

논문 2016-53-3-2

LTE-A 하향링크 시스템을 위한 새로운 FFT 기반 채널 추정 기법

(FFT-based Channel Estimation Scheme in LTE-A Downlink System)

문 상 미*, 추 명 훈*, 김 한 중**, 김 대 진***, 황 인 태***

(Sangmi Moon, Myeonghun Chu, Hanjong Kim, Daejin Kim, and Intae Hwang[Ⓞ])

요 약

본 논문에서는 LTE-A (Long Term Evolution-Advanced) 하향링크 시스템을 위한 채널 추정 기법을 제안한다. 제안 기법은 빠른 속도로 움직이는 사용자의 채널 추정이 가능하도록 FFT (Fast Fourier Transform) 보간 기법을 사용한다. FFT 보간 기법은 LS (Least Square) 또는 MMSE (Minimum Mean Square Error) 채널 추정으로부터 얻은 채널 주파수 응답을 IFFT (Inverse FFT)를 거쳐 시간 영역 채널 임펄스 응답으로 변환한다. 시간 영역의 채널 응답을 윈도우링을 한 후, FFT를 하여 채널 주파수 응답을 구할 수 있다. 시스템 레벨 시뮬레이션은 3GPP LTE-A 하향링크 시스템의 20MHz 대역을 기반으로 이루어졌으며, 모의실험 결과 제안한 채널 추정 기법을 통해 기존 시스템보다 SINR (Signal-to-Noise-plus-Interference Ratio), 전송률 및 스펙트럼 효율 측면에서 성능 향상을 가져다주는 것을 확인하였다.

Abstract

In this paper, we propose the channel estimation scheme for Long Term Evolution-Advanced (LTE-A) downlink system. The proposed scheme uses the fast fourier transform (FFT) interpolation scheme for the user moving at a high speed. The FFT interpolation scheme converts the channel frequency response obtained from least square (LS) or minimum mean square error (MMSE) channel estimation scheme to time domain channel impulse response by taking the inverse FFT (IFFT). After windowing the channel response in the time domain, we can obtain the channel frequency response by taking the FFT. We perform the system level simulation based on 20MHz bandwidth of 3GPP LTE-A downlink system. Simulation results show that the proposed channel estimation scheme can improve signal-to-noise-plus-interference ratio (SINR), throughput, and spectral efficiency of conventional system.

Keywords : Channel Estimation, Downlink System, FFT Interpolation, LTE-A, System Level Simulation

I. 서 론

LTE-A (Long Term Evolution-Advanced) 하향링크 시스템은 다중 경로 페이딩 채널에서 ISI (Inter

Symbol Interference)를 완화시키고 높은 데이터율과 대역폭 효율이라는 장점 때문에 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)을 적용하였다. OFDM에서 송신단의 신호는 IFFT (Inverse Fast

* 학생회원, *** 평생회원, 전남대학교 전자컴퓨터공학부
(School of Electronics & Computer Engineering Chonnam National University)

** 평생회원, 한국기술교육대학 정보기술공학부

(School of Electrical, Electronics & Communication Engineering, Korea University of Technology and Education)

Ⓞ Corresponding Author(E-mail: hit@jnu.ac.kr)

※ 이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임 (2013R1A1A2007779).

※ 이 논문(저서)은 2014년 교육부와 한국연구재단의 지역혁신창의인력양성사업의 지원을 받아 수행된 연구임 (NRF-2014H1C1A1066568).

Received ; September 21, 2015

Revised ; January 8, 2016

Accepted ; March 7, 2016

Fourier Transform)를 거쳐 시간영역 신호로 변환되어 무선 채널로 입력된다. 이때 무선 채널의 영향으로 수신 신호는 크기와 위상 왜곡이 발생하는데, 이러한 채널 영향을 추정하여 보상해야 송신한 신호를 복원할 수 있다. OFDM은 직교성(orthogonality)이 만족되게 FFT 주기와 부반송파 간격이 설정되고, 심볼 타이밍 오프셋과 반송파 주파수 오프셋이 보상되어 부채널 간 간섭이 존재하지 않을 경우에는 각 부반송파별로 독립적인 채널로 볼 수 있다. 즉, 각 부반송파와 별도로 수신된 신호는 송신한 신호와 채널의 곱으로 주어진다. 이 때 송신 신호를 검출하기 위해서는 각 부채널의 채널 특성을 추정해야 한다.

3GPP (3rd Generation Partnership Project) LTE-A 하향링크 시스템에서는 송신단과 수신단에서 모두 알고 있는 참조 신호 (reference signal)를 사용하여 채널 추정이 이루어지며, 참조 신호 사이의 채널은 보간 기법을 이용하여 추정한다.

본 논문에서는 고속 페이딩 채널에서 적용 가능한 FFT 보간 기법을 제안한다. 제안 기법은 LS (Least Square) 또는 MMSE (Minimum Mean Square Error) 채널 추정으로부터 얻은 채널 주파수 응답을 2048 point IFFT를 하여 시간 영역으로 변환한 후, 시간 영역의 채널 응답을 윈도잉을 하여 원하는 시간 영역만큼을 취한 후, zero padding을 하여 다시 2048 point FFT를 하여 채널 주파수 응답을 구할 수 있다.

논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 LTE-A 하향링크 시스템의 참조 신호에 대하여 기술하였다. 그리고 제 III장에서는 채널 추정 기법에 대하여 제안하고 제 IV장에서 L2S(Link to System) 모델에 대하여 기술하였다. 제 V장에서는 모의실험을 통해 제안 기법의 성능을 분석하고 마지막으로 제 VI장에서 결론을 맺는다.

