

논문 2005-42TC-5-3

# 비터비 복호기를 이용한 OFDM-WLAN의 채널등화 및 샘플링 클럭추적

(Viterbi Decoder-Aided Equalization and Sampling Clock Recovery  
for OFDM WLAN)

김형우\*, 임채현\*\*, 한동석\*\*\*

(Hyungwoo Kim, Chaehyun Lim, and Dongseog Han)

## 요약

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 변조를 이용한 WLAN(wireless local area network) 시스템은 고속 무선 데이터 통신을 위한 대표적 수단으로 전송률의 향상을 위해 활발히 연구되고 있다. 본 논문에서는 WLAN의 정확한 채널 등화와 샘플링 클럭 추적을 위하여 비터비 복호기 출력을 이용한 등화 및 샘플링 클럭 추적 알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘은 파일럿 신호를 이용하여 대략의 클럭 주파수 복원과 채널등화를 수행한 후 비터비 복호기의 출력을 다시 부호화하여 등화 및 샘플링 클럭의 추체에 이용하는 알고리즘이다. 제안한 알고리즘의 우수성을 ETSI WLAN 채널 환경에서 컴퓨터 모의 실험을 통하여 보였다.

## Abstract

IEEE 802.11a is a standard for the high-speed wireless local area network (WLAN), supporting from 6 up to 54 Mbps in a 5 GHz band. We propose a channel equalization algorithm and a sampling clock recovery algorithm by utilizing the Viterbi decoder output of the IEEE 802.11a WLAN standard. The proposed channel equalizer adaptively compensates channel variations. The proposed system uses re-encoded Viterbi decoder outputs as reference symbols for the adaptation of the channel equalizer. It also extracts sampling phase information with the Viterbi decoder outputs for fine adjustment of the sampling clock. The proposed sampling clock recovery and equalizer are more robust to noise and frequency selective fading environments than conventional systems using only four pilot samples.

**Keywords :** OFDM, WLAN, Equalization, Sampling clock recovery

## I. 서론

증가하고 있는 인터넷과 멀티미디어 서비스 요구를 수용하고 어디에서나 자유로운 인터넷의 접속을 위하여 고속 WLAN(wireless local area network)의 역할이 점차 부각되고 있다. 1999년 9월 고속 무선 LAN의 표준안으로서 5GHz대역에서 6~54Mbps의 전송속도를 가지는 OFDM (orthogonal frequency division

multiplexing) 방식의 IEEE 802.11a 표준이 확정되었다<sup>[1]</sup>. OFDM 변조방식은 디지털방송 분야에서도 각광을 받고 있는 차세대 통신시스템에 적합한 변조방식으로 부각되고 있다. OFDM 변조를 이용한 WLAN 방식도 고속 데이터 서비스를 위한 한 방안으로 계속 발전될 것으로 전망된다.

다중 반송파를 사용한 OFDM은 한 심볼의 길이가 길고 보호구간을 사용하므로 다중경로에 의해 발생하는 심볼 간 간섭과 주파수 선택적 페이딩에 강한 변조 방식이다. 또한 정보가 주파수 영역에 존재하므로 주파수 영역 채널 등화기의 사용이 용이하며 좁은 부반송파 간격 내에서 같은 크기로 왜곡되므로 비교적 간단한 채널 등화기만으로도 다중경로의 영향을 보상할 수 있다<sup>[2][3]</sup>.

\* 정회원, \*\* 학생회원, \*\*\* 평생회원, 경북대학교  
(Kyungpook National University)

※ 본 연구는 LG연암문화재단의 2003년 연암해외연구  
교수지원 사업에 의하여 수행되었음

접수일자: 2004년11월8일, 수정완료일: 2005년5월12일

이러한 장점을 이용하여 IEEE 802.11a 고속 WLAN을 이용한 데이터 전송속도를 향상시키기 위한 연구가 활발히 진행 중이다.

본 논문은 복호기의 출력을 다시 부호화하여 등화에 이용하는 방법에 관심을 두고 이를 OFDM WLAN에 응용할 수 있는 방안을 모색하였다. 또한 복호기와 연동된 등화 기법은 동기 윗셋의 추적에도 이용할 수 있다. 그 중에서 샘플링 클럭 추적은 다른 동기와는 달리 프리앰블에서 이루어지지 않는 동기이므로 반드시 필요한 추적 알고리즘이다. 따라서 본 논문은 IEEE 802.11a의 채널 등화와 샘플링 클럭 추적에 대해 살펴보고 비터비 복호기<sup>[4]</sup>와 채널 등화, 샘플링 클럭 추적이 연동된 알고리즘을 제안한다.

기존의 IEEE 802.11a 시스템은 긴 훈련 심볼을 이용하여 채널 등화를 수행한다. 긴 훈련 심볼은 모든 부반송파를 통해 전송되므로 모든 부반송파에서 채널의 왜곡 정도를 쉽게 알 수 있다. 따라서 긴 훈련 심볼을 이용한 채널 등화는 한번에 채널의 영향을 보상하지만 적용적으로 등화를 수행할 수는 없다. 또한 긴 훈련 심볼을 이용한 채널 등화는 잡음의 영향을 많이 받는다.

수신 파일럿 위상차의 평균을 이용하는 기존의 샘플링 클럭 추적 알고리즘은 수신된 4개의 파일럿 부반송파 간의 위상차를 측정하여 샘플링 클럭 윗셋을 추정한다. 파일럿 부반송파들 간의 위상차에는 잡음의 영향이 그대로 존재하므로, 샘플링 클럭 추적 알고리즘은 4개의 파일럿 부반송파들 간의 위상차를 평균함으로써 잡음의 영향을 줄인다. 그러나 파일럿 부반송파의 수가 적기 때문에 잡음의 영향에 민감하다.

따라서 본 논문에서는 잡음의 영향을 줄이고 적용적으로 채널을 등화하기 위하여 복호기 출력을 다시 부호화하여 채널 등화를 위한 훈련 심볼 열로 이용하는 채널 등화 알고리즘을 제안한다. 제안한 채널 등화 알고리즘은 긴 훈련 심볼을 이용하여 초기 채널 추정 값을 구한 후 복호기와 부호기를 통해서 만들어진 가상훈련 열을 이용하여 등화를 적용시킨다. 그러므로 적용적으로 채널을 등화 할 수 있으며 잡음의 영향을 줄인다.

