

논문 2007-44TC-2-6

TDD OFDM 시스템에서의 효율적인 잔류 시간동기 오차 제거 기법

(Cost-effective Residual Frame Synchronization Error Removal Technique in TDD OFDM Systems)

이 성 주*, 김 경 민**, 김 재 석**

(Seongjoo Lee, Kyungmin Kim, and Jaeseok Kim)

요 약

본 논문에서는 격자형태의 파일럿 배치를 사용하는 시분할 양방향통신 OFDM 시스템에서 잔류 시간동기 오차를 제거하는 효율적인 방법을 제시한다. OFDM 시스템에서 잔류 시간동기 오차는 채널추정의 성능을 저하시키는 원인이 되고, 이것을 제거하는 많은 알고리즘이 제안되고 있다. 그 중에서, 위상 전처리 및 후처리 보상 기법은 잔류 시간동기 오차의 영향을 효과적으로 제거하여 우수한 성능을 보이지만, 많은 전력소모를 가져오는 단점이 있다. 따라서, 본 논문에서는 FFT 윈도우의 시작위치를 조정함으로써 적은 계산량으로도 잔류 시간동기 오차를 효과적으로 제거할 수 있는 방법을 제시하고자 한다. 성능검증을 위해, 본 논문에서는 제안된 기법을 IEEE 802.16e 표준에 적용하여 추가적으로 요구되는 계산량과 전력소모를 기존의 보상방법과 비교한다. 성능분석 결과 제안된 방식은 기존 방식과 유사한 성능을 보이면서도 전력소모 측면에서는 기존 방식의 4.9%만의 전력을 소비하는 것으로 나타나, 전력소모가 무엇보다도 중요한 이동통신 시스템에 매우 적합한 것으로 판단된다.

Abstract

A lot of conventional algorithms has tried to cancel the Residual Frame Synchronization Error (RFSE), which causes the performance degradation of channel estimation when using interpolation in lattice-type pilot-aided Time Division Duplex (TDD) OFDM systems. Among them, a pre- and post-compensation method has been attractive to eliminate the effects of RFSE, providing good performance but requiring high computational complexity. In this paper we propose a new method which lowers computational costs by adjusting the starting point of TDD OFDM systems' FFT window in order to compensate for the RFSE. For the performance verification, we apply the proposed method to IEEE 802.16e standard and also estimate additionally required computational power of it compared to the pre- and post-compensation method. Simulation and implementation results show that the proposed algorithm has performance similar to the conventional method and is very efficient with low power implementation, requiring only 4.9 % of the power which the conventional method needs additionally.

Keywords : residual frame synchronization error, TDD OFDM, channel estimation, computational power

* 정희원, 세종대학교 정보통신공학과
(Dept. of Information and Communication Eng.
Sejong Univ.)

** 정희원, 연세대학교 전기전자공학부
(School of Electrical and Electronic Eng. Yonsei
Univ.)

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원 대학 IT연구센터 육성·지원사업의 연구 결과 및 IDEC에서 지원한 CAD툴을 이용하여 수행되었음.
접수일자: 2006년4월13일, 수정완료일: 2007년2월14일

I. 서 론

격자형태(lattice-type)의 파일럿(pilot) 배치는 시변(time variant) 및 주파수 선택적(frequency selective) 페이딩 채널에서 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 채널추정 성능을 높이는 데 유리한 방법이다^[1]. 격자형태 파일럿을 사용하는

OFDM 시스템에서 채널추정은 파일럿 신호 추정과 채널 보간(interpolation)의 두 단계로 이루어지는데, 잔류 시간동기 오차(RFSE, Residual Frame Synchronization Error)가 존재하는 경우, 오차성분이 OFDM 복조 후 각 부반송파(sub-carrier)에서 위상 회전(phase rotation)으로 나타나기 때문에, 채널추정의 성능이 크게 저하되는 문제점을 가진다^[2]. 일반적으로 OFDM 시스템에서는 초기(initial) 프레임 동기과정을 통해 FFT의 시작위치를 추정하게 되는데, 이 과정은 시간 축(time domain) 신호의 상관특성(correlation)을 이용하기 때문에 다중경로 신호가 존재하는 채널에서는 정확한 시작위치를 결정하는 것이 불가능하다. 특히, FFT의 시작위치가 원래의 위치보다 뒤로 결정되는 경우 치명적인 심볼간 간섭(ISI, Inter Symbol Interference)이 발생하기 때문에, OFDM 시스템에서는 초기 프레임 동기과정에서 결정된 FFT 시작위치보다 몇 샘플 앞으로 이동하여 FFT를 수행하게 된다^[3]. 이 경우, 시간동기 오차를 피할 수 없게 되며(본 논문에서는 이것을 잔류 시간동기 오차, 즉 RFSE라고 부르기로 한다.), 이것이 FFT 이후 주파수 축에서 위상 회전으로 나타난다. 파일럿이 존재하지만, 데이터를 전송하는 부반송파(sub-carrier)의 경우 파일럿 부반송파를 이용한 보간(interpolation) 기법으로 해당 부반송파의 위상오차를 추정해야하는데, 격자구조의 경우 시간 축 및 주파수 축으로 이중 보간을 수행해야하므로, RFSE가 존재하는 경우 보간 기법에 의한 채널 추정에 한계가 존재하여 복조성능이 크게 열화되는 것을 볼 수 있다.