II. LTE-A 하향링크 시스템의 참조 신호

LTE-A 하향링크 시스템에서는 셀 전체에 전송되는 참조 신호로 CS-RS (Cell-Specific Reference Signal)를 사용한다^[1]. 이는 MBSFN (Multicast Broadcast Single Frequency Network) 전송을 지원하지 않은 셀에서는 모든 하향링크 서브프레임에 전송을 해야 하며, MBSFN 전송을 지원하는 셀에서는 MBSFN 서브프레임에서 처음 2개의 OFDM 심볼에만 CS-RS를 보낼 수 있다. 따라서, 단말은 CS-RS를 수신하여 채널을 추정할 수 있다.

1. CS-RS 생성

CS-RS는 랜덤 복소수 QPSK 시퀀스로, 기지국 시스템 대역폭이 최대 110 RB (Resource Block)($N_{RB}^{max,DL}$)일 때의 시퀀스를 생성한 후에, 해당되는 기지국 시스템 대역폭만큼의 시퀀스를 추출하여 사용하게 된다. 랜덤 시퀀스의 생성은 31차 골드 시퀀스 생성기를 사용하여 생성하며, 이 때의 초기 시드 값은 다음과 같다.

$$c_{init} = 2^{10} \cdot (7 \cdot (n_s + 1) + l + 1) \cdot (2 + N_{ID}^{cell} + 1) + 2 \cdot N_{ID}^{cell} + N_{cp} \quad (1)$$

여기서 N_{ID}^{cell} 는 셀 ID, n_s 는 슬롯 수이고 l 은 OFDM 심볼 수이다. N_{cp} 는 Normal CP인 경우 1이고, extended CP인 경우 0 값을 갖는다.

이로부터 생성된 랜덤 시퀀스를 아래와 같이 QPSK 매핑을 하여 CS-RS를 생성 한다.

$$r_{l,n_s} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - c \cdot (2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - c \cdot (2m + 1)) \quad (2)$$

여기서 $m = 0, 1, \dots, 2N_{RB}^{max,DL} - 1$ 이다.

2. CS-RS 매핑

CS-RS는 6개의 RE (Resource Element) 간격으로 할당이 되며, 셀 ID와 안테나 포트에 따라 그 위치가 달라지며 다음과 같이 표현된다.

$$\alpha_{k,l}^{(p)} = r_{l,n_s}(m'). \quad (3)$$

여기서 $k = 6m + (v + v_{shift}) \bmod 6$ 이고 l 은 안테나 포트에 따라 다음과 같은 값을 가진다.

$$l = \begin{cases} 0, N_{symb}^{DL} - 3, & \text{if } p \in \{0, 1\} \\ 1, & \text{if } p \in \{2, 3\} \end{cases}$$

그리고 $m = 0, 1, \dots, 2N_{RB}^{DL} - 1$, $m' = m + N_{RB}^{max,DL} - N_{RB}^{DL}$ 이고 변수 v 와 v_{shift} 는 주파수 도메인에서 위치를 결정하며 다음과 같다.

그림 1은 normal CP의 경우 CS-RS의 매핑되는 모양을 나타낸다.

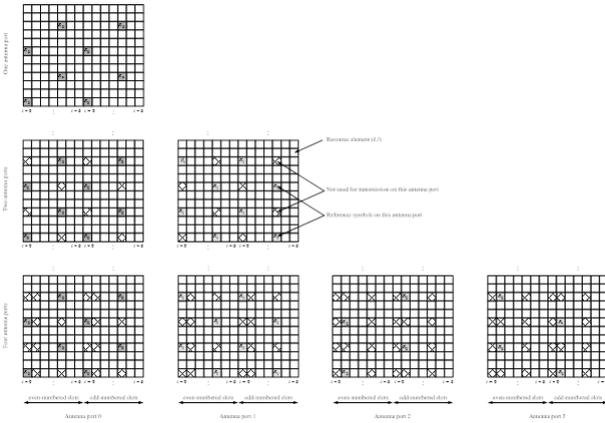


그림 1. CS-RS의 매핑 (normal CP)
Fig. 1. Mapping of CS-RS (normal CP).

$$v = \begin{cases} 0 & \text{if } p = 0 \text{ and } l = 0 \\ 3 & \text{if } p = 0 \text{ and } l \neq 0 \\ 3 & \text{if } p = 1 \text{ and } l = 0 \\ 0 & \text{if } p = 1 \text{ and } l \neq 0 \\ 3(n_s \text{ mod } 2) & \text{if } p = 2 \\ 3 + 3(n_s \text{ mod } 2) & \text{if } p = 3 \end{cases}$$

$$v_{\text{shift}} = N_{ID}^{\text{cell}} \text{ mod } 6$$

III. 채널 추정 기법

본 장에서는 LS와 MMSE 채널 추정 기법과 보간 기법에 대하여 살펴본다.

p_{rx} 번째 수신 안테나에서 CP를 제거한 후에 CS-RS가 속한 i 번째 OFDM 심볼에서 CS-RS가 매핑된 RE로부터 추출하여 정렬한 수신 신호는 다음과 같이 표현 된다.

$$Y_{i,k}^{(p_{rx})} = H_{i,k}^{(p_{rx}, p_{tx})} \cdot X_{i,k}^{(p_{tx})} + W_{i,k}^{(p_{rx})}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

여기서 N 은 기지국 시스템 대역폭에 따른 CS-RS의 RE의 수로, 기지국 시스템 대역폭을 N_{RB}^{DL} 라 할 때 $N = 2 \cdot N_{RB}^{DL}$ 이며, $X_{i,k}^{(p_{tx})}$ 는 p_{tx} 번째 송신 안테나에서 전송한 CS-RS이다. $H_{i,k}^{(p_{rx}, p_{tx})}$ 는 p_{tx} 번째 송신 안테나와 p_{rx} 번째 수신 안테나 사이의 채널 주파수 응답이며, $W_{i,k}^{(p_{rx})}$ 는 σ_w^2 를 분산으로 가지는 백색 가우스 잡음이다.

