

트랜스패런트 다중 홉 릴레이를 갖는 OFDM 기반 셀룰러 시스템을 위한 채널 추정 기법

정회원 우 경 수*, 유 현 일*, 김 영 준*, 이 희 수**, 종신회원 조 용 수*

Channel Estimation Techniques for OFDM-based Cellular Systems with Transparent Multi-hop Relays

Kyung Soo Woo*, Hyun Il Yoo*, Yeong Jun Kim*, Heesoo Lee** *Regular Members*,
Yong Soo Cho* *Longlife Member*

요 약

본 논문에서는 트랜스패런트(transparent) 모바일 다중 홉 릴레이(Mobile Multi-hop Relay; MMR)를 갖는 OFDM 기반 셀룰러 시스템에서 발생하는 전파 지연(propagation delay)의 영향을 분석한다. 또한, 수율 상승(throughput enhancement; TE) 또는 상호협력 전송(cooperative transmission)을 위한 MMR을 갖는 OFDM 시스템에서 전파 지연에 대한 영향을 극복할 수 있는 LS 채널 추정 기법과 MMSE 채널 추정 기법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 채널 추정 기법은 TE MMR 시스템 또는 상호협력 MMR 시스템에서 전파 지연으로 인한 채널 추정 성능 열화 현상을 극복할 수 있다. 모의실험을 통해 MSE와 BER 측면에서 본 논문에서 제안하는 기법이 기존 기법보다 우수함을 보인다.

Key Words : Multi-hop Relays, Propagation Delay, OFDM, Channel Estimation, Cooperative Diversity

ABSTRACT

In this paper, the effect of a propagation delay resulting from the use of an OFDM-based cellular system with a transparent mobile multi-hop relay (MMR) is initially analyzed. Then, channel estimation techniques, a least square (LS) method and a minimum mean square error (MMSE) method, for the OFDM systems with throughput enhancement (TE) MMR or cooperative MMR are proposed. The proposed channel estimation techniques can overcome the performance degradation caused by the propagation delay in TE MMR or cooperative MMR systems. It is demonstrated by computer simulation that the proposed channel estimation techniques for OFDM systems with transparent MMR are superior to the conventional techniques in terms of mean square error (MSE) and bit error rate (BER).

I. 서론

모바일 다중 홉 릴레이(Mobile Multi-hop Relay; MMR) 시스템은 송신단과 수신단 사이에 분산적으

로 존재하는 한 개 또는 다수 개의 릴레이(Relay Station; RS)를 이용하여 전송 신뢰도를 높이거나 다중화 이득을 확보함으로써 대역 효율성을 극대화하기 위하여 최근 활발히 연구되고 있다^{[1][2]}. 다중

* 본 연구는 한국전자통신연구원의 지원과 21세기 프론티어 연구개발사업 유비쿼터스컴퓨팅네트워크기술개발사업의 지원으로 이루어졌습니다.

* 중앙대학교 디지털통신 연구실 (yscho@cau.ac.kr), ** 한국전자통신연구원 (ETRI)

논문번호 : KICS2007-04-168, 접수일자 : 2007년 4월 9일, 최종논문접수일자 : 2007년 7월 23일

홉 릴레이를 갖는 이동통신망의 경우에는 BS(Base Station)와 MS(Mobile Station)간에 직접 통신도 가능하지만, 셀 경계에 있거나 전파 음영지역에 있는 MS들은 Fixed RS(Fixed Relay Station; FRS)의 중계를 거쳐 BS와 통신하게 된다. 이와 같은 FRS의 중계 기능을 통해 서비스 불능 지역 또는 셀 커버리지를 확대하거나 수율을 향상시킬 수 있다^{3[4]}.

MMR 시스템은 트랜스패런트(transparent)와 난-트랜스패런트(non-transparent) 릴레이 시스템으로 구분된다. 트랜스패런트 릴레이 시스템은 RS와 연관된 MS가 MR(Multi-hop Relay)-BS의 커버리지 내에 존재하는 경우를, 난-트랜스패런트 릴레이 시스템은 MR-BS의 커버리지 밖에 MS가 존재하는 경우를 나타낸다. 또한, 셀 내의 특정 위치에 FRS를 설치한 경우 BS와 RS 또는 다수개의 RS를 이용하여 상호협력(cooperative) 다이버시티 이득을 얻는 시스템을 상호협력 MMR 시스템이라고 한다.

본 논문에서는 OFDM 기반 트랜스패런트 MMR 시스템에서 전파지연의 영향을 분석하고, 릴레이로 인해 발생하는 추가적인 지연을 보상할 수 있는 LS 채널 추정 기법과 MMSE 채널 추정 기법을 제안한다. 또한, 다른 지연을 갖는 상호협력 MMR 시스템을 위한 LS 채널 추정 기법과 MMSE 채널 추정 기법을 제안한다.