전처리 및 후처리 보상기법(pre- and post-compensation)은 RFSE를 추정하여 각각의 부반송파마다 추정된 RFSE를 제거함으로써 복조성능을 크게 향상시킨 알고리즘이다^[2]. 그러나 이 알고리즘은 매 OFDM 심볼마다 모든 부반송파에 대해서 보상과정을 수행해야하기 때문에 매우 높은 계산량과 전력소모를 요구한다. 이러한 문제점은 매우 낮은 전력소모를 요구하는 이동통신 시스템에서는 큰 부담이 될 소지가 많다. 따라서, 본 논문에서는 계산량을 획기적으로 줄이면서도 효율적으로 RFSE를 제거할 수 있는 새로운 방식을 제안하고자 한다. 제안된 방식에서는 주파수 축에서 RFSE를 효과적으로 추정하여 추정된 결과를 통해 FFT의 시작 위치를 이동시키는 방식을 사용함으로써 RFSE가 발생하는 것을 방지한다. 이렇게 함으로써, 기존 방식과 달리 FFT이후에 각 부반송파에 대한 보상과정이 불필요하게 되므로, 보상과정에서 발생하는 계산량 및 전력소모

를 획기적으로 줄일 수 있게 된다. 시간 축에서는 다중경로 페이딩으로 인해 정확한 RFSE에 대한 측정이 불가능하지만, 주파수 축에서는 OFDM 시스템의 특성에 의해 각 부반송파에 실리는 신호들이 플랫(flat) 페이딩을 겪게 되므로^[4-7], 시간 축보다 정확한 RFSE 측정이 가능하다. 그렇기 때문에, RFSE를 추정하여 FFT의 시작위치를 조정하는 방법에는 큰 무리가 없다.

제안된 방식을 사용하는 경우, FFT의 시작위치를 조절해야하기 때문에, FFT 연산 지연(processing delay)으로 인한 수신신호의 손실을 막기 위해 추가적인 메모리 소자가 필요할 수 있다. 그러나, 시분할 양방향(Time Division Duplex) OFDM 시스템의 경우, 이전 패킷(packet)의 RFSE를 이용하여 현재 패킷의 FFT 시작위치를 조정할 수 있기 때문에(일정시간마다 고정적으로 패킷 전송이 이루어지므로), 추가적인 메모리를 필요로 하지 않는다. 일반적으로 OFDM 시스템에서는 시간 및 주파수 오차에 대한 보정을 초기 동기회로에서 매 패킷마다 수행을 하고, 오실레이터(oscillator)의 불안으로 인한 샘플링 오차 또한 매 패킷마다 보정하기 때문에, 본 논문에서는 다중경로 페이딩으로 인한 RFSE만을 고려하고 이것으로 인해 발생하는 문제만을 해결하는데 목적을 둔다. 이 경우, 시속 100Km로 움직이는 물체(100Hz이하의 도플러 주파수 환경)에서 일어나는 RFSE는 수 패킷까지 일정하게 유지된다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 먼저 II장에서는 본 논문에서 사용하고 있는 시스템에 대해서 기술하고, RFSE가 발생하는 원인에 대해서 언급한다. 그리고 III장에서는 RFSE를 제거하기 위해 제안된 방법을 제시하고, IV장에서는 시뮬레이션 결과 및 하드웨어 구현 결과를 보여준다. 마지막으로, V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 구성 및 잔류 시간동기 오차

파일럿 신호를 사용하는 일반적인 OFDM 시스템에 대한 간략화된 블록도는 그림 1과 같이 주어진다. 그림 1에서 알 수 있듯이, 2진 직렬(serial) 정보 데이터는 전송채널 특성을 고려하여 그룹화 및 변조되고, 변조된 신호에 파일럿이 추가되면 주파수 축면(frequency-domain)에서의 신호 $X(k)$ 가 만들어진다. 이 $X(k)$ 는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 블록을 통해서 시간축(time-domain) 신호 $x(n)$ 로 변환되고, $x(n)$ 에 대한 수식은 다음과 같이 정의된다.

$$x(n) = \text{IFFT}\{X(k)\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

여기서, N 은 부반송파(sub-carriers)의 개수이다. 인접심볼간 간섭(ISI: Inter-symbol interference)을 피하기 위해 신호 $x(n)$ 에 보호구간(guard interval)이 삽입되고, 보호구간이 삽입된 신호 $x_g(n)$ 은 DA(Digital-to-Analog) 변환기 및 송신필터를 거쳐 공기 중으로 전송된다. $x_g(n)$ 에 대한 수식은 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$x_g(n) = x(n-G)_N, \quad 0 \leq n \leq N+G-1 \quad (2)$$

여기서, $(\cdot)_N$ 은 모듈로(modulo)- N 연산을 의미한다. 공기 중으로 전송된 신호는 r 차의 주파수 선택적 다중 경로 페이딩(frequency selective multi-path fading) 및 화이트 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise) 환경을 겪게 되고, 따라서 수신된 신호 $y_g(n)$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$y_g(n) = \left(\sum_{i=0}^{r-1} x_g(n) h(n,i) \right) + w(n), \quad 0 \leq n \leq N+G-1 \quad (3)$$