편의를 위해 위의 OFDM 심볼 인덱스와 안테나 포트 인덱스를 생략하여 수식을 기술하도록 하고 다음과 같이 나타낸다.

$$Y(k) = H(k) \cdot X(k) + W(k), k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

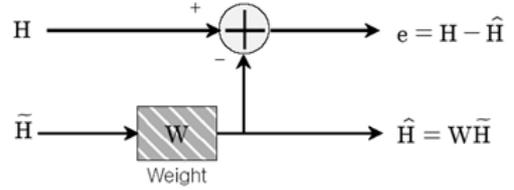


그림 2. MMSE 채널 추정 기법
Fig. 2. MMSE Channel Estimation Scheme.

1. LS 채널 추정 기법

LS 채널 추정 기법은 수신된 신호를 송신한 CS-RS로 나누어서 채널의 주파수 응답을 얻는 채널 추정 기법이며 다음과 같이 표현된다^[2].

$$\hat{H} = \frac{Y(k)}{X(k)} = Y(k) \cdot X^*(k) = H(k) + W(k) \cdot X^*(k) \quad (6)$$

LS 채널 추정 기법으로부터 얻은 채널 주파수 응답 $\hat{H}(k)$ 는 CS-RS가 위치한 RE에서의 채널 주파수 응답만 알 수 있다.

LS 채널 추정 기법은 가장 간단하게 채널을 추정할 수 있다는 장점이 있지만, 채널이 널(null)에 빠진 경우 잡음 증폭 효과가 있어 잡음 존재 시 채널 추정 오차가 증가한다는 단점이 있다. 다음은 LS 채널 추정 기법의 MSE (Mean Square Error)를 나타낸다.

$$\begin{aligned} MSE_{LS} &= E\{(H - \hat{H}_{LS})^H (H - \hat{H}_{LS})\} \\ &= E\{(H - X^{-1}Y)^H (H - X^{-1}Y)\} \\ &= E\{(X^{-1}Z)^H (X^{-1}Z)\} E\{(X^{-1}Z)^H (X^{-1}Z)\} \\ &= E\{Z^H (XX^H)^{-1} Z\} \\ &= \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 σ_z^2 와 σ_x^2 은 각각 잡음 신호와 CS-RS 신호의 분산을 나타내고, LS 채널 추정 기법의 MSE는 SNR (Signal to Noise Ratio)에 반비례한다.

2. MMSE 채널 추정 기법

MMSE 채널 추정 기법은 그림 2에 나타난 바와 같이 채널 벡터와 입력 벡터의 MSE를 최소화 하는 기법으로, 이 때 채널 추정 벡터는 직교 이론(orthogonal theorem)을 이용하여 구할 수 있다^[3].

MMSE 채널 추정을 위한 입력 벡터 \tilde{H} 는 LS 추정 기법 통해 얻을 수 있다. 직교 이론에 의하면 최소의

MSE를 갖은 경우 MMSE 필터의 오차와 입력 값의 곱은 0이 된다. 따라서 MMSE 채널 추정 기법의 가중치는 직교 이론에 의해 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} E\{e\tilde{H}^H\} &= E\{(H-\hat{H})\tilde{H}^H\} \\ &= E\{(H-W\tilde{H})\tilde{H}^H\} \\ &= E\{(HH^H)-WE\{\tilde{H}\tilde{H}^H\}\} \\ &= \tilde{R}_{\tilde{H}\tilde{H}}-WR_{\tilde{H}\tilde{H}} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 \mathbf{e} 는 오차 벡터를 나타내고, \tilde{H} 는 입력벡터, \hat{H} 은 가중치가 곱해진 채널 추정 벡터를 나타낸다. 또한 \mathbf{W} 는 가중치 벡터, $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$ 는 채널 추정 벡터의 자기 분산 행렬을 나타낸다. 식 (8)에서 입력 벡터 \tilde{H} 와 오차 \mathbf{e} 의 곱이 0이 되는 가중치 \mathbf{W} 를 구하면 다음과 같다.

$$\mathbf{W} = R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1}R_{\tilde{H}\tilde{H}} \quad (9)$$

여기서 채널 추정 벡터의 자기 분산 행렬은 잡음이 포함된 채널 추정 값의 자기 분산 행렬로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{\tilde{H}\tilde{H}} &= E\{\tilde{H}\tilde{H}^H\} \\ &= E\{X^{-1}Y(X^{-1}Y)^H\} \\ &= E\{(H+X^{-1}Z)(H+X^{-1}Z)^H\} \\ &= E\{HH^H+X^{-1}ZH^H+HZ(X^{-1})^H+X^{-1}ZZ^H(X^{-1})^H\} \\ &= E\{HH^H\}+E\{X^{-1}ZZ^H(X^{-1})^H\} \\ &= E\{HH^H\}+\frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2}I \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 σ_z^2 과 σ_x^2 은 각각 잡음 신호와 CS-RS 신호의 분산을 나타내고, I 는 크기가 $N \times N$ 인 단위 행렬이다.