II. OFDM 기반 TE MMR 시스템에서의 전파 지연에 대한 영향

그림 1은 TE(Throughput Enhancement) MMR를 위해 사용되는 2-홉 FRS 존재 시 IEEE 802.16e의 프레임 구조^{5]}의 한 예시이다. 각 프레임은 하향링크(DownLink; DL) 전송 구간, TTG(Transmit Transition Gap), 상향링크(UpLink; UL) 전송 구간, RTG(Receive Transition Gap)으로 나누어진다. TTG와 RTG는 램핑 다운(ramping down) 시간 뿐만 아니라, 라운드 트립 딜레이(round trip delay)에 대한 보호 시간을 제공한다. DL 전송 구간은 하나의 프리앰블(preamble)과 프레임 제어 헤더(Frame Control Header; FCH), MAP, 데이터 전송 구간으로 구성된다. 셀 ID와 세그먼트 정보를 포함하는 프리앰블은 MS와 RS가 초기 시간 및 주파수 동기, 셀 탐색, CINR(Carrier to-Interference-and-Noise Ratio) 추정을 위해 사용된다. MAP의 burst profile을 지지하는 DLFP(DownLink Frame Prefix)을 포함하는 FCH가 프리앰블 뒤에 위치한다. FCH 뒤에

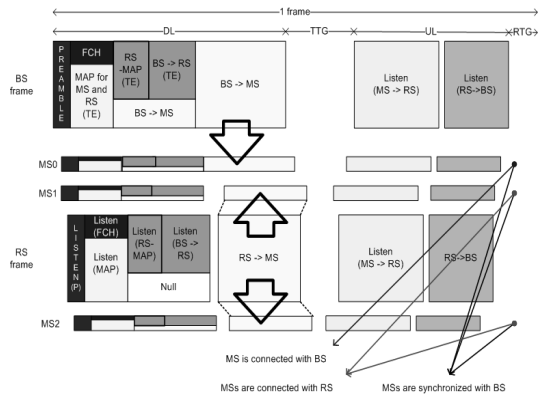


그림 1. TE MMR 시스템에서 전파 지연의 영향

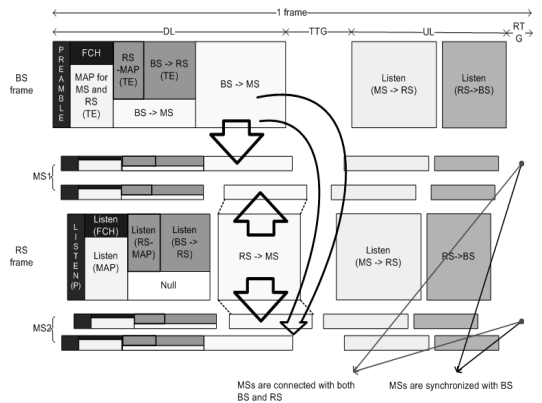


그림 2. 상호협력 MMR 시스템에서 전파 지연의 영향

위치하는 MAP은 물리계층(Physical layer; PHY)의 DL 과 UL의 데이터 할당 영역을 알려준다. TE MMR의 경우 MS와 RS는 BS로부터 전송되는 프리앰블과 FCH, MAP을 어려없이 수신한다고 가정하기 때문에 MS와 RS는 BS와 모든 동기를 획득할 수 있다. 이러한 이유로 TE MMR 시스템에서 RS는 프레임 헤더를 전송하지 않고, BS로부터 수신된 신호를 복조 또는 복호한 후, 변조 및 부호화하여 MS에 전송한다.

그림 1에서 MS0와 MS1은 BS와 RS사이, MS2는 RS와 셀 경계 사이에 위치하고 있으며, MS0는 BS로부터 데이터를 수신하고, MS1와 MS2는 RS로부터 데이터를 수신한다. 본 논문에서 트랜스패런트 MMR의 경우만 고려하고 있기 때문에, 모든 MS와 RS는 BS와 동기를 획득하였다고 가정한다. 그림 1에서 나타난 바와 같이 릴레이(relaying)으로 인한 전파 지연의 영향은 MS의 위치에 의존적이다. MS0는 BS와 동기를 획득하고 그 BS로부터 데이터를 연속적으로 수신한다. 그러나, MS1과 MS2는

BS와 동기를 획득하더라도 RS를 통하여 데이터가 중계된다. BS-MS 링크의 전파 지연과 RS를 통하여 중계되는 신호의 전파 지연 사이의 차이로 인하여, BS와 동기를 획득하더라도 릴레이로 인하여 추가적인 전파 지연 현상이 항상 발생한다.

