

DVB-T 시스템을 위한 적응형 채널 추정 알고리즘

준회원 김승환*, 이진범**, 이진용*, 정회원 김영록*

Adaptive Channel Estimation Algorithm for DVB-T

Seunghwan Kim*, Jinbeom Lee** Jinyong Lee* *Associate Members*

Younglok Kim* *Regular Member*

요약

유럽형 지상파 디지털 방송 표준인 DVB-T 시스템에서는 OFDM방식을 사용하여 신호를 전송하며, 주파수 선택적 페이딩 환경과 충격 잡음 채널에서도 향상된 성능을 제공할 수 있다. 그러나 이동성이 가정된 시변 채널에서는 도플러 확산의 영향 때문에 한 OFDM 심볼 안에 존재하는 부반송파 사이의 직교성의 파괴, 즉 inter-carrier interference(ICI)가 발생하여 심각한 성능 열화가 발생한다. 본 논문에서는 시간 및 주파수 축에서 채널의 특성과 ICI를 분석하고, OFDM시스템에서 구현이 간단한 LS 알고리즘과 이를 이용한 잡음 및 ICI 감쇄 기법을 사용한 LS 방식을 단말기의 속도에 따라 선택하여 사용하는 적응형 채널 추정 방식을 제안한다. 단말기의 속도를 추정하는 방법을 제안하여 COST207의 TU6 채널 모델을 적용한 시뮬레이션을 통하여 그 동작을 확인하였다. 또한 속도 추정을 위한 연산을 최소화한 알고리즘을 제안하여 하드웨어의 증가를 무시할 정도로 줄였다. 제안된 적응형 채널 추정 알고리즘은 속도가 약 70 km/h 이하인 경우에 잡음 및 ICI 감쇄기법을 위한 하드웨어를 동작시키지 않음으로서 전력의 소모가 현저하게 줄어든다.

Key Words : DVB-T, OFDM, Doppler, ICI, Channel estimation

ABSTRACT

In digital video broadcasting-terrestrial (DVB-T), which is the European digital terrestrial television standard, the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) has been adopted for signal transmission. The main reasons using OFDM are to increase the robustness against the frequency selective fading and impulse noise, and to use available bandwidth efficiently. However, channel variation within an OFDM symbol destroys orthogonality between subcarriers, resulting in inter-carrier interference (ICI), which increases an error floor in proportional to maximum Doppler spread. This paper provides an ICI analysis in both time and frequency domains while existing literatures analyze the ICI effects mainly in frequency domain and proposes the algorithms that estimate the channel impulse response and channel variation using least square (LS) algorithm which is the most simple channel estimation technique. And we propose adaptive channel estimation algorithm that estimates the velocity of terminals. The simulation results show that proposed algorithm has similar performance with about 1.5% computational complexity of noise and ICI reduction LS algorithm in low speed environments.

※ 본 연구는 '서울시 산학연 협력사업의 Nano IP/SoC' 및 '2단계 BK21 사업'의 지원을 받았으며, 설계 TOOL은 IDEC의 지원을 받아 수행하였음.

* 서강대학교 전자공학과 바이오융합 프로그램(buster88@sogang.ac.kr, jiny4509@sogang.ac.kr, ylkim@sogang.ac.kr)

** 삼성전자 정보통신총괄

논문번호 : KICS2008-02-099, 접수일자 : 2008년 02월 26일, 최종논문접수일자 : 2008년 05월 30일

I. 서론

QAM 지상파 방송의 디지털 전송은 강한 다중경로로 신호 때문에 기술적으로 가장 어려운 분야의 하나로 유럽의 150여 개 이상의 회사들이 연합으로 디지털 지상파 TV 방송을 위한 전송규격인 digital video broadcasting - terrestrial(DVB-T)을 확정 지었으며^[1], advanced television system committee(ATSC) 방식을 사용하는 북미 지역과 독자적인 방식을 사용하는 일본을 제외한 대부분의 국가에서 디지털 방송 표준으로 채택하고 있다^[2]. 그림 1과 같이 DVB-T에서는 다중 직교 반송파 방식 (orthogonal frequency division multiplexing : OFDM)을 변조 방식으로 사용하는데 OFDM은 기존의 단일 반송파 전송방식과는 달리 전송할 데이터를 병렬로 변조하기 위하여 주어진 전송채널에 다수의 반송파를 실어 보낸다. 단일 반송파 전송 방식과 비교하여 OFDM 기술의 장점은 주파수 선택적 페이딩 환경과 충격 잡음 채널에서도 향상된 성능을 제공할 수 있다는 것이다^[3].