여기서, $w(n)$ 은 AWGN을 의미하고, $h(n,i)$ 는 시간 n 에서 이전 i 개의 임펄스들에 대한 채널응답으로 OFDM 심볼 내에서 채널응답이 일정하다면 시불변(time invariant) 응답인 $h(i)$ 로 모델링이 가능하다^[4]. 수신된 신호에서 보호구간을 제거하면 수신된 신호는

$$y(n) = y_g(n+G), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4)$$

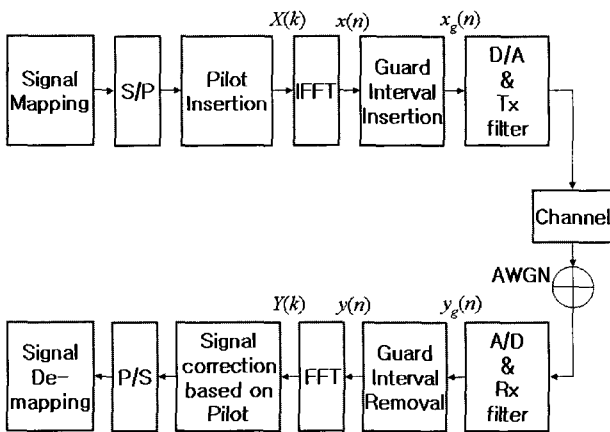


그림 1. 파일럿 신호를 사용하는 일반적인 OFDM 시스템의 블록도

Fig. 1. Block diagram of pilot-aided OFDM system.

와 같이 정의되고, FFT 블록을 통해서 다시 주파수축 신호로 변환되면 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$Y(k) = \text{FFT}\{y(n)\} = H(k)X(k) + W(k), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (5)$$

여기서, $W(k)$ 와 $H(k)$ 는 각각 k 번째 부반송파에 대한 AWGN 및 채널 임펄스 응답(impulse response)을 의미한다. $H(k)$ 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$H(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} h(i) e^{-j\frac{2\pi ik}{N}}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (6)$$

OFDM 시스템은 주파수 선택적 페이딩 채널이 N 개의 부반송파에 대해서는 플랫 페이딩 채널로 변환되기 때문에, 잡음성분에도 불구하고, 수신된 신호 $Y(k)$ 는 단순한 $H(k)$ 와 $X(k)$ 의 곱으로 간주될 수 있다. 이 경우, $H(k)$ 값을 추정하여 $X(k)$ 를 알아내는 방법이 가능한데, $H(k)$ 를 추정하기 위해서는 파일럿 신호를 사용하여야 한다. 파일럿 신호를 이용하여 $H(k)$ 에 대한 추정이 가능해 지면, 최종적으로 다음과 같은 방법에 의해서 신호에 대한 복조를 수행할 수 있다.

$$\hat{X}(k) = \frac{Y(k)}{\bar{H}(k)}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (7)$$

여기서, $\bar{H}(k)$ 는 파일럿을 통해 추정된 k 번째 부반송파의 채널응답특성이다.

신호에 대한 복조 성능은 채널추정에 의해서 결정되는데, 채널추정에 대한 성능은 파일럿 신호의 배치 방법과도 밀접하게 관련되어 있다. 파일럿 신호의 배치 방법에는 여러 가지 형태가 가능하지만 대표적으로, 블록형태(block-type), 빗형태(comb-type), 그리고 격자형태(lattice-type) 등이 가장 많이 사용된다^[8]. 이 중에서 격자형태의 파일럿은 시간과 주파수 축에 파일럿을 모두 배치함으로써 시변 및 주파수 선택적 페이딩에서 데이터 전송 효율을 높이고 채널응답의 추정에 대한 정확도도 향상시킬 수 있다^[9]. 그러나 격자형태의 파일럿 배치에서는 인접한 파일럿 부반송파를 이용한 시간 및 주파수 축 보간(interpolation) 방법을 통해 데이터 부반송파에 대한 채널응답을 추정해야하기 때문에, 보간 방법에 의해 복조성능이 크게 좌우되는 문제점이 있다. 특히, RFSE가 존재하는 경우, 보간에 의한 채널추정의 정확도가 크게 떨어져 복조성능이 매우 악화되는 것을 볼 수 있다.

일반적으로 OFDM 시스템에서는 하드웨어 부담을

줄이기 위해 상관(correlation) 기법을 이용하여 FFT의 시작 위치를 찾아내는 프레임 동기(frame synchronization) 기법을 사용한다^[10-11]. 그런데, 이 방법은 간단하게 구현할 수 있다는 이점이 있으나 다중경로 페이딩 채널에서는 첫 번째 경로의 신호가 반드시 상관 값의 최대치를 가지는 것이 아니기 때문에, FFT의 시작 위치를 정확하게 알아내는 것이 거의 불가능한 문제점을 가지고 있다^[3]. 만약, 프레임의 시작 위치를 본래의 시작 위치보다 뒤로 잡는 경우(다중경로에서는 일반적인 경우가 이에 해당된다), FFT의 윈도우가 인접심볼 영역까지 존재하여 인접심볼과의 간섭을 피할 수 없게 된다. 따라서, 프레임 동기과정에서는 상관 값이 최대치를 갖는 위치보다 다중경로 페이딩의 영향이 충분히 사라질 수 있을 만큼 FFT의 시작 위치를 앞당긴다. 이럴 경우, 정확한 FFT의 시작 위치를 결정하지 못하기 때문에, 오차 성분이 남을 수밖에 없다. 본 논문에서는 이 오차 성분을 RFSE라고 명명한다. RFSE는 시간 축에서 수행되는 동기과정에서는 피할 수 없기 때문에, 결과적으로 수식 (5)는 다음과 같이 수정되어야 한다^[12].