그림 2는 상호협력 MMR 시스템에서의 전파지연에 대한 영향을 나타낸다. 여기서, MS1은 BS와 RS 사이에 위치하고, MS2는 RS와 셀 경계 사이에 위치한다. MS1과 MS2는 BS와 동기를 획득하지만, BS와 RS로부터 데이터를 수신하고 다이버시티 이득을 위하여 두 신호를 결합한다. 따라서, 전술한 TE MMR 시스템에서 전파 지연에 대한 영향과 유사하게 릴레이로 인한 추가적인 전파 지연이 발생한다. 본 논문에서는 상호협력 MMR 시스템에서 전파 지연에 대한 영향을 분석하기 위하여 간단하고 실질적인 STBC(Space-Time Block Code)를 이용한 상호협력 MMR 시스템을 예로 들어 기술한다.^[6] 그러나, 본 논문에서 묘사된 접근 방식은 STBC를 이용한 방식 뿐만 아니라 다른 상호협력 MMR 시스템에서도 적용될 수 있는 방식이다. 상호협력 방식에서 요구되는 성능을 얻기 위하여, 모든 전송단은 심볼 타이밍과 반송파 주파수가 동일해야 한다. 그러나, MS는 BS로부터 전송되는 프리앰블을 이용하여 시간 동기를 획득할 수 있는 반면에, RS와의 시간 동기는 획득할 수 없기 때문에 수신 신호들 사이의 전파 지연 차이로 인하여 자연적으로 STO(symbol timing offset)가 발생하게 된다.

본 논문에서 BS와 RS의 전송안테나의 수가 1, MS의 수신안테나의 수가 1인 경우를 가정한다. BS에서 전송되는 프리앰블을 이용하여 초기 동기가 수행된 후의 STBC 부호화된 상호협력 방식에서 MS에 수신된 2개의 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Y}_{2s} = \mathbf{X}_{2s} \boldsymbol{\Theta}^{\text{BM}} \mathbf{H}_{2s}^{\text{BM}} + \mathbf{X}_{2s+1} \boldsymbol{\Theta}^{\text{RM}} \mathbf{H}_{2s}^{\text{RM}} \quad (1)$$

$$\mathbf{Y}_{2s+1} = -\mathbf{X}_{2s}^* \boldsymbol{\Theta}^{\text{BM}} \mathbf{H}_{2s+1}^{\text{BM}} + \mathbf{X}_{2s+1}^* \boldsymbol{\Theta}^{\text{RM}} \mathbf{H}_{2s+1}^{\text{RM}} \quad (2)$$

여기서

$$\mathbf{Y}_{2s+i} = [Y_{2s+i}(0) \cdots Y_{2s+i}(N-1)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{X}_{2s+i} = \text{diag}[X_{2s+i}(0) \cdots X_{2s+i}(N-1)] \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\Theta}^i = \text{diag}[e^{j2\pi\delta^i \cdot 0/N} \cdots e^{j2\pi\delta^i(N-1)/N}] \quad (5)$$

$$\mathbf{H}_{2s+i}^j = \text{diag}[H_{2s+i}^j(0) \cdots H_{2s+i}^j(N-1)]^T \quad (6)$$

여기서 $\text{diag}[\cdot]$, s , N 은 각각 대각선행렬, STBC 부호화된 코드워드의 인덱스, 한 OFDM 심볼의 부반송파 개수를 의미한다. BM과 RM은 각각 BS-MS 링크와 RS-MS 링크를 의미한다. j 는 BM과 RM을 나타내며, δ^j 는 BM 또는 RM의 정규화된 STO를 나타낸다. $X_{2s+i}(k)$, $Y_{2s+i}(k)$, $H_{2s+i}^j(k)$ 는 각각 $(2s+i)$ 번째 심볼 주기 동안 k 번째 부반송파에서의 STBC 부호화된 데이터, 수신된 신호, 채널의 주파수 응답을 나타낸다. 본 논문에서는 상호협력 중계를 위한 전송단으로 BS와 RS를 예시로 들어 기술하지만, RS1과 RS2와 같은 2개의 RS를 상호협력 중계를 위한 전송단으로 설정할 수 있다.

