추정기법 1은 식 (5)에 나타난 바와 같이 상호상관값을 계산할 때 직교성이 파괴되기 때문에 목표 기지국의 입사각 정보가 왜곡되어 입사각 추정 성능이 매우 저하된다. 하지만 추정기법 2와 추정기법 3은 심볼 타이밍 옵셋과 도플러 주파수 천이에 의한 위상회전을 제거할 수 있기 때문에 추정기법 1의 입사각 추정 성능보다 뛰어난 성능을 보인다. 추정기법 2와 추정기법 3은 속도가 증가하여도 RMSE (Root Mean Square Error)가 거의 변하지 않기 때문에 속도 변화에 민감하지 않다는 것을 알 수 있다. 추정기법 2와 추정기법 3을 비교하면, 추정기법 3의 RMSE가 약 0.2 작다. 이는 추정기법 3은 추정기법 2에서 발생하는 심볼 타이밍 옵셋에 의한 위상회전을 제거하기 때문이다.

그림 3은 추정기법 2와 추정기법 3의 입사각 추정 성능을 보여준다. 여기에서 목표 기지국의 심볼 타이밍 옵셋은 0부터 4샘플까지 변화시켰으며, 서빙 기지국의 심볼 타이밍 옵셋은 1샘플로 고정하였다. SNR과 SIR은 각각 6dB와 3dB로 고정하였다. 그림 3으로부터 추정기법 2의 RMSE 성능은 식 (11)에서 유도한

Analytic 결과보다 약간 저하되나, 전반적으로 유사함을 알 수 있다. 또한 추정기법 2는 식 (11)에서 분석한 것과 같이 심볼 타이밍 옵셋이 증가하면 RMSE가 점차 증가하는 것을 알 수 있다. 하지만 추정기법 3은 심볼 타이밍 옵셋에 의한 영향이 제거되기 때문에 심볼 타이밍 옵셋이 증가하여도 RMSE의 변화가 거의 없음을 알 수 있다. 심볼 타이밍 옵셋이 1샘플 이하인 경우에는 추정기법 2의 RMSE가 추정기법 3의 RMSE보다 낮다. 하지만 심볼 타이밍 옵셋이 점차 증가할수록 추정기법 3의 RMSE가 추정기법 2의 RMSE보다 높아지게 된다. 또한 프리앰블 신호의 반복횟수가 증가하면 추정기법 2와 추정기법 3의 RMSE가 점차 증가하는데, 이는 인접상호상관을 계산할 때 사용되는 샘플 수(프리앰블의 부분송파 수)가 작아지기 때문에 발생한다.

표 3은 일반적인 방법과 추정기법 1, 추정기법 2, 추정기법 3의 복잡도를 비교하여 보여준다. 여기서 'Conventional Method'는 입사각 추정과 셀 탐색을 순차적으로 수행하는 기존의 방법으로, 입사각 추정 후에 추정된 입사각 방향으로 빔을 형성하여 각 기지국 신호를 구분한다. 그리고 빔 형성된 신호로부터 셀 탐색을 수행하여 입사각과 Cell ID를 서로 일치시키는 방법이다. 여기에서 입사각 추정과 빔 형성을 위한 방법으로 각각 MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) 입사각 추정기법과 MVDR 빔형성 기법을 사용하였다³⁻⁵⁾. 표 3에서 L , B , N , N_c 는 각각 안테나 엘리먼트의 수, 인접 기지국 수, 프리앰블 신호의 부분송파 수, 후보 Cell ID 수를 나타낸다. 복잡도 비교를 위해 L , B , N , N_c 는 각각 8, 2, 284, 7인 경우를 가정하였다. 표 3으로부터 추정기법 2와 추정기법 3은 'Conventional Method'에 비해 복잡도가 약 35%~38% 감소하지만, 추정기법 1에 비해 복잡도가 약 2배~3배 증가함을 알 수 있다. 그러나 그림 2에서 설명한 바와 같이 심볼 타이밍 옵셋이 존재하는 경우에 추정기법 1은 잘못된 기지국을 선택하고, 이에 해당하는 입사각을 추정하여 큰 입사각 추정 오차를 갖게 된다. 따라서 추정기법 1은 목표 기지국 방향으로 빔을 형성할 수 없다. 반면에 추정기법 2와 추