$$Y(k) = H(k)X(k)e^{-j\frac{2\pi}{N}tk} + W(k)e^{-j\frac{2\pi}{N}tk}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (8)$$

수식 (8)에서 τ 는 RFSE를 의미하고, 수식 (8)에서도 알 수 있듯이 τ 는 FFT이후에 각 부반송파들에 대한 위상 회전(phase rotation) 성분으로 나타난다. 이러한 위상 회전은 보간 과정에서 부반송파 사이의 연관성을 떨어뜨려서 보간 성능을 저하시키는 원인이 된다. 특히, 격자형태의 파일럿 배치에서는 보간 과정이 시간 및 주파수 축면으로 2번 이루어지기 때문에, 이러한 위상 회전은 매우 심각한 성능 열화를 가져올 수 있다.

전처리 및 후처리 보상기법은 보정(correction) 및 전처리 왜곡(pre-distortion)을 통해 RFSE에 대한 영향을 효과적으로 제거하여 성능을 향상시킨 알고리즘이다^[3]. 그러나, 이 방법은 그 성능이 우수하지만 높은 계산량을 요구하는 단점이 있다. 높은 계산량은 저전력 소모를 필요로 하는 이동통신 시스템에는 큰 부담이 되기 때문에, 계산량을 획기적으로 줄이면서도 RFSE를 효과적으로 보상할 수 있는 새로운 방법이 필요하다.

III. 제안된 RFSE 제거기법

제안된 방식에서는 FFT의 시작 위치를 정확하게 추

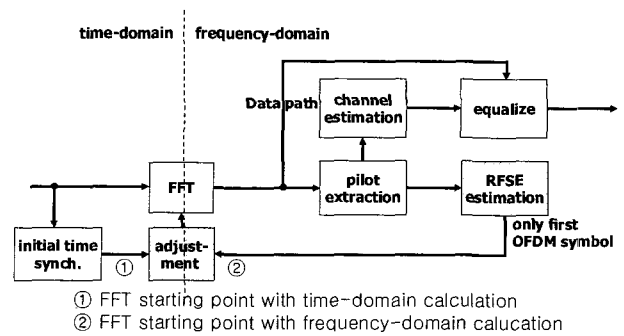


그림 2. 제안된 RFSE 추정 및 제거 방식에 대한 블록도

Fig. 2. Block diagram of proposed RFSE estimation and cancellation method.

정하여 FFT의 시작 위치를 조정함으로써 RFSE가 발생하는 것을 방지하는 방법을 사용한다. 초기 동기에서는 시간 축에서 FFT 시작 위치를 추정하기 때문에 다중경로 페이딩으로 인하여 정확한 FFT의 시작 위치를 알 수 없으나, 주파수 축에서는 각 부반송파의 신호들이 플랫폼 페이딩을 겪고 파일럿의 위상정보를 통하여 쉽게 RFSE를 추정할 수 있기 때문에 정확한 RFSE의 추정을 통한 FFT 윈도우의 시작 위치 조정이 가능하다. 그러나, 이 경우, FFT 계산 지연에 대한 문제점이 존재할 수 있는데, 서론에서 언급한 바와 같이 TDD OFDM 시스템에서는 일정시간마다 패킷(packet)이 전송되고, 패킷 사이의 간격이 RFSE가 변하는 시간보다 짧기 때문에, 이전 패킷에서 계산된 RFSE를 다음 패킷에 적용할 수 있으므로, 추가적인 메모리 소자를 필요로 하지 않는다. 그림 2는 제안된 방식에 대한 블록도를 보여준다.

그림 2에서 알 수 있듯이, 제안된 방식에서는 주파수 축에서 RFSE를 계산하고, 계산된 RFSE를 이용하여 FFT 윈도우의 시작 위치를 조정함으로써 RFSE를 제거하는 방식을 사용한다. 이 방식에서 성능을 결정짓는 것은 얼마나 정확하게 RFSE를 추정할 수 있는가에 달려있는데, 보다 정확한 추정을 위해서 본 논문에서는 그림 3과 같이 파일럿 부반송파 뿐만 아니라 그 이웃에 존재하는 데이터 부반송파의 정보도 사용하여, 인접한 두 부반송파 사이의 상관관계를 이용하는 방식을 사용하였다. 우선, 파일럿 부반송파에 대한 채널 정보를 획득하고, 획득한 파일럿 부반송파의 채널정보를 보간시켜 그 이웃에 존재하는 데이터 부반송파의 채널정보를 계산한다. 다음으로 파일럿 부반송파와 그 이웃 부반송파의 채널 정보에 대한 상관 값을 수식 (9) 및 (10)과 같이 구함으로써 RFSE에 대한 추정을 수행한다.