트랜스퍼런트 MMR 시스템에서는 모든 MS가 BS와 동기를 획득하더라도 릴레이로 인하여 항상 추가적인 전파 지연이 존재하고, 이것은 OFDM 시스템에서 STO가 발생하는 형태로 나타난다. OFDM 시스템에서 작은 STO는 주파수영역 등화기로 쉽게 보상되는 것은 잘 알려져 있다. 그러나, OFDM 시스템에서 STO가 크면 (보호구간의 약 10% 이상), 채널의 주파수 응답 사이에 상관값이 급격히 작아지기 때문에 파일럿을 이용한 채널 추정 성능 또한 급격히 열화된다^{[7],[9]}. 그림 2에서 나타난 바와 같이 BS와 RS 사이에 위치하고, BS와 RS를 상호협력 중계를 받는 MS1은 큰 STO를 경험하게 된다.

III. 상호협력 MMR 시스템을 위한 채널 추정 기법

본 장에서 전파 지연이 존재하는 상호협력 MMR 시스템을 위한 채널 추정 기법을 제안한다. 그림 3에서 나타난 것처럼 제안하는 채널 추정 기법의 전체 과정은 가장 먼저 파일럿을 추출한 후, 전파 지

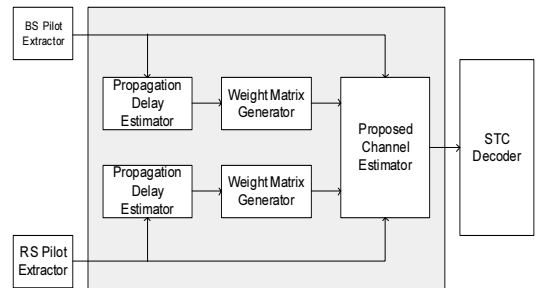


그림 3. 상호협력 MMR을 갖는 OFDM 시스템을 위한 채널 추정 기법의 블록도

연을 추정하고, 추정된 전파 지연을 이용하여 가중치 행렬(weight matrix)을 생성한다. 마지막으로, 생성된 행렬과 추출된 파일럿을 이용하여 채널 추정을 완료하는 순으로 진행된다.

N_p 와 N_s 를 각각 한 심볼 동안의 전체 파일럿 수, STBC 부호화된 코드워드의 수라고 정의하면, 파일럿 위치에서의 이용 가능한 파일럿 벡터 \mathbf{p}_{2s+i}^j 와 추정된 채널 벡터 $\tilde{\mathbf{p}}_{2s+i}^j$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{p}_{2s+i}^j = [P(p_{2s+i,0}^j) \cdots P(p_{2s+i,N_p-1}^j)] \quad (7)$$

$$\tilde{\mathbf{p}}_{2s+i}^j = \left[\frac{Y_{2s+i}(p_{2s+i,0}^j)}{P(p_{2s+i,0}^j)} \cdots \frac{Y_{2s+i}(p_{2s+i,N_p-1}^j)}{P(p_{2s+i,N_p-1}^j)} \right] \quad (8)$$

여기서 $p_{2s+i,m}^j$ 은 $(2s+i)$ 번째 심볼 주기에서 m 번째 파일럿의 부반송파 인덱스를 나타낸다. BS와 MS 사이의 채널 추정을 위한 파일럿과 RS와 MS 사이의 채널 추정을 위한 파일럿은 서로 다른 부반송파를 할당함으로써 서로 직교하게 설계되었다고 가정한다.

BS와 MS, RS와 MS 사이의 전파 지연 추정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다^[10].

$$\hat{\delta}^j = \underset{n}{\operatorname{argmax}} \left(\sum_{s=0}^{N_s-1} \sum_{i=0}^1 |\mathbf{Q}_{2s+i}^j \tilde{\mathbf{p}}_{2s+i}^{jT}| \right) \quad (9)$$

여기서

$$\mathbf{Q}_l^j = [\mathbf{q}_{p_{l,0}^j} \cdots \mathbf{q}_{p_{l,m}^j} \cdots \mathbf{q}_{p_{l,N_p-1}^j}] \quad (10)$$

$$\mathbf{q}_{p_{l,m}^j} = [e^{j0} \cdots e^{j2\pi p_{l,m}^j n / N} \cdots e^{j2\pi p_{l,m}^j (N-1) / N}]^T \quad (11)$$

여기서 $l = 2s+i$ 이다. (7)에서 정의된 이용 가능한 파일럿 벡터들을 벡터 \mathbf{P}^j 로, (8)에서 정의된 파일럿 위치에서 추정된 채널 벡터들을 벡터 $\tilde{\mathbf{P}}^j$ 로 재배열하면 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{P}^j = [\mathbf{p}_0^j \cdots \mathbf{p}_{2s+i}^j \cdots \mathbf{p}_{2N_s-1}^j]^T \quad (12)$$

$$\tilde{\mathbf{P}}^j = [\tilde{\mathbf{p}}_0^j \cdots \tilde{\mathbf{p}}_{2s+i}^j \cdots \tilde{\mathbf{p}}_{2N_s-1}^j]^T \quad (13)$$