제안한 채널 등화 알고리즘을 통해 생성된 훈련 심볼 열은 샘플링 클럭 추적에도 사용될 수 있다. 제안한 복호기 출력 신호로부터 생성된 52개의 가상의 훈련 열은 이미 각 부반송파의 위상을 포함하고 있기 때문에 샘플링 클럭 추적 알고리즘은 부반송파들 간의 위상차를 쉽게 구할 수 있다. 따라서 가상훈련 열을 이용하여 샘플링 클럭 추적 알고리즘의 성능을 증가시키고 잡음의 영

향을 줄인다.

제안된 알고리즘에 대한 성능은 모의실험을 통하여 분석한다. 모의실험에서는 긴 훈련 심볼을 이용한 기존의 채널 등화기와 복호기와 연동된 제안한 채널 등화기의 성능을 비교한다. 또한 제안된 채널 등화 알고리즘의 채널 추정 값을 이용하는 제안한 샘플링 클럭 추적기의 성능을 실험을 통하여 분석한다.

본 논문은 제 I장의 서론에 이어서 제 II장에서 기존의 채널 등화와 샘플링 클럭 추적에 대해 알아보고, 제 III장에서 복호기와 연동된 채널 등화 알고리즘과 이를 이용한 샘플링 클럭 추적 알고리즘을 제안한다. 제 IV장에서 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘의 성능을 분석하고, 마지막으로 제 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 기존의 채널 등화 및 샘플링 클럭 추적

### 2.1 채널 등화

OFDM 방식은 심볼의 길이가 길고 보호구간을 사용하므로 다중경로에 강하다. 하지만 다중경로와 도플러 천이 등에 의하여 신호의 심각한 왜곡 현상이 일반적이므로 채널 추정을 바탕으로 신호 특성을 개선시키기 위한 채널의 등화가 필수적이다<sup>[5][6]</sup>.

IEEE 802.11a에는 전송 정보를 알려주기 위한 프리앰프가 있고, 다음과 같이 세 부분으로 나누어진다. 첫 번째는 동기 및 등화기를 위해 제공되는 프리앰프이고, 두 번째는 전송 속도와 데이터 길이를 알려주고 초기화를 하기 위한 SIGNAL 필드이며, 세 번째는 데이터를 전송하는 DATA 필드이다. WLAN의 프리앰프는 모든 부반송파에 대한 채널의 주파수 응답을 보다 쉽고 효과적으로 추정하는데 사용된다. IEEE 802.11a 규격의 프리앰프에는 2개의 긴 훈련 심볼이 있다. 긴 훈련 심볼은 모든 부반송파들에 대한 채널 정보를 제공한다. 따라서 긴 훈련 심볼의 왜곡 정도를 확인하면 모든 부반송파들의 왜곡 정도를 판단할 수 있으며 이를 이용하여 채널의 영향을 보상할 수 있다.

$l(l=1,2)$ 번째 수신된 긴 훈련 심볼의  $k$ 번째 유효 부반송파 신호  $L'_{l,k}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L'_{l,k} &= L'_{r,l,k} + jL'_{i,l,k} \\ &= H_k L_k + W_{l,k} \\ &= (H_{r,k} L_k + W_{r,l,k}) \\ &\quad + j(H_{i,k} L_k + W_{i,l,k}) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $r$ 은 실수를 나타내고  $i$ 는 허수를 나타낸다.  $L_k$ 는 '1', '-1'의 송신된 긴 훈련 심볼의 부반송파 신호이다.  $H_k$ 는 부반송파의 채널 특성이며 두 긴 훈련 심볼 사이의 시간 간격이 매우 짧으므로 시간에 따라 변하지 않는다고 가정한다.  $W_{l,k}$ 는 부반송파에 더해진 백색잡음이다. 긴 훈련 심볼을 이용하여 추정된 채널 특성  $\hat{H}_{l,k}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_{l,k} &= \hat{H}_{r,l,k} + j\hat{H}_{i,l,k} \\ &= \frac{L'_{r,l,k}}{L_k} + j\frac{L'_{i,l,k}}{L_k} \end{aligned} \quad (2)$$

식(2)의 추정된 채널 특성에는 잡음의 영향이 포함되어 있고, 이것을 고려하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_{l,k} &= \left( H_k + \frac{W_{r,l,k}}{L_k} \right) + j \left( H_k + \frac{W_{i,l,k}}{L_k} \right) \\ &= H_k + \frac{W_{l,k}}{L_k} = H_k + W_{l,k} \end{aligned} \quad (3)$$

따라서 잡음의 영향이 채널예측 성능에 주는 영향은 대단하다. IEEE802.11a에서는 긴 훈련 심볼은 두 개이므로 다음과 같이 두 번의 추정된 채널 특성의 평균을 구하여 잡음을 줄일 수 있다.

$$\hat{H}_k = \frac{L'_{1,k} + L'_{2,k}}{2L_k} = H_k + \frac{W_{1,k} + W_{2,k}}{2L_k} \quad (4)$$

여기서  $W_{1,k}$ 와  $W_{2,k}$ 는 각각  $k$ 번째 부반송파의 첫 번째와 두 번째 긴 훈련 심볼에 더해진 백색잡음이다.

긴 훈련 심볼을 이용한 채널 등화기는 추정된 채널 특성으로 수신 신호를 보상하며 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_{l,k} &= \frac{Y_{l,k}}{\hat{H}_k} \\ &= \left( \frac{Y_{r,l,k}\hat{H}_{r,k} + Y_{i,l,k}\hat{H}_{i,k}}{\hat{H}_{r,k}^2 + \hat{H}_{i,k}^2} \right) \\ &\quad + j \left( \frac{Y_{i,l,k}\hat{H}_{r,k} - Y_{r,l,k}\hat{H}_{i,k}}{\hat{H}_{r,k}^2 + \hat{H}_{i,k}^2} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $Y_{l,k}$ 는 수신된 데이터 심볼이고 등화기 출력  $\hat{X}_{l,k}$ 는 등화된 데이터 심볼을 의미한다.  $\hat{H}_k$ 는 긴 훈련 심볼을 이용하여 채널 등화기로부터 추정된 채널 특성

이다. 그러나  $Y_{l,k}$ 와  $\hat{H}_k$ 는 잡음을 가지고 있어서 이를 통해 추정되는  $\hat{X}_{l,k}$ 는 더욱 잡음의 영향이 커진다.