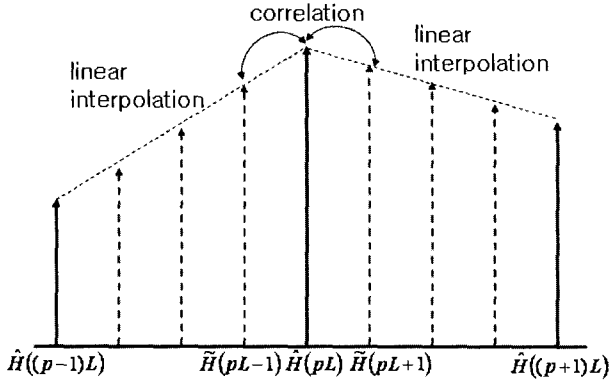


그림 3. 제안된 RFSE 추정기법
Fig. 3. Proposed RFSE estimation scheme.

$$\begin{aligned} & \tilde{H}(pL-1)\hat{H}^*(pL) \\ &= |\tilde{H}(pL-1)|e^{j\tilde{\theta}(pL-1)}e^{-j\frac{2\pi}{N}(pL-1)\tau}|\hat{H}(pL)|e^{j\hat{\theta}(pL)}e^{j\frac{2\pi}{N}pL\tau} \\ &= |\tilde{H}(pL-1)||\hat{H}(pL)|e^{j(\tilde{\theta}(pL-1)-\hat{\theta}(pL))}e^{j\frac{2\pi}{N}\tau} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} & \hat{H}(pL)\tilde{H}^*(pL+1) \\ &= |\hat{H}(pL)|e^{j\hat{\theta}(pL)}e^{-j\frac{2\pi}{N}pL\tau}|\tilde{H}(pL+1)|e^{j\tilde{\theta}(pL+1)}e^{j\frac{2\pi}{N}(pL+1)\tau} \\ &= |\hat{H}(pL)||\tilde{H}(pL+1)|e^{j(\hat{\theta}(pL)-\tilde{\theta}(pL+1))}e^{j\frac{2\pi}{N}\tau} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, $\hat{H}(k)$ 와 $\hat{\theta}(k)$ 는 각각 파일럿 부반송파에 대해 추정된 채널 응답과 위상정보이고, $\tilde{H}(k)$ 와 $\tilde{\theta}(k)$ 는 파일럿 부반송파의 채널정보를 보간시켜 얻어진 데이터 부반송파의 채널추정 정보이다. 식 (9)와 (10)에서 $\tilde{\theta}(pL-1)-\hat{\theta}(pL)$ 와 $\hat{\theta}(pL)-\tilde{\theta}(pL+1)$ 는 인접 부반송파 사이의 위상 추정 차이로서 RFSE 추정 오차의 원인이 된다. 따라서, 본 논문에서는 상관 값들에 대해 하나의 OFDM 심볼동안 평균을 취함으로써 부반송파간 위상 추정에 대한 오차를 줄이는 방법을 사용하였다. 결과적으로 추정된 RFSE는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\tau} &= \frac{N}{2\pi} \angle \left[\frac{1}{2N_p} \sum_{p=1}^{N_p} \left(\tilde{H}(pL-1)\hat{H}^*(pL) \right) \right] \\ &= \frac{N}{2\pi} \angle \left[\frac{e^{j\frac{2\pi}{N}\tau}}{2N_p} \sum_{p=1}^{N_p} \left(|\tilde{H}(pL-1)||\hat{H}(pL)|e^{j(\tilde{\theta}(pL-1)-\hat{\theta}(pL))} \right) \right] \\ &= \frac{N}{2\pi} \left[\frac{2\pi}{N}\tau + \frac{2\pi}{N}\epsilon \right] = \tau + \epsilon \end{aligned}$$

where,

$$\epsilon = \frac{N}{j2\pi} \ln \left[\frac{1}{2N_p} \sum_{p=1}^{N_p} \left(\frac{|\tilde{H}(pL-1)||\hat{H}(pL)|e^{j(\tilde{\theta}(pL-1)-\hat{\theta}(pL))}}{|\tilde{H}(pL)||\hat{H}(pL+1)|e^{j(\hat{\theta}(pL)-\tilde{\theta}(pL+1))}} \right) \right] \quad (11)$$

식 (11)에서 N_p 는 OFDM 심볼내에 존재하는 파일럿 부반송파의 개수를 의미하고, ϵ 는 파일럿 부반송파와 데이터용 부반송파 사이의 위상에 대한 추정 차이로 인해 발생하는 RFSE 추정 오차를 의미한다.

IV. 시뮬레이션 및 계산량 비교

그림 4는 IMT-2000 차량이동 채널 A에서 제안된 RFSE 추정 기법에 대한 평균 자승 오차(mean square error)를 보여준다^[13]. 컴퓨터 시뮬레이션을 위해, 시스템 파라미터는 다음과 같이 설정하였다.