또한 $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$ 는 채널 벡터 H 와 잡음이 포함된 채널 추정 벡터 \tilde{H} 사이의 상호 분산 행렬을 나타낸다. 위 식으로부터 MMSE 채널 추정 기법에 의해 채널 추정 행렬을 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{H}_{MMSE} = \tilde{W}\tilde{H} = R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1}R_{\tilde{H}\tilde{H}}\tilde{H} = R_{\tilde{H}\tilde{H}}\left(R_{HH} + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2}I\right)^{-1} \quad (11)$$

3. 보간 기법

LS 또는 MMSE 채널 추정 기법으로부터 얻은 채널 주파수 응답은 normal CP의 경우 6개 RE 간격으로 떨

어져 있으므로, 서로 인접한 채널 주파수 응답으로부터 보간을 한다.

가. 선형 보간 기법

선형 보간 기법은 구현이 가장 쉬운 보간 기법이다^[4]. LS 또는 MMSE 채널 추정 기법으로부터 얻은 채널 주파수 응답으로부터 직선의 방정식을 구하여 안의 5개의 RE의 채널 주파수 응답을 찾는다.

$$\bar{H}(6i+j+v_{shift}) = \frac{(\hat{H}(i+1)-\hat{H}(i))}{6} \cdot j + \hat{H}(i) \quad (12)$$

$$\bar{H}(6(2N_{RB}^{DL}-1)+v_{shift}) = \hat{H}(2N_{RB}^{DL}-1) \quad (13)$$

여기서 $i = 0, 1, \dots, 2N_{RB}^{DL}-1$, $j = 0, 1, \dots, 5$ 이고 $v_{shift} = N_{ID}^{cell} \bmod 6$ 로, 셀 ID에 따른 주파수 위치의 옵셋이므로 이를 위한 처리가 필요하다.

또한, RE 사이에 대한 채널만 보간을 수행하기 때문에 v_{shift} 에 따라 양 쪽 끝에서는 외삽 기법이 필요하다. 외삽 기법으로는 가장 간단한 선형 외삽 기법을 적용하며 하단면과 상단면에서의 표현은 다음과 같다.

하단면 :

$$\begin{aligned} \bar{H}(j) &= (\bar{H}(v_{shift}+1) - \bar{H}(v_{shift})) \cdot j \\ &\quad + (\bar{H}(v_{shift}) - v_{shift}(\bar{H}(v_{shift}+1) - \bar{H}(v_{shift}))) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 $j = 0, \dots, v_{shift} - 1$ 이다.

상단면 :

$$\bar{H}(i+j) = (\bar{H}(i+1) - \bar{H}(i)) \cdot j + \bar{H}(i+1) \quad (15)$$

여기서 $i = 12N_{RB}^{DL} - (6 - v_{shift} + 1), j = 0, \dots, (6 - v_{shift})$ 이다.

나. FFT 보간 기법

선형 보간 기법은 한 OFDM 심볼 구간 동안 채널 특성이 변하지 않는다는 가정 하에서 이루어진다. 그러나 고속으로 이동하는 사용자의 경우에는 한 OFDM 심볼 구간 내에서 채널이 변할 수 있으며, 이러한 시변 채널은 OFDM 부반송파 간의 직교성을 파괴하여 ICI (Inter-Carrier Interference)를 발생시킨다. 따라서 시변 채널의 영향을 고려하여 채널 추정 및 보상이 이루어져야 한다. 따라서 본 절에서는 FFT 보간 기법을 제안한다.

FFT 보간 기법은 그림 3과 같이 LS 또는 MMSE 채

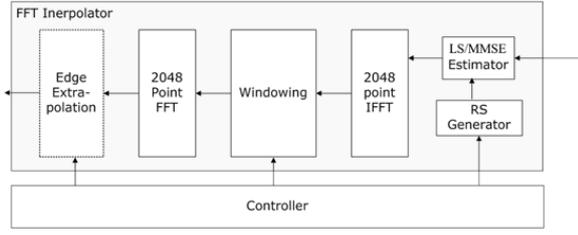


그림 3. 주파수 도메인에서 FFT 보간 기법
Fig. 3. FFT Interpolation Scheme in frequency Domain.

널 추정 기법으로부터 얻은 채널 주파수 응답을 2048 point IFFT를 하여 시간 영역으로 변환한 후, 시간 영역의 채널 응답을 윈도우를 하여 원하는 시간 영역만큼을 취한 후, zero padding을 하여 다시 2048 point FFT를 하여 채널 주파수 응답을 구하는 방법이다.

수신된 CS-RS를 RE 디매핑을 하지 않은 상태로 알고 있는 CS-RS를 자원 매핑을 하여 이 둘에 대해 LS 또는 MMSE 채널 추정 값을 구한다. 또한, DC 삽입으로 인해 DC 부근에서 6개 간격마다 떨어져서 할당되는 CS-RS 부분에서는 7개 간격이 되므로 DC를 포함한 총 RE에 대한 채널 주파수 응답을 구한다.

n_s 번째 슬롯의 l 번째 OFDM 심볼에 대한 2048 point IFFT 입력은 위에서 언급한 데로, DC를 고려한 자원 매핑된 상태로 다음과 같이 표현된다.

$$\text{Initial: } \hat{H}_{l,n_s}^{2048}(k) = 0, \text{ for all } k$$

$$\begin{cases} \hat{H}_{l,n_s}^{2048}(k + \text{guard}) = \frac{Y_{l,n_s}(k)}{r_{l,n_s}(m')}, & \text{if } k < 6N_{RB}^{DL} \\ \hat{H}_{l,n_s}^{2048}(k + \text{guard} + 1) = \frac{Y_{l,n_s}(k)}{r_{l,n_s}(m')}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

여기서 $k = 6m + (v + v_{shift}) \bmod 6$ 이고, l 은 안테나 포트에 따라 달라지며 다음과 같다.

$$l = \begin{cases} 0, N_{symp}^{DL} - 3 & \text{if } p \in \{0, 1\} \\ 1 & \text{if } p \in \{2, 3\} \end{cases}$$

$m = 0, 1, \dots, 2N_{RB}^{DL} - 1$, $m' = m + N_{RB}^{\max, DL} - N_{RB}^{DL}$ 이고 $\text{guard} = (2048 - 12N_{RB}^{DL})/2$ 이다.