### 2.2 샘플링 클럭 추적

샘플링 클럭 추적은 수신기 ADC의 샘플링 클럭 옵셋을 보상하여 송신기에서 보낸 디지털 정보를 그대로 복원하는 동기 과정으로 반송파 주파수 동기와 함께 디지털 통신 수신기의 중요한 부분을 차지한다. 송·수신기 간의 클럭 주파수 차이로 인해 생기는 샘플링 클럭 옵셋은 샘플링 주파수의 차이로 나타나고 매 샘플마다 일정하게 샘플링 위상을 변화시킨다. 송신기의 샘플링 주기  $T_t$ 에 정규화 된 샘플링 클럭 옵셋  $\delta_j$ 에 대하여 매 샘플마다  $\Delta t$ 의 샘플링 오차를 유발하고 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[7-9]</sup>.

$$\Delta t = \frac{T_r - T_t}{T_t} = \frac{1}{\delta_f} \quad (6)$$

샘플링 클럭 옵셋에 의해 발생하는 샘플링 위상의 변화는 심볼 타이밍 옵셋과 같이 위상 회전, 크기 왜곡, 부반송파 간 간섭을 유발한다. 샘플링 클럭 옵셋  $\delta_j$ 가 존재할 때의 수신 신호  $Y_{l,k}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_{l,k} &= X_{l,k}H_k e^{-j\frac{2\pi k\Delta t}{N}} \\ &\quad + \sum_{c \neq k} X_{l,c}H_c e^{-j\frac{2\pi k\Delta t}{N}} \\ &\quad \times \frac{1 - e^{j2\pi(c-k+\Delta t)}}{j2\pi(c-k+\Delta t)} + W_{l,k} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서  $X_{l,k}$ 는 송신 신호이며  $N$ 은 부반송파의 개수이다. 첫 번째 항은 채널을 통해 왜곡된 부반송파 성분이 샘플링 주파수 옵셋  $\delta_j$ 로 인하여  $lk\Delta t$ 만큼 위상이 천이하였음을 의미한다.  $k$ 에 따른 위상 회전의 기울기는  $\Delta t$ 에 비례한다. 즉, 매 심볼마다  $k$ 에 비례한다. 즉, 매 심볼마다  $N$ 개의 부반송파를 가진 한 심볼 내의  $k$ 번째 부반송파를 제외한  $N-1$ 개의 부반송파 사이의 간섭을 나타낸다.

주파수 영역의 이웃한 두 부반송파의 위상차를 알면 쉽게 샘플링 위상을 추정할 수 있다. 그러나 일반적으로 어떤 정보를 송신했는지 수신측에서 알 수 없기 때문에 위상 회전의 정도도 알 수가 없다. 이러한 이유로

OFDM 시스템에서는 파일럿이라고 하는 기준 신호를 몇 개의 부반송파 간격마다 삽입하여 샘플링 클럭 추적을 쉽게 한다. 수신 파일럿 위상차의 평균을 이용하는 샘플링 클럭 추적 알고리즘은 수신 파일럿 부반송파와 기준 파일럿 간의 위상차를 구하고 다시 이 위상차를 인접한 파일럿 부반송파의 그것과 비교하여 샘플링 위상오차  $\Delta t$ 를 추정한다.  $l$ 번째 심볼에서 추정된 샘플링 위상오차  $\Delta t_l$ 은 DPLL(digital phase locked loop)<sup>[10]</sup>을 통해 샘플링 클럭 옵셋  $\delta_f$ 로 변환되어서 ADC의 샘플링 클럭을 보상한다. 샘플링 위상오차  $\Delta t_l$ 은 다음과 같다<sup>[11]</sup>.

$$\Delta t_l = \frac{N}{2\pi \times \Delta k \times (M-1)} \times \sum_{k=1}^{M-1} \tan^{-1}(\phi_{l,k+1} \cdot \phi_{l,k}^*) \quad (8)$$

$$\phi_{l,k} = P'_{l,k} \cdot P_{l,k}^* \quad (9)$$

여기서  $M$ 은 한 심볼 내의 파일럿의 개수이며  $\Delta k$ 는 파일럿 부반송파 간의 거리이다.  $P_{l,k}$ 는 송신된 파일럿 부반송파이고  $P'_{l,k}$ 는 수신된 파일럿 부반송파이다.  $\phi_{l,k}$ 는 파일럿 부반송파의 위상 회전 정도를 나타내는 것으로  $P'_{l,k}$ 와  $P_{l,k}$ 의 상관으로부터 구할 수 있다.  $\Delta t$ 는 시간영역의 한 샘플 시간을 '1'로 정규화 했을 때의 FFT 윈도우 시작점 및 샘플링 위상 옵셋 값을 나타내는데  $\Delta t$ 의 정수값은 FFT 윈도우 타이밍 동기 옵셋을 보상하고  $\Delta t$ 의 소수값은 루프 필터를 이용하여 샘플링 주파수 및 위상을 보상한다.

IEEE 802.11a에서는 단지 4개의 파일럿 부반송파가 존재한다. 따라서 수신 파일럿 부반송파 사이의 위상차는 3개만 생성되고 그 평균을 통해 잡음을 줄여도 여전히 잡음의 영향은 크다. 또한 주파수 선택적 페이딩이 파일럿 부반송파에 일어나면 파일럿 부반송파의 위상이 왜곡된다.

### III. 복호기 연동 채널 등화 및 샘플링 클럭 추적

#### 3.1 채널 등화

잡음의 영향을 줄이기 위하여 추정된 채널 특성의 평균을 이용하여도 여전히 잡음의 영향은 크다. 따라서 잡음의 영향으로 인하여 정확한 채널의 보상이 어려운

단점이 있다. 이러한 영향을 줄이기 위하여 본 절에서는 비터비 복호기의 출력을 다시 부호화<sup>[12][13]</sup>하여 채널 등화에 이용하는 채널 등화 알고리즘을 제안한다.