- 부반송파의 개수(N)=128
- 시스템 밴드폭=1.25MHz
- 부반송파 간격=9.8KHz
- 도플러 주파수=128Hz
- 파일럿 부반송파 사이의 간격(L)=4 또는 6

그림 4에서 보면, 평균 자승 오차는 SNR이 20dB인 곳에서 L 이 4인 경우에는 2×10^{-1} 을 보였고, L 이 6인 경우에는 3.2×10^{-1} 값을 가졌으며, 이러한 결과로부터 L 이 커짐에 따라 RFSE 추정 오차도 심각해지는 것을 확인할 수 있었다.

추가적으로 본 논문에서는 전처리 및 후처리 보상기법을 사용하는 기존 방식과 제안된 방식의 성능비교를

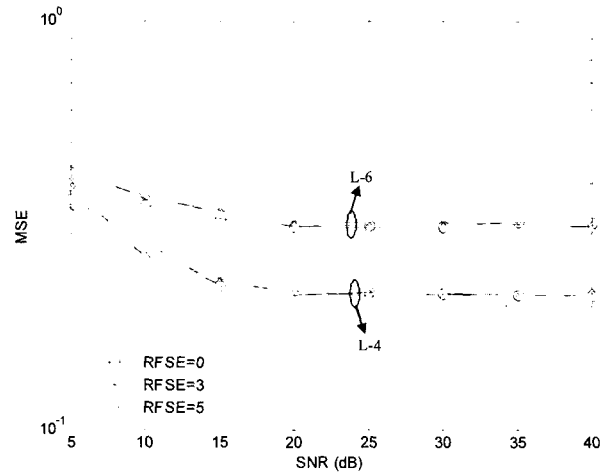


그림 4. RFSE 추정오차 성능
Fig. 4. MSE error of RFSE estimation.

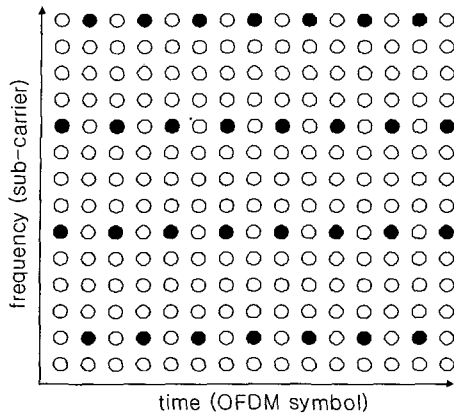


그림 5. IEEE 802.16e 시스템에서의 파일럿 패턴
Fig. 5. Pilot pattern in IEEE 802.16e systems.

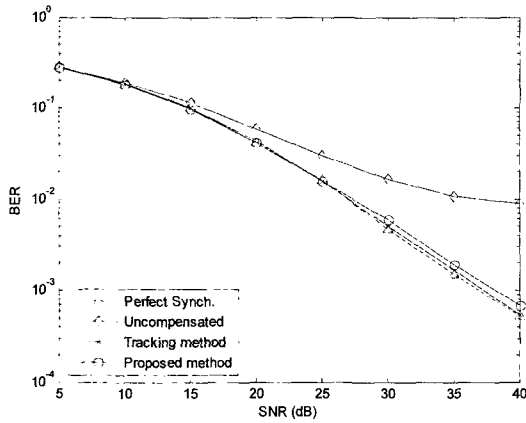


그림 6. BER 성능비교 (도플러주파수 = 3Hz)
Fig. 6. BER performance (Doppler freq. = 3Hz).

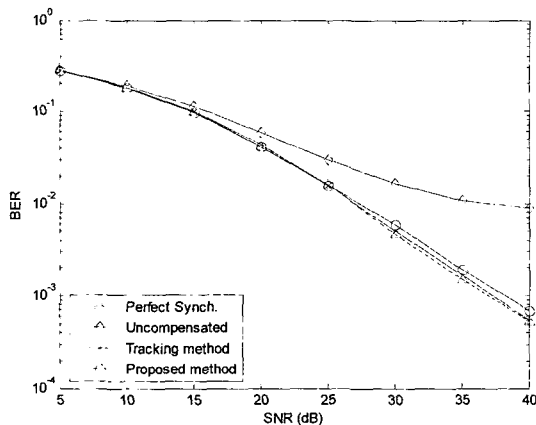


그림 7. BER 성능비교 (도플러주파수 = 128Hz)
Fig. 7. BER performance (Doppler freq. = 128Hz).

위해 BER 성능에 대한 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였으며, 보다 현실적인시뮬레이션을 위해 IEEE 802.16e 시스템에서 사용하는 PUSC(Partial Usage Sub-Carrier)의 파일럿 패턴을 적용하였다^[14]. 그림 5는 IEEE 802.16e 시스템에서 사용하는 파일럿 패턴을 보여 주고 있다.

그림 6과 7은 64QAM을 적용하였을 경우의 BER 성능을 도플러 주파수에 따라 기존 방식과 비교한 그림이다. 그림 6과 7에서 알 수 있듯이 RFSE에 대한 보상을 수행하지 않는 경우(Uncompensated) 도플러 주파수에 관계없이 높은 SNR에도 불구하고 성능이 향상되지 않는 것을 볼 수 있다. 그러나, 제안된 방식은 기존방식(Tracking)^[3]과 거의 차이가 없으며, 동기 오차가 없는 경우(Perfect sync)와 거의 유사한 성능을 보이고 있는 것을 확인할 수 있다. 이것은 제안된 방식이 매우 효과적으로 RFSE를 추정 및 보상하고 있음을 보여주는 결과이다.