2048 point IFFT를 하여 시간 영역으로 변환된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$g(n) = \frac{1}{\sqrt{2048}} \sum_{k=0}^{2047} \hat{H}^{2048}(k) \cdot e^{j2\pi kn/2048} \quad (17)$$

여기서 $n = 0, 1, \dots, 2047$ 이다.

2048 point IFFT를 이용하여 변환된 시간 영역의 신호를 살펴보면 주파수 영역에서 DC 부근을 제외하고 6개 간격을 LS 또는 MMSE 추정 값이 있고 나머지를 0으로 채웠기 때문에 6개의 시간 영역의 채널 응답이 약 300개 간격으로 나타나게 된다. 이 중에서 맨 처음에 나타나는 시간 응답에서 최대 지연 확산 정도의 채널 응답이 들어갈 수 있는 윈도우 함수를 이용하여 윈도우를 하고, 문턱 값을 정하여 채널 응답의 파워가 문턱 값을 넘어서는 응답만을 취하여 잡음을 제거한다.

윈도우를 취한 후에 다시 2048 point FFT를 한 후, 6배 zero-padding을 하였으므로 진폭 보상이 필요하며 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{g}(n) = \begin{cases} g(n), & n < N_{win}^{pos} \text{ and } |g(n)| < \text{Threshold} \text{ or} \\ & n \geq (2048 - N_{win}^{neg}) \text{ and } |g(n)| < \text{Threshold} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (18)$$

여기서 윈도우 파라미터 N_{win}^{pos} 와 N_{win}^{neg} 는 각각 윈도우 함수의 positive region과 negative region의 샘플 수이다.

$$\tilde{H}(k) = \frac{6}{\sqrt{2048}} \sum_{n=0}^{2047} \tilde{g}(n) e^{-j2\pi kn/2048}, \quad n = 0, 1, \dots, 2047 \quad (19)$$

선형 보간 기법과 마찬가지로 셀 ID에 따른 주파수 위치의 오프셋이 있으므로 이를 위한 처리를 하고, 양 끝에서는 외삽 기법을 하여 채널 주파수 응답을 구한다.

$$\bar{H}(k) = \tilde{H}\left(k + \frac{2048 - 12N_{RB}^{DL}}{2}\right), \quad k = 0, 1, \dots, 12N_{RB}^{DL} \quad (20)$$

이는 DC RE가 포함된 채널 주파수 응답이므로, 다른 블록으로 출력할 때에는 DC를 제거하여 출력 한다.

IV. L2S 모델

시스템 레벨 시뮬레이션에서 정확한 결과를 얻기 위해서 출력 SINR (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio)로부터 유효 SINR을 계산할 수 있다.

1. 출력 SINR

본 논문에서는 향상된 수신기로 MMSE를 적용한다. MMSE는 간섭 제거를 위한 일반적인 방식으로, 간섭을 백색 잡음으로 간주한다^[5]. 따라서 MMSE 방식 적용을 위해 간섭 및 잡음 파워 σ_{I+N}^2 이 요구되며, MMSE 수신기는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{x} = \overline{H}^H (\overline{H} \overline{H}^H + \sigma_{I+N}^2 I)^{-1} y \quad (21)$$

채널 추정을 적용한 경우, MMSE의 가중치 행렬은 다음 식과 같다.

$$W_{real, MMSE} = \frac{P_0}{N_{stream,0}} \overline{H}_0^H \left(\frac{P_0}{N_{stream,0}} \overline{H}_0 \overline{H}_0^H + (\sigma_I^2 + \sigma_N^2) I \right)^{-1} \quad (22)$$

여기서, P_0 와 P_q 는 각각 서빙셀($q=0$)의 심볼당 전송 신호 전력과 q 번째 셀의 간섭 신호 전력을 나타내고, σ_N^2 과 σ_I^2 은 잡음과 간섭 전력을 말한다. 그리고 $N_{stream,q}$ 는 q 번째 셀의 전송 스트림의 개수를 의미하고 $\overline{H}_q(N_{Rx} \times N_{stream,q})$ 는 q 번째 셀과 UE 사이의 추정된 채널 행렬을 나타낸다.

채널 추정을 한 후 MMSE의 출력 SINR 값은 다음 식을 통해 계산된다.

$$SINR_{out,n} = \frac{\frac{P_0}{N_{stream,0}} W_{real, MMSE,0,n} \overline{H}_{0,n} \overline{H}_{0,n}^H W_{real, MMSE,0,n}^H}{W_{real, MMSE,0,n} (R_{intra} + R_{inter} + \sigma_N^2 I) W_{real, MMSE,0,n}^H} \quad (23)$$

이때, 셀 내 간섭 공분산과 셀 간 간섭 공분산은 다음과 같다.