그리고, 가중치 행렬 $\Omega_{\mathbf{P}^j}$ 와 $\Omega_{\tilde{\mathbf{P}}^j}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\Omega_{\mathbf{P}^j} = \operatorname{diag}[\omega_{\mathbf{p}_0^j} \cdots \omega_{\mathbf{p}_{2s+i}^j} \cdots \omega_{\mathbf{p}_{2N_s-1}^j}] \quad (14)$$

$$\Omega_{\tilde{\mathbf{P}}^j} = \operatorname{diag}[\omega_{\tilde{\mathbf{p}}_0^j} \cdots \omega_{\tilde{\mathbf{p}}_{2s+i}^j} \cdots \omega_{\tilde{\mathbf{p}}_{2N_s-1}^j}] \quad (15)$$

여기서

$$\omega_{\mathbf{p}_i^j} = [e^{j0} \cdots e^{j2\pi \delta^j p_{i,m}^j / N} \cdots e^{j2\pi \delta^j p_{i,N_p-1}^j / N}] \quad (16)$$

$$\omega_{\tilde{\mathbf{p}}_i^j} = [e^{j0} \cdots e^{j2\pi \delta^j k / N} \cdots e^{j2\pi \delta^j (N-1) / N}] \quad (17)$$

3.1 제안된 LS 채널 추정 기법

(14)에서 정의된 가중치 행렬 $\Omega_{\mathbf{P}^j}$ 는 파일럿으로 추정된 채널에서 전파 지연의 영향을 보상하는데 사용되며, 파일럿 위치에서 전파 지연의 영향이 보상된 채널 계수 $\tilde{\mathbf{H}}_{LS}^j$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\tilde{\mathbf{H}}_{LS}^j = \Omega_{\mathbf{P}^j}^{-1} \tilde{\mathbf{P}}^j \quad (18)$$

파일럿 위치에서 추정된 채널 계수 $\tilde{\mathbf{H}}_{LS}^j$ 을 간단한 선형 보간 (Linear Interpolation) 방식을 이용하여 모든 부반송파의 채널 계수 $\bar{\mathbf{H}}_{LS}^j$ 를 추정한다.

마지막으로 실제 채널 계수 $\hat{\mathbf{H}}_{LS}^j$ 는 전파 지연의 영향이 보상된 모든 부반송파의 채널 계수 $\bar{\mathbf{H}}_{LS}^j$ 에 (15)에서 정의한 가중치 행렬 $\Omega_{\hat{\mathbf{H}}}$ 를 곱해줌으로써 얻어진다. 즉, 상호협력 MMR 시스템을 위하여 제안된 LS 채널 추정 기법은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS}^j = \Omega_{\hat{\mathbf{H}}} \bar{\mathbf{H}}_{LS}^j \quad (19)$$

만약 BS와 RS로부터 수신되는 신호의 STO들이 δ^j 이 0이라면, (18)에서 (19)로 주어진 제안된 LS 채널 추정 기법은 기존의 LS 채널 추정 기법과 동일한 결과가 되는 것을 쉽게 증명할 수 있다.

3.2 제안된 MMSE 채널 추정 기법

전파 지연이 있는 상호협력 MMR 시스템을 위하여 제안된 MMSE 채널 추정 기법은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{H}}_{MMSE}^j = \Omega_{\hat{\mathbf{H}}} \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{P}}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{P}}\tilde{\mathbf{P}}}^{-1} \Omega_{\tilde{\mathbf{P}}^j}^{-1} \tilde{\mathbf{P}}^j \quad (20)$$

여기서 $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{P}}}$ 와 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{P}}\tilde{\mathbf{P}}}$ 는 각각 $\hat{\mathbf{H}}_{MMSE}^j$ 와 $\tilde{\mathbf{P}}^j$ 의 상호 공분산 행렬 (cross-covariance matrix), $\tilde{\mathbf{P}}^j$ 의 자기 공분산 행렬 (auto-covariance matrix)라고 한다. $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{P}}\tilde{\mathbf{P}}}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{P}}\tilde{\mathbf{P}}} = \mathbf{R}_{\mathbf{P}\mathbf{P}} + \sigma^2 (\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1} \quad (21)$$

여기서 $(\cdot)^H$ 와 σ^2 는 각각 Hermitian 전치

(transpose), 잡음 분산 (noise variance)을 나타낸다. 또한, 공분산 행렬 $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{p}}}$ 와 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{p}}\tilde{\mathbf{p}}}$ 의 각 요소들은 다음 식과 같이 정의되는 상관값이다.