다음으로, 본 논문에서는 전처리 및 후처리를 사용하는 기존방식^[3]과 제안된 방식에 대해 추가되는 계산량 및 전력소모량을 비교하였다. 기존방식에서 RFSE를 보상하기 위해 추가적으로 요구되는 계산은 표 1과 같이 주어진다.

따라서, 매 패킷마다 추가로 필요한 계산량(CP_{track})은

$$CP_{track} = ((N_p + N_D) \cdot P_{complex-multiplication}) \cdot N_{symbol} + (N_p - 1) \cdot (P_{complex-multiplication} + P_{complex-addition}) \quad (12)$$

와 같이 주어지며, 여기서, N_D , N_{symbol} , $P_{complex-multiplication}$, $P_{complex-addition}$ 은 각각 데이터 부반송파의 수, 패킷내의 OFDM 심볼 수, 콤플렉스 곱셈의 계산량, 콤플렉스 덧셈의 계산량을 의미한다. 식(12)에서 알 수 있듯이, 기존 방식은 매 OFDM 심볼마다 전처리 및 후처리 과정을 수행해야하므로, 추가되는 계산량이 패킷 내에 존재하는 OFDM 심볼의 수에 따라 증가하는 결과를 가져온다. 그러나, 제안된 방식에서는 패킷의 첫 번째 심볼에서만 RFSE를 추정하여 FFT 윈도우를 조정하는 방법을 사용하므로, RFSE를 추정하기 위한 부분에서만 추가적인 계산이 요구되어, 추가되는 계산량을 획기적으로 줄일 수 있다. 식(13)은 제안된 알고리즘에 대해 추가되는 계산량을 보여준다.

$$CP_{proposed} = 2N_p \cdot P_{complex-multiplication} + (2N_p + N_D) \cdot P_{complex-addition} \quad (13)$$

그림 8은 기존방식과 제안된 방식에 대해 추가되는 계산량 및 평균 전력 소모량을 패킷 내 OFDM 심볼의 수를 5에서부터 25까지 변화시켜 가며 비교한 것이다. ($N_p=32$, $N_D=96$) 전력소모를 추정하기 위해 본 논문에서는 콤플렉스 곱셈의 전력소모를 콤플렉스 덧셈의

표 1. 전처리 및 후처리 보상기법^[3]의 추가적인 계산량

Table 1. Additional computational load of pre- and post-distortion method.

Step	Computation
1. phase rotation estimation	$\hat{\theta}_{pe} = \sum_{p=0}^{N_p-2} \frac{1}{N-1} \angle \hat{H}^*(pL) \hat{H}((p+1)L)$
2. Obtain the compensated channel response of pilot sub-carriers.	$\tilde{H}(pL) = \hat{H}(pL) e^{j\hat{\theta}_{pe} pL} \approx H(pL)$
3. Interpolation in order to obtain channel responses of data sub-carriers.	<i>Interpolation method</i>
4. Phase change restoration for the results from step3.	$\tilde{H}(k) = \tilde{H}(k) e^{-j\frac{\hat{\theta}_{pe}}{L} k}$

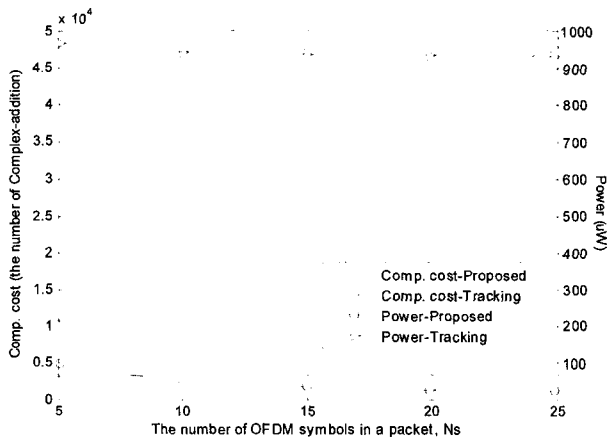


그림 8. 추가적으로 요구되는 계산량 및 평균전력소모량
Fig. 8. Additional computation load and power.