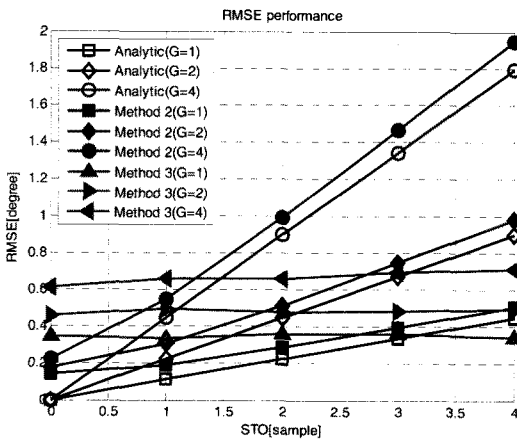


그림 3. 입사각 추정 성능

표 3. 복잡도 비교

	Complexity	Example
Conventional Method	$4L^3 + L^2(2N+360) + L(10N+360) + E[4L(N+4) + 12N_c L(N-10)]$	473,728
Method 1	$N_c L(4N+2)$	63,728
Method 2	$N_c(12N-10)(L-1)$	166,502
Method 3	$L[12N_c(N-10) + 8N - 14] - N_c(12N-10) - 16N + 28$	180,050

정기법 3은 심볼 타이밍 옵셋이 존재하는 경우에도 인접한 기지국의 셀 탐색과 입사각 추정이 동시에 가능하여 이동 릴레이에 적합하다.

IV. 결론

본 논문에서는 선형 등간격 어레이를 갖는 이동 릴레이를 위한 셀 탐색 및 입사각 추정 기법을 제안하였으며, 심볼 타이밍 옵셋과 도플러 주파수 천이가 존재하는 경우에 추정기법 1과 추정기법 2, 추정기법 3의 성능을 비교하였다. 추정기법 1은 심볼 타이밍 옵셋이 존재하는 경우에 잘못된 셀 탐색을 할 수 있으며, 큰 입사각 추정 오차를 갖는다. 추정기법 2와 추정기법 3은 심볼 타이밍 옵셋이 존재하는 경우에도 셀 탐색과 입사각 추정이 가능한 장점이 있다. 하지만 추정기법 2는 심볼 타이밍 옵셋에 의한 잔류 위상회전이 완전히 제거되지 못하는 경우에 입사각 추정 오차가 발생한다. 하지만 추정기법 3은 추가의 연산을 통해 심볼 타이밍 옵셋에 의한 잔류 위상회전을 제거하여 입사각 추정 오차를 줄일 수 있다. 또한 추정기법 2와 추정기법 3은 이동 릴레이의 속도가 증가해도 성능 열화가 크게 발생하지 않는 장점이 있다.

참고 문헌

[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] H. Sampath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg, and A. Paulraj, "A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.40, No.9, pp.143-149, Sep. 2002.

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

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

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

[6] 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.

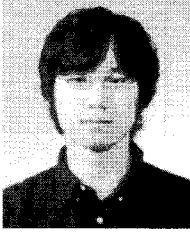
[7] S.W. Peter and R.W. Heath Jr., "The Future of WiMAX: Multihop Relaying with IEEE 802.16j," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.47, No.1, pp.104-111, Jan. 2009.

[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] Y. Tsai, G. Zhang, D. Grieco, F. Ozluturk, and X. Wang, "Cell Search in 3GPP Long Term Evolution Systems," *IEEE Vehicular Tech. Mag.*, Vol.2, No.2, pp.23-29, Jun. 2007.

고요한 (Yo Han Ko)

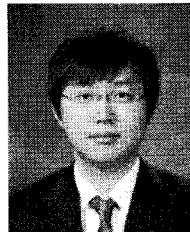
정회원



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

이승재 (Seung Jae Lee)

정회원



2009년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 공학사
2009년 3월 중앙대학교 전자전
기공학부 석사과정
<관심분야> 디지털 통신, 무선
모뎀, OFDM 모뎀

박창환 (Chang Hwan Park)

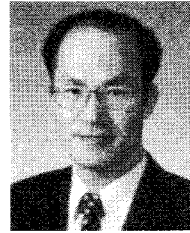
정회원



2005년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 공학사
2007년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 공학석사
2007년 3월~현재 중앙대학교
전자전기공학부 박사과정
<관심분야> 디지털 신호처리,
무선모뎀, OFDM 모뎀 설계, MMR 시스템

조용수 (Young Soo Cho)

종신회원



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