긴 훈련 심볼은 모든 부반송파들에 대한 채널 정보를 제공하여 채널 등화를 쉽게 한다. 따라서 DATA 필드에서도 긴 훈련 심볼과 같은 역할을 하는 훈련 열을 만들 수 있다면 적응적으로 등화를 수행할 수 있을 것이다. 먼저 식(4)와 같이 긴 훈련 심볼을 사용하여 초기 채널 특성을 구한다. 그 후, 비터비 복호기의 출력을 다시 부호화하여 채널 등화기의 훈련 열로 사용함으로써 채널 특성을 갱신하고 채널에 적응한다. 제안한 채널 등화 알고리즘은 복호기의 출력을 다시 부호화하여 사용하는 기법을 도입하여 다음과 같은 방법으로 채널 특성을 갱신한다.

$$\frac{1}{\hat{H}_{l,k}} = (1 - \mu) \cdot \frac{1}{\hat{H}_{l-1,k}} + \mu \frac{1}{\Delta \hat{H}_{l,k}} \quad (10)$$

$$\Delta \hat{H}_{l,k} = \frac{Y_{l,k}}{\hat{X}_{l,k}} \quad (11)$$

여기서  $\hat{H}_{l,k}$ 의 역수는 채널 등화 계수가 된다.  $\hat{H}_{l,k}$ 의 초기치  $\hat{H}_{0,k}$ 는 식 (4)와 같이 긴 훈련 심볼을 이용하여 추정되고  $\Delta \hat{H}_{l,k}$ 는 비터비 복호기의 출력을 다시 부호화한  $\hat{X}_{l,k}$ 를 이용하여 새로이 추정된 채널 특성이다. 제안한 채널 등화 알고리즘은  $\Delta \hat{H}_{l,k}$ 을 이용하여 채널 특성을 갱신한다.  $\mu$ 는 망각 인수라고 하며 매 심볼마다 얼마나 새로운 내용을 받아 들일 것인지를 결정한다. 또한  $\mu$ 는 심볼이 누적될수록 잡음의 영향을 감소시킨다. 복호기와 연동한 제안 채널 등화기의 블록도를 그림 1에 나타내었다.

제안한 채널 등화 알고리즘은 비터비 복호기의 출력을 다시 부호화하여 채널 등화기의 훈련 열로 사용함으로써 적응적으로 등화를 수행한다. 그리고 제안한 알고리즘은 채널 등화를 지속적으로 할 수 있기 때문에 채널에 적응할 수 있다. 또한 제안한 알고리즘의 부가적인 효과는 파일럿 부반송파의 증가에 있다. 즉 복호기의 출력을 다시 부호화한 훈련 열은 마치 파일럿 부반송파의 개수를 증가시킨 것과 같은 효과를 가진다. 이를 이용하여 파일럿 부반송파를 사용하는 추적 알고리즘의 성능을 향상시킬 수 있다.

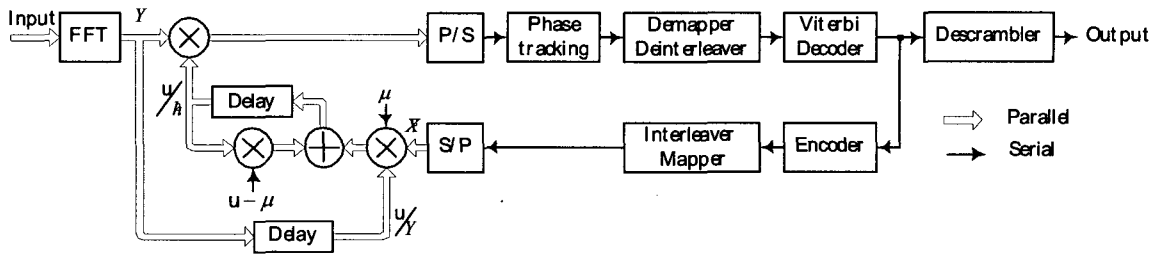


그림 1. 채널 복호기와 연동한 채널 등화기  
Fig. 1. Viterbi decoder aided equalizer.

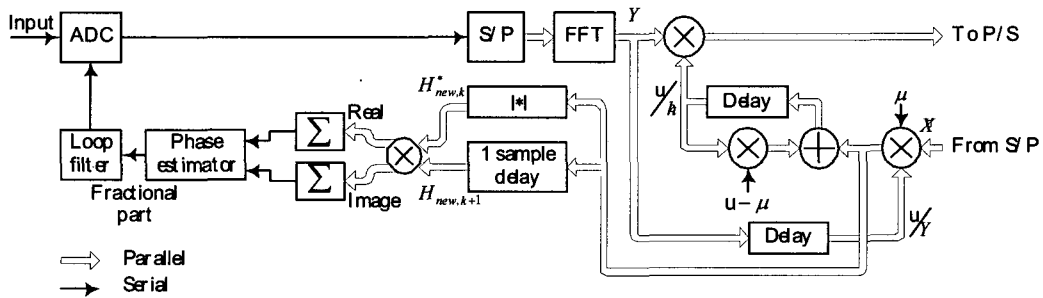


그림 2. 채널 추정 값을 이용한 샘플링 클럭 추적 알고리즘  
Fig. 2. Viterbi decoder aided sampling clock recovery.

3.2 샘플링 클럭 추적

기존의 수신 파일럿 위상차의 평균을 이용하는 샘플링 클럭 추적 알고리즘은 IEEE 802.11a의 한 심볼 당 4개의 파일럿 부반송파만을 사용하기 때문에 잡음과 주파수 선택적 페이딩에 약하다. 따라서 샘플링 클럭 추적 알고리즘의 성능을 향상시키기 위해서는 파일럿 부반송파의 개수를 늘여야 한다. 4.1에서 제안한 채널 등화 알고리즘은 이러한 문제를 해결하는데 사용될 수 있다. 제안한 채널 등화 알고리즘은 복호기의 출력을 다시 부호화하여 훈련 열을 생성하므로 파일럿 부반송파의 개수를 52개로 증가시킨 것과 같은 효과를 가진다. 또한 매 심볼 갱신되는 채널 추정 값은 이미 각 부반송파의 위상을 포함하고 있기 때문에 샘플링 클럭 추적 알고리즘은 부반송파들 간의 위상차를 쉽게 구할 수 있다. 본 절에서는 4.1에서 제안한 채널 등화 알고리즘에 의해 매 심볼마다 갱신되는 채널 추정 값을 이용한 샘플링 클럭 추적 알고리즘을 제안한다.

식(11)의  $\Delta \hat{H}_{l,k}$ 는 매 심볼마다 새롭게 구해지는 채널 추정 값이다.  $\Delta \hat{H}_{l,k}$ 는 채널의 크기 왜곡과 위상 왜곡 정보를 가지고 있다. 이 중에서 위상 왜곡 성분은 채널에 의한 위상 왜곡과 샘플링 클럭 옵셋의 영향을 포

함하고 있다. 부반송파 번호에 따른 경향성을 지닌 샘플링 클럭 옵셋의 영향만을 추출하면 샘플링 클럭 추적이 가능하다.