전력소모의 15배로 설정하였다. 그림 8에서 알 수 있듯이 추가되는 계산량은 제안된 방식의 경우 OFDM 심볼의 수와 관계없이 일정하게 유지가 되나, 기존 방식은 선형적으로 증가하는 것을 볼 수 있다. 추가된 평균 전력 소모량의 경우, 기존 방식은 패킷 내내 보상회로를 가동시켜야 하므로 일정한 전력을 추가적으로 계속 소모하지만, 제안된 방식은 패킷 내에서 1번만 RFSE를 추정하는데 추가적인 전력을 필요로 하므로 패킷이 길어지면 길어질 수록 추가되는 평균적인 전력 소모량은 줄어든다. 결과적으로 제안된 방식은 기존 방식이 추가적으로 필요로 하는 전력소모량의 약 4.9% 전력만을 추가적으로 소모하는 것으로 나타났고, 이것은 낮은 전력소모가 무엇보다도 중요한 이동통신에 매우 유용한 결과라고 볼 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 잔류 시간동기 오차를 보상할 수 있는 효율적인 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 주파수 측면에서 잔류 시간동기 오차를 추정하고 추정된 결과를 이용하여 FFT 윈도우의 시작위치를 조정함으로써 잔류 시간동기 오차를 효과적으로 보상하는 방식을 사용하였다. 정확한 잔류 시간동기 오차를 추정하기 위해 파일럿 부반송파의 채널정보 뿐만 아니라 그 이웃에 존재하는 데이터 부반송파에 대한 채널정보를 이용하였고, 2개의 이웃한 부반송파 사이의 상관 특성을 통해 잔류 시간동기 오차를 계산하였다. 성능분석을 위해 제안된 기법을 IEEE802.16e 시스템에 적용하여 기존 방식과 비교하였으며, 시뮬레이션 및 추가되는 평균 전력소모량 측정을 통해, 제안된 방식이 기존의 전처리 및 후처리 보상기법과 유사한 성능을 보이면서도 추가적으로 요구되는 전력소모량을 획기적으로 줄일 수 있다는 것을 확인하였다(기존 방식의 4.9%). 따라서, 제안된 방식은 낮은 전력소모를 필요로 하는 이동통신 시스템에 매우 적합한 방식이라고 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] Marc Engles, "Wireless OFDM Systems," Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [2] M. H. Heish and C. H. Wei, "Channel Estimation for OFDM System Based on Comb-type Pilot Arrangement in Frequency Selective Fading Channels," IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 37, No. 12, pp.217-225, December 1998.
- [3] J. Heiskala and J. Terry, "OFDM Wireless LANS: A Theoretical and Practical Guide," Sams Publishing, 2001.
- [4] O. Edfors, M. Sandell, J. J. Van De Beek, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "OFDM channel estimation by Singular Value Decomposition," pp.923-927, in Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference, Atlanta, USA, April 1996.
- [5] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri and A. Bahai, "A Study of Channel Estimation in OFDM Systems," pp.894-898, in Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference, Vancouver, Canada, September 2002.
- [6] Y. Zhao and A. Huang, "A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile

Communication Systems based on Pilot Signals and Transform-domain Processing," pp.2089-2093, in Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference, Phoenix, USA, May 1997.

- [7] J. J. Van De Beek, O. Edfords, M. Sandell, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "On Channel Estimation in OFDM Systems," pp.815-819, in Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference, Chicago, USA, July 1995.
- [8] F. Tufvesson and T. Maseng, "Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems," pp. 1639-1643, in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, Phoenix, USA, May. 1997.
- [9] P. Hoehner, S. Kaiser and P. Robertsson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering," pp.1845-1848, in Proc. of IEEE international conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Munich, Germany, April 1997.
- [10] T. M. Schmidl, D. C. Cox, "Low-Overhead, Low-Complexity Synchronization for OFDM," pp.1301-1306, in Proc. of IEEE International Conference on Communications, Dallas, USA, June 1996.
- [11] J. J. van de Beek, M. Sandell, M. Isaksson and P. O. Borjesson, "Low complex frame synchronization in OFDM systems," pp. 982-986, in Proc. IEEE International Conference Universal Personal Communications, Toronto, Canada, September 1995.
- [12] M. Speth, F. Classen and H. Meyr, "Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channel," pp. 1807-1811, in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, Phoenix, USA, May. 1997.
- [13] "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technique for IMT-2000," ITU-R M.1225, 1997.
- [14] "Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems - Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands," IEEE Std. 802.16e/D7, Apr. 2005.

저 자 소 개



이 성 주(정회원)
 1996년 연세대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1998년 연세대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 2002년 연세대학교 전기전자
 공학과 박사 졸업.

2002년~2003년 연세대학교 ITSoc센터
 전문연구원
 2003년~2005년 삼성전자 DM총괄 책임연구원
 2005년~2006년 연세대학교 IT연구단 연구교수
 2006년~현재 세종대학교 정보통신공학과 조교수
 <주관심분야 : 초고속데이터 통신용 모뎀의 SoC
 설계, 영상처리 프로세서의 SoC설계, 무선통신용
 모뎀 알고리즘>



김 경 민(정회원)
 2005년 연세대학교 전기전자
 공학과 학사 졸업.
 2006년~현재 연세대학교 전기
 전자공학과 석사과정
 <주관심분야 : 802.11n 무선 모뎀
 의 SoC설계, OFDM 채널추정,
 AGC 알고리즘>



김 재 석(정회원)
 1977년 연세대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1979년 KAIST 전기전자공학과
 석사 졸업.
 1988년 Rensselaer Polytechnic
 Institute, NY, 박사 졸업.

1993년~1995년 한국전자통신연구원 책임연구원
 1996년~현재 연세대학교 전기전자공학과 교수
 <주관심분야 : 통신 및 영상 시스템, VLSI 신호
 처리, 임베디드 S/W 및 SoC 구현>