이와 같이 OFDM 변조된 신호는 무선 채널을 통해 전송 시, 주변 지형에 의해 다중 경로 페이딩 채널, 즉, line-of-sight (LOS) 성분 이외에도 주변 반사체에 의한 지연 성분이 또 다른 채널 임펄스 응답(channel impulse response: CIR)을 생성하여 다중 경로 페이딩에 의해 전송되는 신호 왜곡이 발생하는 것이다. 이러한 신호의 왜곡을 보상해 주기 위해 채널 등화를 수행할 때 필요한 채널의 상태를 추정하는 것이 채널 추정이다. DVB-T 시스템은 기본적으로 lattice-type의 배열을 통한 파일럿을 전송함으로써 파일럿 부반송파의 channel transfer function(CTF)을 추정한 후 보간법을 이용하여 파일럿 부반송파 사이에 있는 데이터 부반송파의 CTF를 추정하며, 일반적으로 파일럿 부반송파의 CTF는 least square(LS) 또는 linear minimum mean square error(LMMSE) 알고리즘을 이용하여 추정한다^[4].

이렇게 보간법을 이용하는 채널 추정 방법은 파일럿 부반송파의 CTF 정확도에 따라 데이터 부반송파의 CTF 정확도가 결정되므로 높은 채널 추정 정확성이 요구된다. 하지만 단말의 이동성을 가정한 시변(time-varying) 채널에서는 도플러 확산에 의해 한 OFDM 심볼 안에 있는 부반송파 사이의 직교성이 유지 되지 못하는 inter-carrier interference(ICI)가 발생하여 심각한 성능 열화를 초래한다. 이에 따라 도플러 확산, 위상잡음, 주파수 오프셋 등의 원인으로 나타나는 ICI를 제거하기 위해 많은 연구가

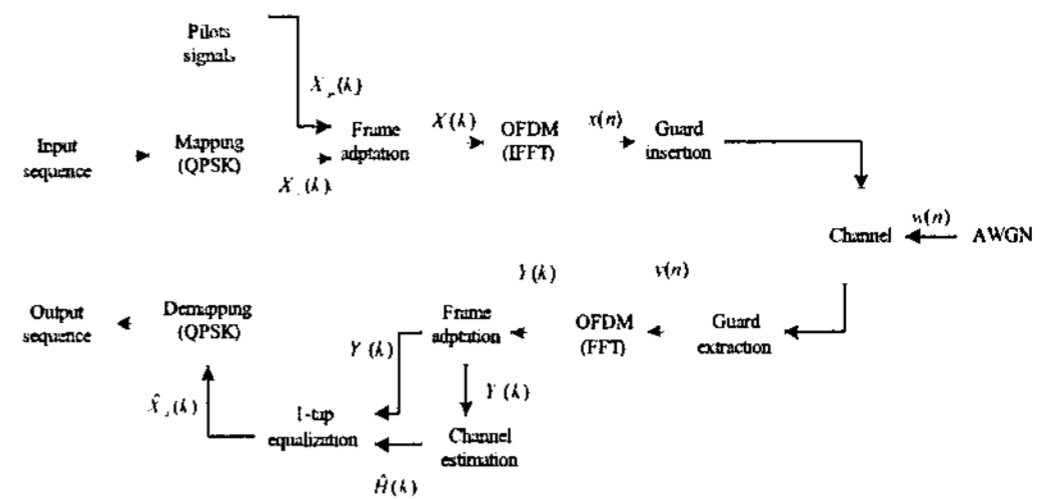


그림 1. DVB-T 시스템 모델
Fig. 1. DVB-T system model

진행되어 왔으며 ICI self-cancellation 방법^[5], pilot 과 cyclic prefix를 이용한 ICI 제거 기법^[6] 등이 제안되었다.

본 논문에서는 LS 방식을 이용하여 구한 파일럿 부반송파의 CTF를 역푸리에 변환하여 time-domain에서 채널의 길이와 변화량을 추정해 도플러 확산에 의한 ICI와 잡음을 함께 감쇄시키는 방법을 모색한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 일반적인 DVB-T 시스템의 채널 추정 방식에 대해 설명하며, III장에서는 잡음과 ICI의 감쇄 기법을 사용한 채널 추정 방식에 대해 설명한다. 이어서 IV장에서는 시뮬레이션을 통해 기존의 알고리즘과 잡음과 ICI제거 알고리즘을 사용한 결과를 비교 분석하며, 마지막으로 V장에서는 결론을 제시한다.