$$E\{\hat{h}_{l,k}\tilde{p}_{l',k'}^*\} = E\{p_{l,k}p_{l',k'}^*\} = \frac{J_0(2\pi f_{max}(l-l')T_s)}{1 + j2\pi\tau_{rms}(k-k')\Delta_f} \quad (22)$$

여기서 $\hat{h}_{l,k}$, $\tilde{p}_{l,k}$, $p_{l,k}$ 는 $\hat{\mathbf{h}}_{MMSE}^i$, $\tilde{\mathbf{p}}^i$, $\tilde{\mathbf{p}}$ 의 l 번째 심볼 주기에서 k 번째 부반송파의 구성 성분을 나타낸다. 또한, $J_0(x)$, f_{max} , τ_{rms} , T_s , Δ_f 는 각각 제 1종 0 차 베셀 함수 (Bessel function), 최대 도플러 주파수 (maximum Doppler frequency), RMS delay, OFDM 심볼 주기, 부반송파간 간격을 나타낸다.

전술한 LS 채널 추정 기법과 유사하게 BS와 RS로부터 수신되는 신호의 STO들이 0이라면, (20)에 주어진 제안된 MMSE 채널 추정 기법은 기존의 MMSE 채널 추정 기법과 동일한 결과가 되는 것을 쉽게 증명할 수 있다. (18)에서 (20)까지 식으로 주어진다와 같이 제안된 채널 추정 기법들은 상호 협력 MMR 시스템에서 전파 지연으로 인한 채널 추정 성능 열화 현상을 극복할 수 있다. 본장에서 제안된 접근 방식은 δ^{BM} 을 0으로 설정하거나 BS-MS 링크를 무시함으로써 TE MMR 시스템에 그대로 적용할 수 있다.

IV. 모의실험

본 장에서는 OFDM 기반 TE MMR 시스템 또는 상호협력 MMR 시스템을 위하여 제안한 LS 채널 추정 기법과 MMSE 채널 추정 기법의 성능을 평가한다. 모의 실험을 위한 파라미터는 IEEE 802.16e 표준(mobile WiMAX: WiBro)의 프로파일과 유사하며 표 1과 같다.

표 1. 모의실험을 위한 파라미터

반송파 주파수	2.3GHz
대역폭	10MHz
FFT 사이즈	1024
심볼 지속시간	102.4us
보호구간 (us/sample)	12.8us/128sample
변조 방식	QPSK, 16QAM, 64QAM
파일럿 간격	8
상호협력 전송 방식	STBC
채널 모델	Ped A
송수신안테나 수	2Tx(BS, RS), 1Rx