4.1절에서 제안된 채널 등화 알고리즘의  $\Delta \hat{H}_{l,k}$ 를 ML(maximum likelihood) 방식으로 평균을 취하여 부반송파에 따른 위상의 기울기를 구하면 샘플링 위상 옵셋의 추정이 가능하다. ML 방식은 주파수 선택적 페이딩에 강하기 때문에 산술 평균을 대신하여 사용되었다<sup>[14]</sup>. 샘플링 위상 옵셋 추정 값  $\Delta \hat{t}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta \hat{t} = \frac{64}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\sum_{k=-26, k \neq 0}^{26} \text{Im}(\Delta \hat{H}_{l,k+1} \cdot \Delta \hat{H}_{l,k}^*)}{\sum_{k=-26, k \neq 0}^{26} \text{Re}(\Delta \hat{H}_{l,k+1} \cdot \Delta \hat{H}_{l,k}^*)} \right) \tag{12}$$

여기서  $\Delta \hat{H}_{l,k}$ 는 k번째 부반송파의 새로운 채널 추정 값이다. 그림 2에 채널 추정 값을 이용한 샘플링 타이밍 동기를 나타내었다.

채널 추정 값을 이용한 제안 샘플링 클럭 추적 알고리즘은 채널 등화기와 연동하여 52개의 채널 추정 값을

사용한다. 따라서 52개의 파일럿 부반송파를 사용한 것과 같은 효과를 얻을 수 있어서 잡음에 강하다. 또한 채널 추정 값을 사용하여 각 부반송파의 위상을 구하는 과정이 생략되었으며 ML 방식을 사용하여 주파수 선택적 페이딩에 강하다.

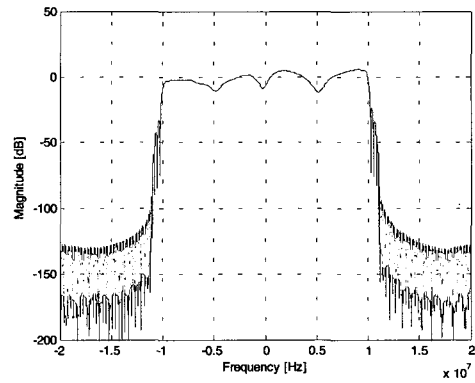
IV. 모의실험

제안한 채널 등화 알고리즘과 샘플링 클럭 추적 알고리즘을 사용한 시스템의 블록도를 그림 3에 나타내었다. 긴 훈련 심볼을 이용하여 초기 채널 등화를 실시하고 비터비 복호기의 출력을 다시 부호화하여 채널 등화기를 갱신한다. 채널 등화기의 채널 추정 값은 샘플링 클럭 추적 알고리즘에 사용되어 ADC의 클럭을 조정하는데 사용된다. 모의실험에서는 복호깊이가 64인 연관 정 비터비 복호기를 사용하였다.

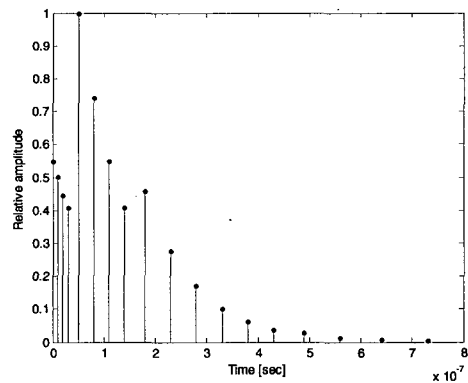
본 논문에서는 각 알고리즘의 AWGN에 대한 성능을 측정하기 위하여 이상적인 채널 조건에 AWGN만을 추가한 AWGN 채널을 고려하였다. 또한 ETSI(European telecommunications standards institute)에서 무선 LAN의 실험을 위하여 제안한 ETSI B 채널<sup>[15]</sup>을 통해 다중 경로 채널에 대한 성능을 측정하였다. 그림 4에 나타난 채널 모델B는 NLOS(non line of sight) 환경으로 사무실과 같이 주신호에 앞서는 다수의 프리고스트(pre-ghost)와 긴 지연시간을 가지는 다수의 포스트고스트(post-ghost)가 존재하는 전형적인 열린 공간의 모델링으로서 다중 경로 채널에서의 성능을 실험하려는 본 논문의 취지에 적합하다.

그림 5와 6은 긴 훈련 심볼을 이용한 기존의 채널 등화기의 성능을 알아보기 위해, 각 전송 모드에 대한 기

존의 채널 등화기를 사용한 시스템의 입력 SNR(signal to noise ratio)에 따른 BER(bit error rate)을 나타낸 것이다. IEEE 802.11a의 패킷 길이 중 가장 큰 길이인 32,760개의 비트를 이용하였고, 또한 채널의 영향만을



(a)



(b)

그림 4. ETSI B 채널의 특성 (a) 주파수 영역 전달 특성, (b) 시간 영역 지연 특성

Fig. 4. Channel characteristics of ETSI B. (a) Frequency domain characteristic, (b) Delay profile.

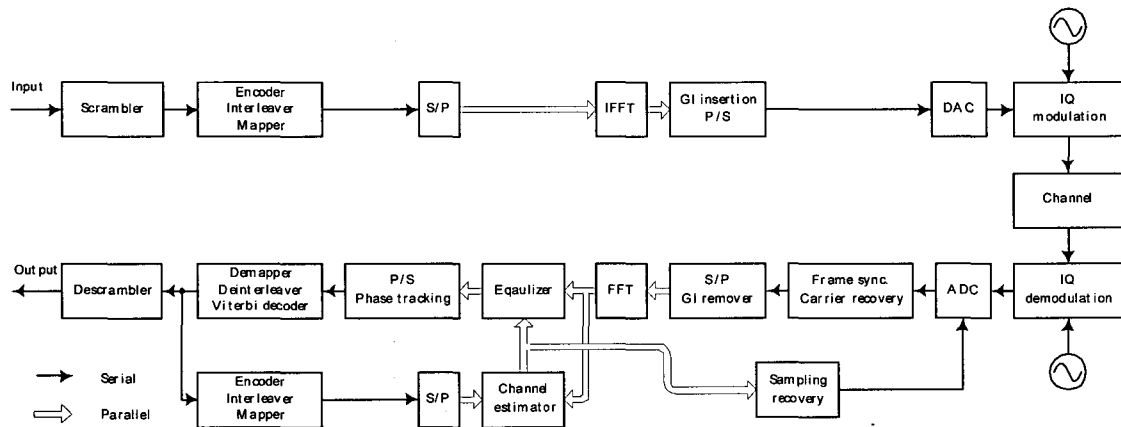


그림 3. 제안한 시스템 구조  
Fig. 3. Proposed system structure.