II. Pilot 기반의 채널 추정 방법

2.1 DVB-T 시스템의 파일럿 배열

DVB-T는 그림 2와 같이 lattice 방식의 파일럿 배열을 사용한다. 파일럿 부반송파는 분산 파일럿과 연속 파일럿으로 이루어져 있는데, 분산 파일럿은 매 4심볼마다 그리고 매 12개의 부반송파마다 위치하고 있으며, 연속 파일럿은 미리 정해진 부반송파 인덱스에 따라 매 OFDM 심볼에 삽입된다.

그림 2를 보면 알 수 있듯이, 하나의 OFDM 심볼에 대하여 주파수 축에서의 보간법을 이용하여도 모든 데이터 부반송파의 채널을 추정할 수가 있다.

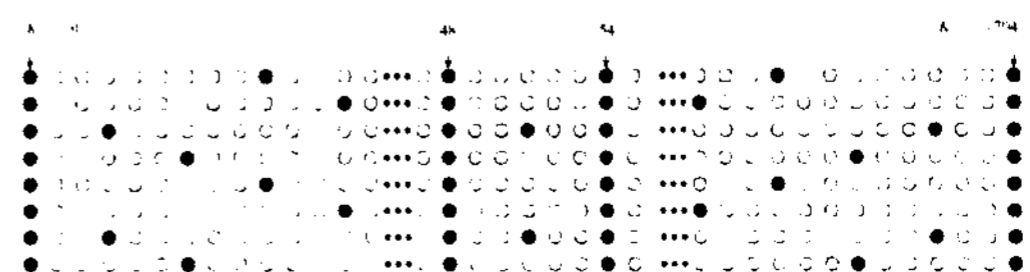


그림 2. DVB-T 시스템에서의 파일럿 부 반송파의 배열
Fig. 2. Pilot arrangement in DVB-T system

그러나 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading) 성향이 강한 채널 즉, coherence 대역폭이 작은 경우에는 각 부반송파 사이에서 채널 변화량이 크기 때문에 12단위(부반송파간의 거리를 1로 정규화 하였을 경우)마다 떨어져 있는 파일럿을 이용하여 보간법을 수행하면 좋지 못한 성능을 얻게 된다. 따라서 하나의 OFDM 심볼에서 보간법의 해상도(resolution)을 높이기 위해 시간 축으로의 보간법을 먼저 수행한 후 그 후에 주파수 축에서의 보간법을 수행한다. 이 경우 한 OFDM 심볼에서 파일럿과 파일럿 사이는 3단위가 되기 때문에 coherence 대역폭이 작은 경우에도 좋은 성능을 나타낸다.

2.2 파일럿 부반송파의 채널 추정

앞 절에서 설명한 채널 추정을 하기 위해서는 우선 파일럿 부반송파 위치에서의 채널 추정을 수행하여야 한다. 그림 1에서 수신단 FFT 블록을 통과한 파일럿 부반송파 \vec{Y}_p 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다⁷⁾.

$$\vec{Y}_p = \mathbf{X}_p \cdot \vec{H}_p + \vec{I}_p + \vec{W}_p \quad (1)$$

여기서 p 는 파일럿 부반송파를 의미하며, X_p 는 수신기가 알고 있는 전송한 파일럿 부반송파의 대각 행렬, \vec{H}_p 는 주파수에서의 채널 벡터로써, 그 원소는 식 (2)와 같이 표현된다. \vec{I}_p 와 \vec{W}_p 는 각각 ICI와 백색 가우시안 잡음 벡터를 나타내며 \vec{I}_p 의 원소는 식(3)과 같다.

$$H(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{j\pi f_{D_i} T} \frac{\sin(\pi f_{D_i} T)}{\pi f_{D_i} T} e^{-j\frac{2\pi k}{N}} \quad (2)$$

$$I(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{\substack{K=0 \\ K \neq k}}^{N-1} h_i X(K) \frac{1 - e^{j2\pi(f_{D_i} T - k - K)}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(f_{D_i} T - k - K)}} e^{-j\frac{2\pi k}{N}} \quad (3)$$

여기서 L 은 다중 경로의 개수를 나타내며, T 는 한 OFDM 심볼 duration, N 은 부반송파의 개수, f_{D_i} 는 i 번째 경로의 도플러 편이, τ_i 는 i 번째 경로의 지연시간을 나타낸다. 식(1)에서 LS 채널 추정 방식에 의한 채널 $\hat{H}_{p,LS}$ 는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