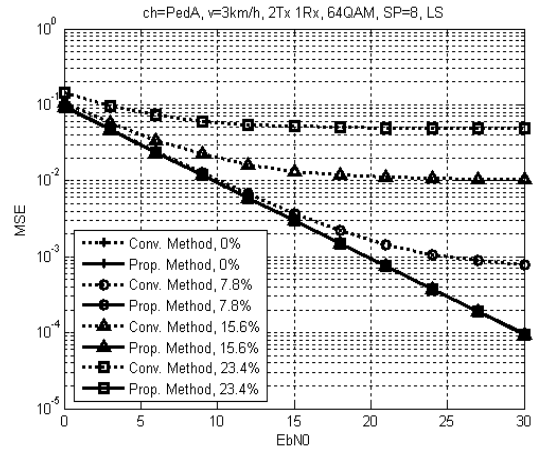


그림 4. 전파 지연에 따른 기존 LS 채널 추정 방식과 제안된 LS 추정 방식의 MSE 성능 비교

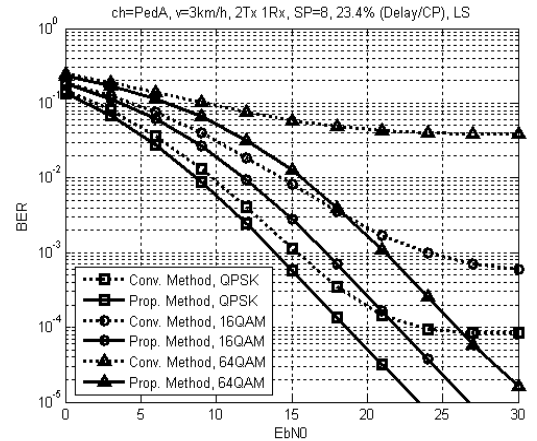


그림 5. 변조 방식에 따른 기존 LS 채널 추정 방식과 제안된 LS 추정 방식의 BER 성능 비교

그림 4는 OFDM 기반의 상호협력 MMR 시스템에서 변조 방식은 64QAM으로 고정시키고, 기존의 LS 채널 추정 기법과 본 논문에서 제안된 LS 채널 추정 기법의 MSE 성능 차이를 전파 지연에 따라 보여준다. 점선으로 표시된 기존 LS 채널 추정 기법의 MSE 성능은 정규화된 전파 지연이 0%에서 23.4%으로 증가할수록 열화된다. 반면, 실선으로 표시된 제안된 LS 채널 추정 기법의 MSE 성능은 정규화된 전파 지연이 증가하더라도 전파 지연과 무관하게 동일한 성능을 얻는 것을 확인할 수 있다. 그림 5는 OFDM 기반의 상호협력 MMR 시스템에서 전파지연은 23.4%로 고정시키고, 기존의 LS 채널 추정 기법을 사용하여 등화한 후의 BER 성능과 본 논문에서 제안된 LS 채널 추정 기법을 사용하여 등화한 후의 BER 성능 차이를 변조 방식에 따라

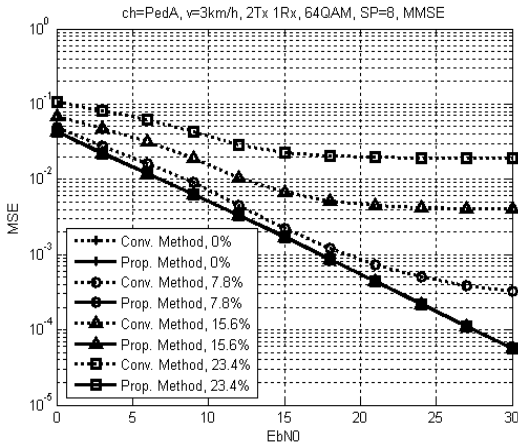


그림 6. 전파 지연에 따른 기존 MMSE 채널 추정 방식과 제안된 MMSE 추정 방식의 MSE 성능 비교

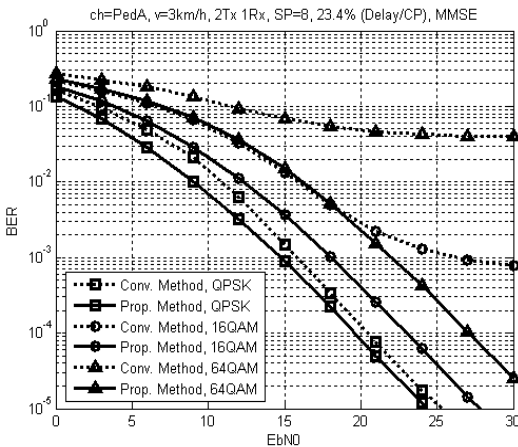


그림 7. 변조 방식에 따른 기존 MMSE 채널 추정 방식과 제안된 MMSE 추정 방식의 BER 성능 비교

보여준다. 변조 차수 (modulation order)가 높아질수록 점선으로 표시된 기존 LS 채널 추정 기법의 BER 성능이 실선으로 표시된 제안된 LS 채널 추정 기법의 BER 성능보다 열화되는 것을 확인할 수 있다. 또한, 변조 차수가 높아질수록 성능 열화의 폭이 커지는 것을 확인할 수 있다.

그림 6은 OFDM 기반의 상호협력 MMR 시스템에서 변조 방식은 64QAM으로 고정시키고, 기존의 MMSE 채널 추정 기법과 본 논문에서 제안된 MMSE 채널 추정 기법의 MSE 성능 차이를 전파 지연에 따라 보여준다. 점선으로 표시된 기존 MMSE 채널 추정 기법의 MSE 성능은 정규화된 전파 지연이 0%에서 23.4%로 증가할수록 열화된다. 반면, 실선으로 표시된 제안된 MMSE 채널 추정 기법의 MSE 성능은 정규화된 전파 지연이 증가