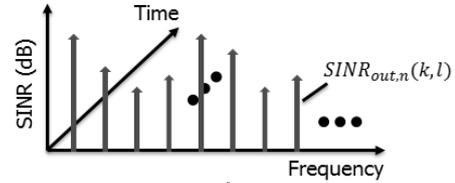
$$R_{intra} = \sum_{n'=1, n' \neq n}^{N_{stream}} \frac{P_0}{N_{stream,0}} \overline{H}_{0,n'} \overline{H}_{0,n'}^H \quad (24)$$

$$R_{inter} = \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_q}{N_{stream,q}} \overline{H}_{q,n} \overline{H}_{q,n}^H \quad (25)$$

2. 유효 SINR

유효 SINR은 그림 4에서 보여주는 두 단계에 기초하여 출력 SINR로부터 얻을 수 있다. 먼저 수신 처리 후

Step 1 : Calculate output SINR, $SINR_{out,n}(k,l)$



Step 2 : Calculate effective SINR, $SINR_{eff,n}$

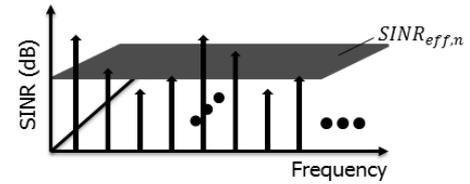


그림 4. 링크 성능 모델

Fig. 4. Link performance model.

의 각 부반송파 및 OFDM 심볼에 대한 각각의 전송 스트림의 출력 SINR을 계산한다. 그 후 EESM(Effective Exponential SNR Mapping)과 같은 모델 함수를 사용하여 출력 SINR로부터 유효 SINR을 계산한다.

시스템 레벨 시뮬레이션의 자원 스케줄링 및 링크 적응 (Link Adaptation) 성능 평가는 순시 채널 및 간섭 조건에 대한 더 정확한 링크 성능 통계 모델을 필요로 한다. 낮은 복잡도와 효율적인 성능 모델을 얻기 위해서는 아래 수식을 통해 유효 SINR을 계산한다^[6].

$$SINR_{eff} = \Gamma^{-1} \left(\frac{1}{N} \sum_N I(SINR_N) \right) \quad (26)$$

여기서 I 는 모델 특성 함수이고 Γ^{-1} 는 역함수이다. 그리고 N 은 사용된 부반송파의 수를 나타낸다. 아래 식들은 각각 CESM(Capacity Effective SINR Metric), EESM 그리고 LESM(Logarithmic Effective SINR Metric) 방식을 보여주고 있다.

$$I(\gamma) = \log_2(1 + \gamma) \quad (27)$$

$$I(\gamma) = \exp(-\gamma) \quad (28)$$

$$I(\gamma) = \log_{10}(\gamma) \quad (29)$$

본 논문에서는 MIESM(Mutual Information Effective SINR Metric)을 사용하며, 다음 식과 같다.

여기서 χ 는 2^k 정상도 심볼 세트이다. χ_b^i 는 비트 i 와 b 가 같은 심볼 세트이고, Y 는 평균이 0이고 분산이 1인 복소 정규이다.

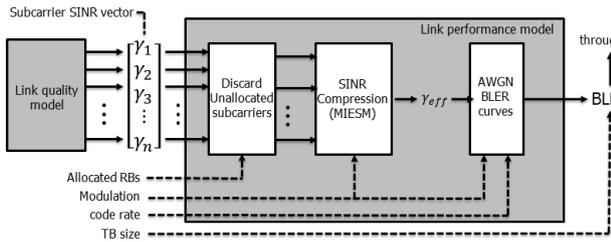


그림 5. L2S 모델
Fig. 5. L2S Model.

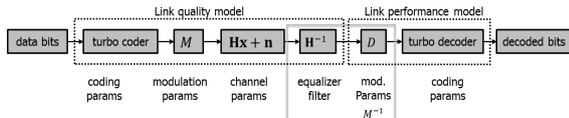


그림 6. LTE-A 하향링크의 PHY 절차
Fig. 6. PHY processing of LTE-A downlink.

$$I_k(\gamma) = k - E \left\{ \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \sum_{b=0}^1 \sum_{z \in \chi_b^i} \log \frac{\sum_{x \in \chi} \exp(-|Y - \sqrt{\gamma}(\hat{x} - z)|^2)}{\sum_{\hat{x} \in \chi_b^i} \exp(-|Y - \sqrt{\gamma}(\hat{x} - z)|^2)} \right\} \quad (30)$$

그림 5는 L2S 모델에 대해 링크 성능 모델 내에서의 SINR 압축 단계를 보여주고 있다. 여기서 링크 품질 (Link Quality) 모델은 링크 적응 및 자원 할당을 추정 하는데 사용되며, 데이터 심볼들의 사후 등화 SINR로써 수신되는 신호 품질을 측정한다. 그리고 링크 성능 모델에서 출력은 할당된 자원 RB, 변조, 코드율, TB (Transport Block) 사이즈를 기반으로 BLER (Block Error Rate) 및 전송율을 계산한다.

LTE-A 하향링크는 링크 품질 및 링크 성능 모델로 구성되어 있다. 입력 파라미터는 각 단계의 PHY 절차로 모델링되며 그림 6과 같다.

유효 SINR은 다음 MCS(Modulation and Coding Scheme)에 따라 대응하는 AWGN의 BLER 곡선에 맵핑된다. 그림 7에서 LTE-A 하향링크 시스템에서 사용되는 4-, 16-, 64-QAM 변조 방식에 대한 BICM (Bit-Interleaved Coded Modulation) 용량 곡선과 15 MCS 레벨에 대한 AWGN SNR-to-BLER 곡선을 보여주고 있다.

V. 모의 실험 결과 및 분석

본 장에서는 채널 추정 기법에 관한 모의실험 결과를 제시하고, 이에 대한 분석을 수행한다.

표 1. 모의실험 파라미터
Table 1. Simulation Parameters.