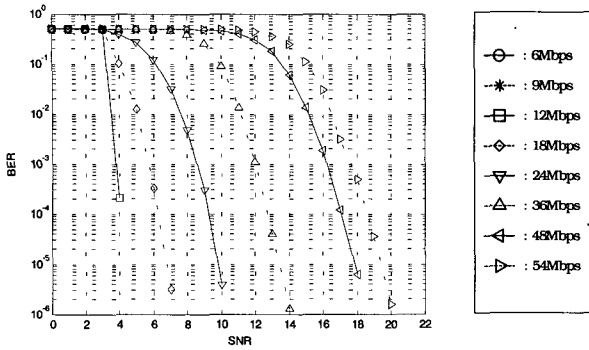


그림 5. AWGN 채널에서 기존 채널 등화기를 사용한 시스템의 입력 SNR에 따른 BER  
Fig. 5. Performance of the conventional equalizer for the AWGN channel.

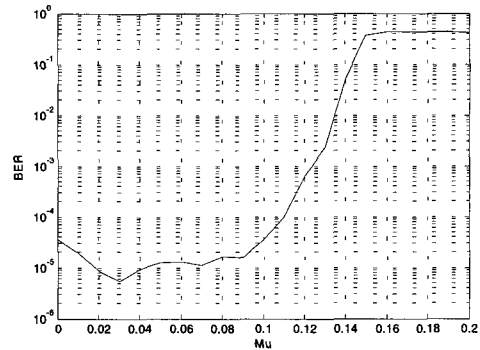


그림 7. 제안한 채널 등화기를 사용한 시스템의 망각인수에 따른 BER  
Fig. 7. Performance of the proposed equalizer according to the forgetting factor.

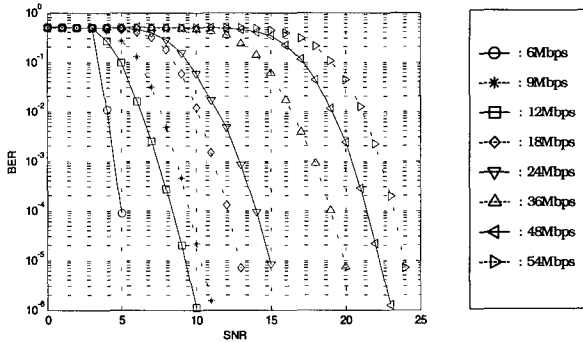


그림 6. ETSI B 채널에서 기존 채널 등화기를 사용한 시스템의 입력 SNR에 따른 BER  
Fig. 6. Performance of the conventional equalizer for the ETSI B channel.

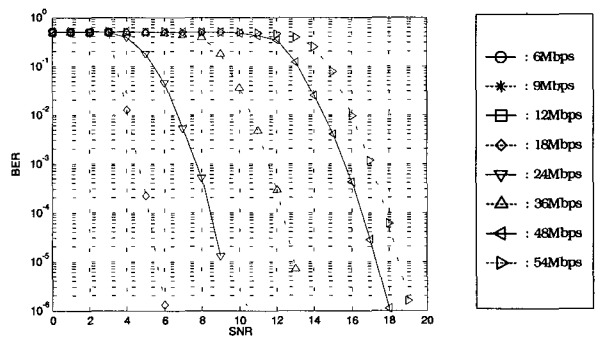


그림 8. AWGN 채널에서 제안한 채널 등화기를 사용한 시스템의 입력 SNR에 따른 BER  
Fig. 8. Performance of the proposed equalizer for the AWGN channel.

고려하기 위하여 동기 옵셋은 설정하지 않았다. 그림 5와 6의 54Mbps 모드를 살펴보면 약  $10^{-5}$ 의 BER 성능을 보이기 위해 ETSI B 채널에서는 AWGN 채널보다 약 4.5dB의 더 높은 입력 SNR이 필요하다는 것을 알 수 있다. 이것은 ETSI B 채널에 의해 ISI (inter-symbol interference)가 발생하기 때문이다.

복호기와 연동한 제안 채널 등화기는 망각 인수  $\mu$ 에 따라 성능이 달라진다. 따라서 적합한  $\mu$ 를 먼저 찾아야 한다. 그림 7은 64-QAM 변조방식과 3/4의 부호화율을 사용하는 54Mbps모드와 AWGN 채널, 입력 SNR 19dB에서  $\mu$ 에 따른 제안한 채널 등화기의 BER을 나타낸다. 그림 7에서 알 수 있듯이  $\mu$ 가 약 0.03일 때 가장 좋은 성능을 보였다.

그림 8과 9는 복호기와 연동한 제안 채널 등화기의 성능을 알아보기 위해 각 모드에 대한 제안한 채널 등화기를 사용한 시스템의 입력 SNR에 따른 BER을 나타낸 것이다. 망각 인수는 0.03을 사용했다. 제안한 채널

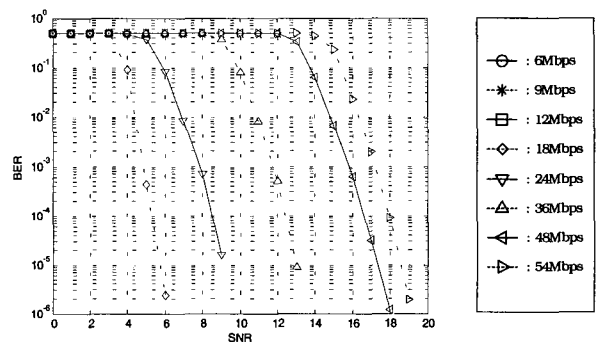


그림 9. ETSI B 채널에서 제안한 채널 등화기를 사용한 시스템의 입력 SNR에 따른 BER  
Fig. 9. Performance of the proposed equalizer for the ETSI B channel.