하더라도 전파 지연과 무관하게 동일한 성능을 얻는 것을 확인할 수 있다. 그림 7은 OFDM 기반의 상호협력 MMR 시스템에서 전파지연은 23.4%로 고정시키고, 기존의 MMSE 채널 추정 기법을 사용하여 등화한 후의 BER 성능과 본 논문에서 제안된 MMSE 채널 추정 기법을 사용하여 등화한 후의 BER 성능 차이를 변조 방식에 따라 보여준다. 변조 차수 (modulation order)가 높아질수록 점선으로 표시된 기존 MMSE 채널 추정 기법의 BER 성능이 실선으로 표시된 제안된 MMSE 채널 추정 기법의 BER 성능 보다 열화되는 것을 확인할 수 있다. 또한, 변조 차수가 높아질수록 성능 열화의 폭이 커지는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 OFDM기반 TE MMR 시스템 또는 상호협력 MMR 시스템에서 릴레이로 인하여 발생하는 전파 지연에 대한 영향을 분석하였다. OFDM 기반 MMR 시스템에서 발생하는 전파 지연으로 인하여 채널 추정 성능이 열화되며, 이는 전체 시스템 성능을 크게 열화 시키는 것을 확인하였다. 본 논문에서는 이를 극복할 수 있는 LS 채널 추정 기법과 MMSE 채널 추정 기법을 제안하였고, 본 논문에서 제안된 채널 추정 기법을 이용하여 OFDM 기반 MMR 시스템에서 전파 지연으로 인한 채널 추정 성능 열화 현상을 극복할 수 있음을 모의실험을 통하여 확인하였다.

참고 문헌

- [1] R. Pabst et. al., "Relay-Based Deployment Concepts for Wireless and Mobile Broadband Radio," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 42, pp. 80-89, Sept. 2004.
- [2] H. Wu, C. Qiao, S. De, and O. Tonguz, "Integrated Cellular and Ad Hoc Relaying Systems: iCAR," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 19, pp. 2105-2115, Oct. 2001.
- [3] J. Cho and Z.J. Haas, "On the throughput enhancement of the downstream channel in cellular radio networks through multihop relaying," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 22, pp. 1206-1219, Sept. 2004.
- [4] N. Esseling, B.H. Walke, and R. Pabst,

"Performance Evaluation of a Fixed Relay Concept for Next Generation Wireless Systems," *PIMRC*, Vol. 2, pp. 744-751, Sept. 2004.

- [5] IEEE Std 802.16e, *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16*, Feb. 2006.
- [6] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 16, pp. 1451-1458, Oct.
- [7] V. Srivastava, C. K. Ho, P. H. W. Fung, and S. Sun, "Robust MMSE channel estimation in OFDM systems with practical timing synchronization," *WCNC*, Vol. 2, pp. 711-716, Mar 2004.
- [8] C. R. N. Athaudage and A. D. S. Jayalath, "Enhanced MMSE channel estimation using timing error statistics for wireless OFDM systems," *IEEE Trans. on Broadcast.*, Vol. 50, pp. 369-376, Dec. 2004.
- [9] X. Wang and K. J. R. Liu, "Channel estimation for multicarrier modulation system using a time-frequency polynomial model," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 49, pp. 1207-1245, July 2000.
- [10] N. Chen, M. Tanaka, and R. Heaton, "OFDM timing synchronization under multi-path channels," *VTC*, pp.378-382, Apr. 2003.

우 경 수 (Kyung Soo Woo)

정회원

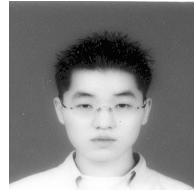


2004년 2월 : 중앙대학교 전자전 기공학부 졸업(학사)
 2006년 2월 : 중앙대학교 전자전 기공학부 졸업(석사)
 2006년 3월 ~ 현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
 <관심분야> 디지털통신, 무선모

뎀, OFDM, MIMO

유 현 일 (Hyun Il Yoo)

정회원

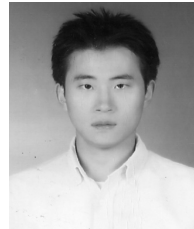


2005년 2월 : 중앙대학교 전자전 기공학부 졸업(학사)
 2007년 2월 : 중앙대학교 전자전 기공학부 졸업(석사)
 2007년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
 <관심분야> 디지털 신호처리, 무

선모뎀, Relay

김 영 준 (Yeong Jun Kim)

정회원



2005년 2월 : 중앙대학교 전자전 기공학부 졸업(학사)
 2007년 2월 : 중앙대학교 전자전 기공학부 졸업(석사)
 2007년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
 <관심분야> 디지털 신호처리, 무

선모뎀, Relay

이 희 수 (Heesoo Lee)

정회원



1993년 2월 : 한국과학기술원 (학사)
 1995년 2월 : 한국과학기술원 (석사)
 2001년 2월 : 한국과학기술원 (박사)
 2001년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 선임연구원
 <관심분야> IMT-Advanced system, MIMO, 적응전송, 다중홉

릴레이

조 용 수 (Yong Soo Cho)

중신회원



1984년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 졸업(학사)
 1987년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(석사)
 1991년 2월 : The University of Texas at Austin 공학박사
 1992년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 교수

2003년 8월~현재 : TTA 휴대인터넷 프로젝트 그룹 (PG302) 무선접속 실무반 의장

<관심분야> 디지털통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-OFDM 모뎀