Parameter	Value
Cell Layout	Hexagonal grid, 19 cell sites, 3 sectors/site
No. of UE per Sector	25 UEs
Antenna Configuration	BS: 2, MS: 2
Channel Model	UMa - NLoS
Doppler Velocity	300Hz
BS Max TX Power	49 dBm - 20 MHz Carrier
Center Frequency	2.6 GHz
Bandwidth (No. of RBs)	20 MHz (100RBs)
Scheduling	Round Robin
Traffic Model	Full Buffer
Cell Radius (R)	[Case 1] 500/ROOT3 ≈ 289m
BS antenna gain pluscableloss	14 dBi for micro, macrocellcase
Antenna Pattern	$A_H(\varphi) = -\min \left[12 \left(\frac{\varphi}{\varphi_{3dB}} \right)^2, A_m \right]$, $\varphi_{3dB} = 70 \text{ degrees}, A_m = 25 \text{ dB}$
Path Loss Model	$PL = 130.5 + 37.6 \cdot \log_{10}(R)$
Shadow Std. Deviation	10 dB
Penetration Loss	20 dB
MS Noise Level	174dBm/Hz
UE Noise Figure	9 dB
Correlation distance of shadowing	50 m
Shadowing correlation between cells/Sectors	0.5 / 1.0
Minimum distance between UE and cell	>= 35 meters
Channel Estimation	LS-Linear, LS-FFT, MMSE-Linear, MMSE-FFT, Ideal
Advanced Receiver	MMSE

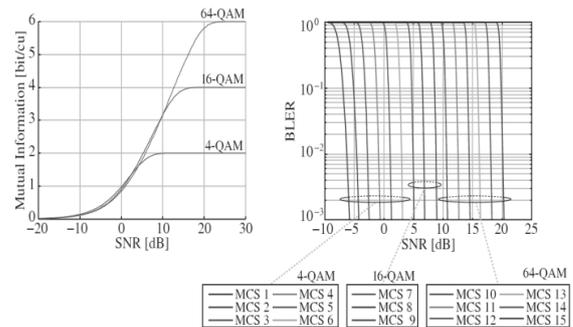


그림 7. BICM 용량 곡선
Fig. 7. BICM capacity curves.

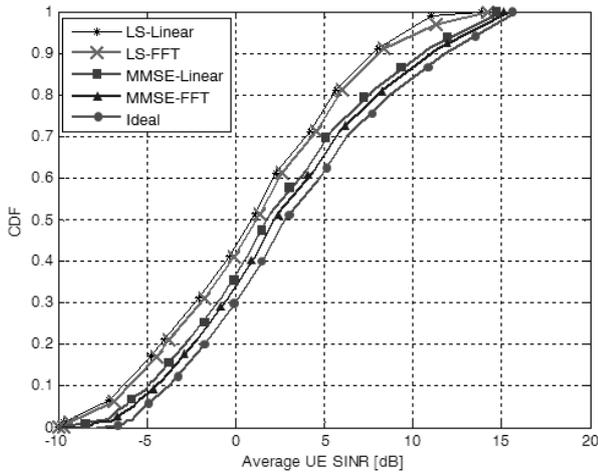


그림 8. 채널 추정 기법에 따른 평균 UE SINR
Fig. 8. Average UE SINR according to channel estimation scheme.

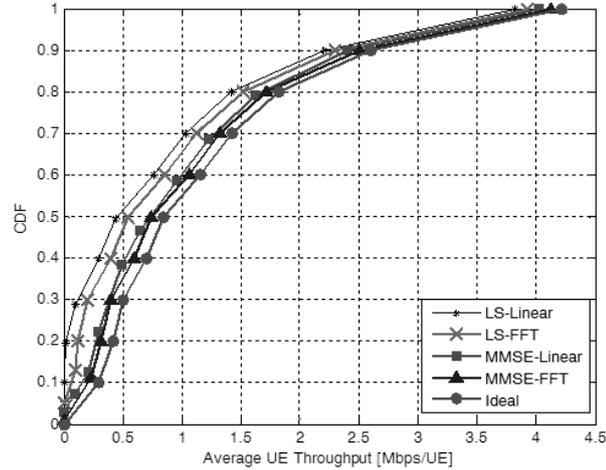


그림 9. 채널 추정 기법에 따른 평균 UE 전송률
Fig. 9. Average UE throughput according to channel estimation scheme.

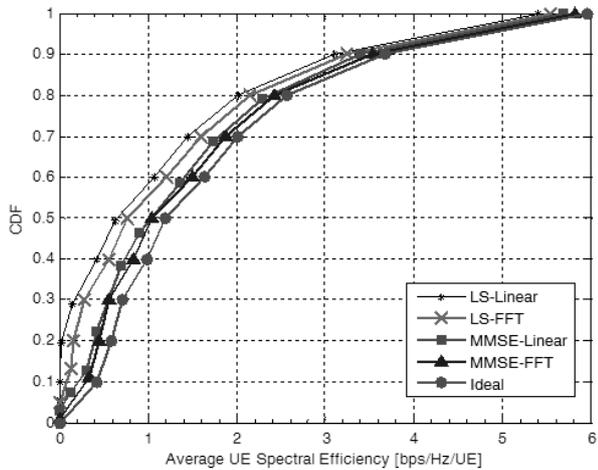


그림 10. 채널 추정 기법에 따른 평균 UE 스펙트럼 효율
Fig. 10. Average UE spectral efficiency according to channel estimation scheme.

표 2. 채널 추정 기법에 따른 전송률 및 스펙트럼 효율
Table 2. Throughput and spectral efficiency according to channel estimation scheme.