등화기의 성능을 분석하기 위하여 긴 훈련 심볼을 이용한 기존의 채널 등화기의 성능과 비교하였다. 제안한 채널 등화기를 사용한 시스템은 기존의 채널 등화기를 사용한 시스템에 비하여 BER= $10^{-5}$ 에서 약 0.5dB 이상 더 좋은 성능을 나타내었다. AWGN 채널에서는

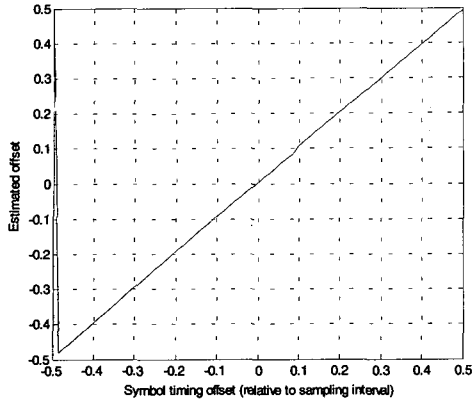


그림 10. 제안한 샘플링 클럭 추적 알고리즘의 특성 곡선  
 Fig. 10. Characteristic curve of the proposed sampling clock tracking.

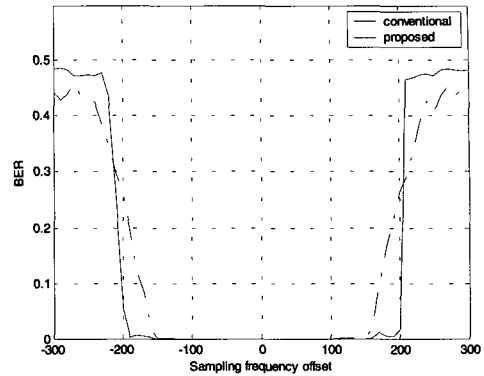


그림 12. 샘플링 주파수 오프셋에 따른 BER 비교  
 Fig. 12. Comparison of sampling timing tracking algorithms according to sampling frequency offset.

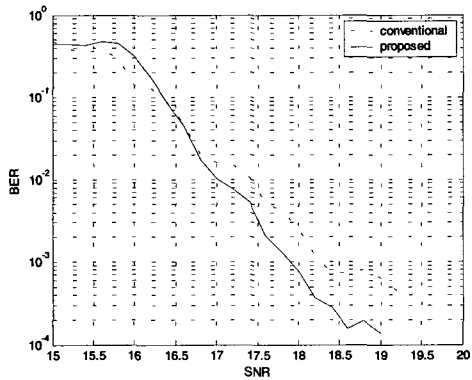


그림 11. SNR에 대한 샘플링 클럭 추적 알고리즘의 BER 비교  
 Fig. 11. Performances of sampling timing tracking algorithms.

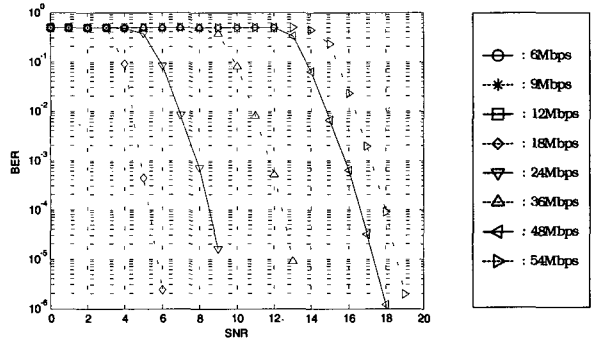


그림 13. AWGN 채널에서 제안한 시스템의 입력 SNR에 따른 BER  
 Fig. 13. Performance of the proposed system for the AWGN channel.

48Mbps에서는 약 0.5dB, 36Mbps에서는 약 0.7dB, 나머지 모드에서는 약 1dB의 성능향상이 있었다. 또한 ETSI B 채널에서는 48과 54Mbps 모드에서는 약 0.5dB, 6과 9Mbps 모드에서는 약 1dB, 나머지 모드에서는 약 2dB의 성능향상이 있었다.

채널 추정 값을 이용한 제안 샘플링 클럭 추적 알고리즘의 성능을 분석하기 위하여 샘플링 위상오차 예측기의 특성 곡선을 그림 10에 나타내었다. 반송파 주파수 오프셋이 없는 상황에서 AWGN 채널로 설정하였으며 입력 SNR은 20dB이다. 특성곡선은 기존의 샘플링 클럭 추적 알고리즘과 동일하다. 또한 채널의 영향을 고려하더라도 다른 동기 오프셋이 없다면 같은 특성곡선을 얻을 수 있다.

채널 추정 값을 이용한 제안 샘플링 클럭 추적 알고리즘과 파일럿 부반송파를 이용한 기존 샘플링 클럭 추

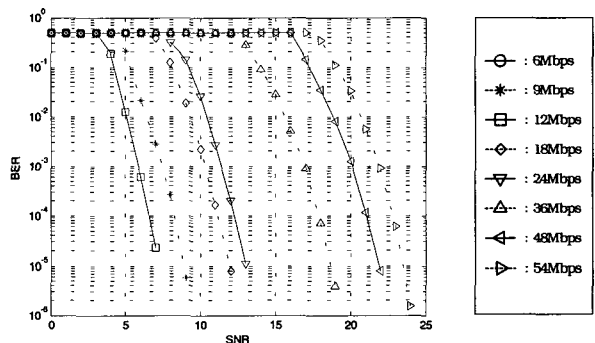


그림 14. ETSI B 채널에서 제안한 시스템의 입력 SNR에 따른 BER  
 Fig. 14. Performance of the proposed system for ETSI B channel.

적 알고리즘의 성능을 비교하기 위하여 입력 SNR에 따른 BER을 그림 11에 나타내었다. 채널은 AWGN 채널로 설정 하였으며 샘플링 클럭 오프셋은 100ppm이다. 전송모드는 54Mbps로 설정하였다. 그림 11을 살펴보면



채널 추정 값을 이용한 제안 알고리즘이 파일럿 부반송파를 이용한 기존 알고리즘보다 BER이  $10^{-3}$  일 때를 기준으로 0.5dB의 이득이 있음을 알 수 있다.

그림 12는 샘플링 주파수 오프셋에 따른 BER을 나타낸 것이다. 기존의 알고리즘은 약  $\pm 100\text{ppm}$  이상의 샘플링 타이밍 오프셋이 존재하면 오류비트가 발생하였다. 그러나 제안한 샘플링 타이밍 동기를 사용하면  $\pm 140\text{ppm}$ 까지의 샘플링 타이밍 동기가 존재하는 경우에도, 샘플링 타이밍 오차를 추적 보상하여 오류비트가 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다.