Channel Estimation	LS-Linear	LS-FFT	MMSE-Linear	MMSE-FFT	Ideal
Average Cell Throughput (Mbps)	23.89	24.78	27.31	28.15	30.09
Average Cell Spectral Efficiency (bps/Hz)	1.49	1.54	1.64	1.71	1.80
Peak UE Throughput (Mbps/User)	2.46	2.58	2.84	2.97	3.02
Average UE Throughput (Mbps/User)	0.95	0.99	1.09	1.13	1.20
Edge UE Throughput (Mbps/User)	0.15	0.16	0.17	0.18	0.19
Average UE Spectral Efficiency (bps/Hz/User)	0.059	0.061	0.065	0.068	0.072

1. 모의실험 모델 및 파라미터

모의실험은 LTE-A 표준에 따라 하향링크에서 시스템 레벨 모의실험이 이루어졌다^[7]. LTE-A 하향링크 시스템 레벨 시뮬레이션에서 사용된 파라미터에 대하여 표 1과 같이 정리하였다.

2. 모의실험 결과 및 성능 분석

본 절에서는 LS-Linear, LS-FFT, MMSE-Linear, MMSE-FFT에 대하여 성능 분석을 한다. 성능 분석시 할당된 RB, 모듈레이션, 코드를 및 TB 사이즈를 기반으로 전송률 및 스펙트럼 효율을 계산한다.

표 2는 채널 추정 기법에 따른 성능을 보여준다. LS보다 MMSE 채널 추정 기법의 성능이 우수하고, 보간 기법의 경우 Linear 보다 FFT 보간 기법의 성능이 우수한 것을 알 수 있다. LS-Linear, LS-FFT, MMSE-Linear, MMSE-FFT, Ideal 순으로 성능이 향상된 것을 볼 수 있다.

그림 8, 9 및 10은 각각 채널 추정 기법에 따른 평균 SINR, 전송률 및 스펙트럼 효율을 나타낸다. LS-Linear, LS-FFT, MMSE-Linear, MMSE-FFT, Ideal 순으로 성능이 향상된 것을 볼 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 고속 환경에서 데이터의 전송과 수신
을 향상시킬 수 있는 새로운 채널 추정 방법을 제안하
였다. 제안된 채널 추정 알고리즘은 LS 또는 MMSE
채널 추정 후 FFT 보간 기법을 사용한다.

시스템 레벨 시뮬레이션은 3GPP LTE-A 하향링크
시스템의 20MHz 대역을 기반으로 이루어 졌으며, 시뮬
레이션 결과 제안한 채널 추정 기법을 통해 기존 기법
보다 SINR, 전송률 및 스펙트럼 효율 측면에서 성능 향
상을 가져다주는 것을 확인하였다.

REFERENCES

- [1] 3GPP, TS 36.211, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation," V11.4.0, Sept. 2013.
- [2] Saransh Malik, Sherlie Portugal, Sangmi Moon, Bora Kim, Cheol Sung Kim, In Tae Hwang, "Novel Channel Estimation Method in Fast Fading Channels Applied to LTE-Advanced," Journal of The Institute of Electronics and Information Engineers Vol.49, NO.5, May 2012
- [3] J. Hou, J. Liu, "A Novel Channel Estimation Algorithm for 3GPP LTE Downlink System Using Joint Time-Frequency Two-Dimensional Iterative Wiener Filter", University of Science and Technology of China.
- [4] Hyundong Kim and Sangho Choe, "Channel Prediction and Estimation based Feedback Overhead Reduction for Adaptive OFDM System," The Institute of Electronics and Information Engineers, Summer Conference 2016, June 2006.
- [5] Yusuke Ohwatari, Nobuhiko Miki, Takahiro Asai, Tetsushi Abe, and Hidekazu Taoka, "Performance of Advanced Receiver Employing Interference Rejection Combining to Suppress Inter-Cell Interference in LTE-Advanced Downlink," 2011 IEEE VCT, Sept. 2011.
- [6] Zakaria Hanzaz, Hans Dieter Schotten, "Analysis of Effective SINR Mapping Models for MIMO OFDM in LTE System," 2013 9th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 1-5 July 2013
- [7] 3GPP TR 36.814, Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9), V9.0.0 (2010-03)

저 자 소 개



문 상 미(학생회원)
 2012년 2월 전남대학교 전자컴퓨터공학부 학사
 2014년 8월 전남대학교 전자컴퓨터공학과 석사
 2014년 9월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학과 박사과정

<주관심분야: 이동통신, ICIM, MIMO-OFDM, D2D, SCE, V2X>



김 대 진(평생회원)
 1984년 서울대학교 전자공학과 학사
 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사

1991년 7월 1996년 12월 LG전자 멀티미디어연구소 책임연구원
 1997년~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부 교수
 <주관심분야 : 디지털 통신, 디지털 방송>

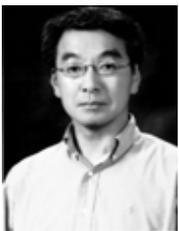


추 명 훈(학생회원)
 2015년 8월 전남대학교 전자컴퓨터공학부 학사
 2015년 9월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학과 석사과정
 <주관심분야: 이동통신, MIMO, OFDM>



황 인 태(평생회원)
 1990년 2월 전남대학교 전자공학과 학사
 1992년 8월 연세대학교 전자공학과 석사
 1999년 9월~2004년 2월 연세대학교 전기전자공학과 박사

1992년 8월~2006년 2월 LG전자 책임 연구원
 2006년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부 교수
 <주관심분야: 디지털통신, 무선통신시스템, 차세대이동통신, MIMO-OFDM, Relay, ICIM, CoMP, D2D, SCE, MTC, V2X, IoE>



김 한 종(평생회원)
 1986년 2월 한양대학교 전자공학과 학사
 1988년 8월 연세대학교 전자공학과 석사
 1988년 9월~1994년 2월 연세대학교 전자공학과 박사

1994년 9월~현재 한국기술교육대학교 전기전자통신공학부 교수
 <주관심분야: 디지털통신, 무선통신시스템, 방송시스템, 신호처리 및 마이크로 프로세서 응용>