그림 13과 14는 제안한 채널 등화기와 샘플링 클럭 추적 알고리즘을 함께 사용한 제안 시스템의 성능을 알아보기 위해 각 모드에 대한 제안한 채널 등화기를 사용한 시스템의 입력 SNR에 따른 BER을 나타낸 것이다. 샘플링 클럭 오프셋은 100ppm이다. 제안한 시스템은 샘플링 클럭 오프셋에도 불구하고 그림 8과 9의 제안한 채널 등화기를 사용한 시스템과 유사한 성능을 보였다. 다만 낮은 SNR에서는 모의 훈련열에 발생하는 오류가 많기 때문에 높은 BER을 나타내었다. 따라서 그림 8과 9에 비해 SNR에 따라 급격히 감소하는 BER 곡선을 볼 수 있었다.

## V. 결 론

본 논문에서는 IEEE 802.11a WLAN의 채널등화와 샘플링 클럭 추적의 성능향상을 위한 두 가지 알고리즘을 제안하였다. 제안한 채널 등화 알고리즘은 복호기의 출력을 다시 부호화하여 채널 등화기의 훈련 열로 사용함으로써 채널을 적응적으로 등화 시킬 수 있다. 또한 복호기의 출력을 다시 부호화한 훈련 열은 마치 파일럿 부반송파의 개수를 증가시킨 것과 같은 효과를 가진다. 이를 이용하여 파일럿 부반송파를 사용하는 추적 알고리즘들의 성능을 향상 시킬 수 있다. 채널 추정 값을 이용한 제안 샘플링 클럭 추적 알고리즘은 제안한 채널 등화기와 연동하여 52개의 채널 추정 값을 사용한다. 따라서 52개의 파일럿 부반송파를 사용한 것과 같은 효과를 얻을 수 있어서 잡음에 강하다. 또한 채널 추정 값을 사용하여 각 부반송파의 위상을 구하는 과정이 생략되었으며 ML 방식을 사용하여 주파수 선택적 페이딩에 강하다.

모의실험을 통한 성능분석 결과 제안한 복호기와 연동한 제안 채널 등화기는 긴 훈련 심볼만을 사용한 채

널 등화기에 비해 BER=  $10^{-5}$ 을 기준으로 약 0.5dB 이상의 성능 개선이 있었다. 또한 제안한 샘플링 클럭 추적 알고리즘은 약  $\pm 150\text{ppm}$ 의 샘플링 타이밍 오프셋을 추적하였다. 따라서 제안한 채널 등화 알고리즘과 샘플링 클럭 추적 알고리즘은 고속 무선 LAN 규격인 IEEE 802.11a에 사용될 수 있다. 그러나 더욱 효과적인 분석을 위하여 필드에서 이루어진 정확한 테스트가 필요하다.

## 참 고 문 헌

- [1] IEEE standard 802.11a, *Supplement to IEEE Standard for Information Technology Telecommunications and Information Exchange between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirements. Part II: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY)*, Sep. 1999.
- [2] J. A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [3] W. Y. Zou and Y. Wu, "COFDM: an Overview," *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 41, pp. 1-8, Mar. 1995.
- [4] A. J. Viterbi, "Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 13, pp. 260-269, Apr. 1967.
- [5] J. Terry and J. Heiskala, *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, Sams, Indianapolis, 2002.
- [6] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock and H. Meyr, "Optimum Receiver Design for OFDM-Based Broadband Transmission-Part II: A Case Study," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 49, pp. 571-578, Apr. 2001.
- [7] S. A. Fechtel, "OFDM Carrier and Sampling Frequency Synchronization and its Performance on Stationary and Mobile Channels," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 46, pp. 438-441, Aug. 2000.
- [8] Y. J. Ryu and D. S. Han, "Timing phase estimator overcoming Rayleigh fading for OFDM systems," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 47, pp. 370-377, Aug. 2001.
- [9] D. K. Kim, S. H. Do, H. B. Cho, H. J. Choi and K. B. Kim, "A New Joint Algorithm of Symbol Timing Recovery and Sampling Clock Adjustment for OFDM Systems," *IEEE Trans.*

- on *Consumer Electronics*, vol. 44, pp. 1142-1149, Aug. 1998.
- [10] F. M. Gardner, *Phaselock Techniques*, John Wiley & Sons, New York, 2ed, 1979.
- [11] J. J. van de Beek, P. O. Borjesson, M. L. Boucheret, D. Landstrom, J. M. Arenas, P. Odling, C. Ostberg, M. Wahlqvist and S. K. Wilson, "A Time and Frequency Synchronization Scheme for Multiuser OFDM," *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. 17, pp. 1900-1914, Nov. 1999.
- [12] J. Hagenauer, E. Offer and L. Papke, "Iterative Decoding of Binary Block and Convolutional Codes," in *Proc. GLOBECOM'92*, vol. 3, pp. 1779-1784, Dec. 1992.
- [13] M. Tuchler, R. Otnes and A. Schmidbauer, "Performance of Soft Iterative Channel Estimation in Turbo Equalization," in *Proc. ICCS 2002*, vol. 1, pp. 72-76, Nov. 2002.
- [14] Y. J. Ryu and D. S. Han, "Timing Phase Estimator Overcoming Rayleigh Fading Channel for OFDM Systems," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 47, pp. 370-377, Aug. 2001.
- [15] ETSI EP BRAN, *Channel Models for HIPERLAN/2 in Different Indoor Scenarios*, Mar. 1998.

---

 저 자 소 개
 

---



김 형 우(정회원)  
 2002년 경북대학교 전자전기  
 공학부 학사 졸업.  
 2004년 경북대학교 전자공학과  
 석사 졸업.  
 <주관심분야 : 통신, 신호처리>



임 채 현(학생회원)  
 2000년 경북대학교  
 전자공학과 학사  
 2002년 경북대학교  
 전자공학과 석사  
 2002년~현재 경북대학교  
 전자공학과 박사과정  
 <주관심분야 : 디지털 방송 시스템, 적응 어레이  
 시스템, OFDM 시스템>



한 등 석(평생회원)  
 1987년 경북대학교  
 전자공학과 공학사  
 1989년 KAIST 전기 및  
 전자공학과 공학석사  
 1993년 KAIST 전기 및  
 전자공학과 공학박사  
 1987년~1996년 삼성전자 기술총괄  
 신호처리연구소 선임연구원  
 1996년~현재 경북대학교 전자전기컴퓨터학부  
 부교수  
 2004년 플로리다대학교 방문교수  
 <주관심분야 : 디지털통신 및 이동통신 신호처리>