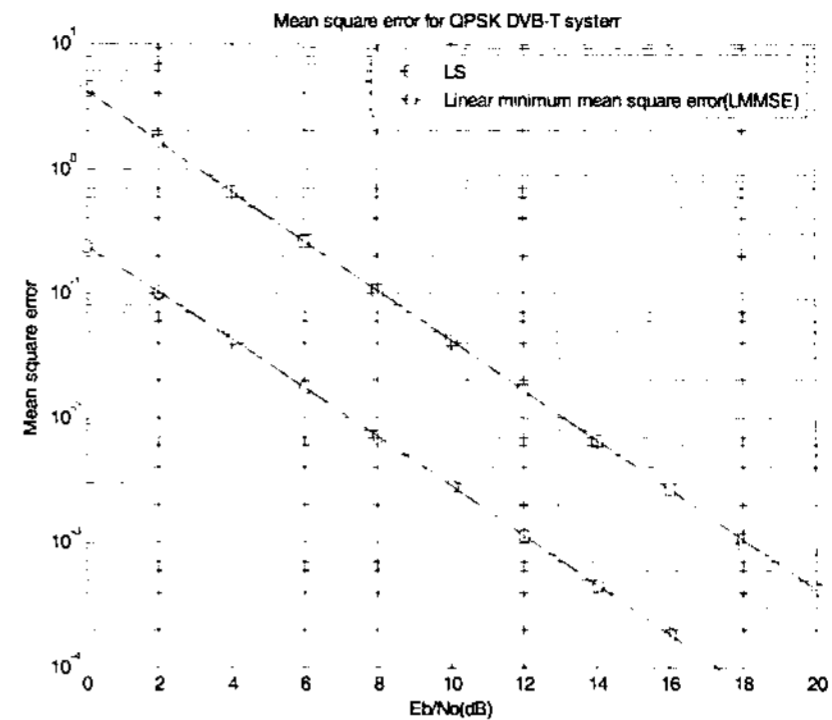


그림 3. 시불변 채널에서의 평균 제곱 오류
Fig. 3. Mean square error for time invariant channel

$$\hat{H}_{p,LS} = \mathbf{X}_p^{-1} \vec{Y}_p = \left[\frac{Y_p(0)}{X_p(0,0)}, \frac{Y_p(1)}{X_p(1,1)}, \dots, \frac{Y_p(M-1)}{X_p(M-1,M-1)} \right] \quad (4)$$

여기서 M 은 한 OFDM 심볼안에 삽입되어 있는 파일럿 부반송파의 개수를 나타낸다. 식 (5)에서 볼 수 있듯이, LS 방식에 의한 채널 추정은 잡음과 ICI에 약한 성능을 보인다. 파일럿을 기반으로 하는 채널 추정기법은 파일럿의 정확도에 따라 데이터 채널의 정확도가 결정되므로 LS기법보다 더 좋은 채널 추정 방법이 필요하다.

LMMSE 채널 추정 기법은 평균 제곱 오류를 최소화하는 방법으로써 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다⁷⁾.

$$\hat{H}_{p,LMMSE} = \mathbf{R}_{H_p H_p} \left(\mathbf{R}_{H_p H_p} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I} \right)^{-1} \hat{H}_{p,LS} \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{R}_{H_p H_p} = E\{\vec{H}_p \vec{H}_p^H\}$ 이며, $\beta = E\{|\mathbf{X}_p|^2\} E\{1/|\mathbf{X}_p|^2\}$ 이다. 그림 3에 나타나 있듯이 시불변 채널에서 LMMSE 방식은 동일한 평균 제곱 오류(mean square error)에서 약 5 dB의 E_b/N_o 성능 향상을 보이나 시스템의 동작 잡음과 통계적인 채널 특성을 알아야 하며, 역행렬 연산 등으로 인해 복잡도가 많이 증가하는 단점이 있다. 게다가 시변 채널에서는 잡음의 영향보다 ICI에 의한 성능 열화가 더욱 심각하므로, 잡음과 ICI의 영향을 함께 줄일 수 있는 방법이 필요하다.

2.3 잡음과 ICI감쇄 기법을 사용한 채널 추정

LS추정 기법을 이용하여 구한 채널은 실제 우리가 구하고자 하는 채널과 ICI와 잡음의 성분이 더

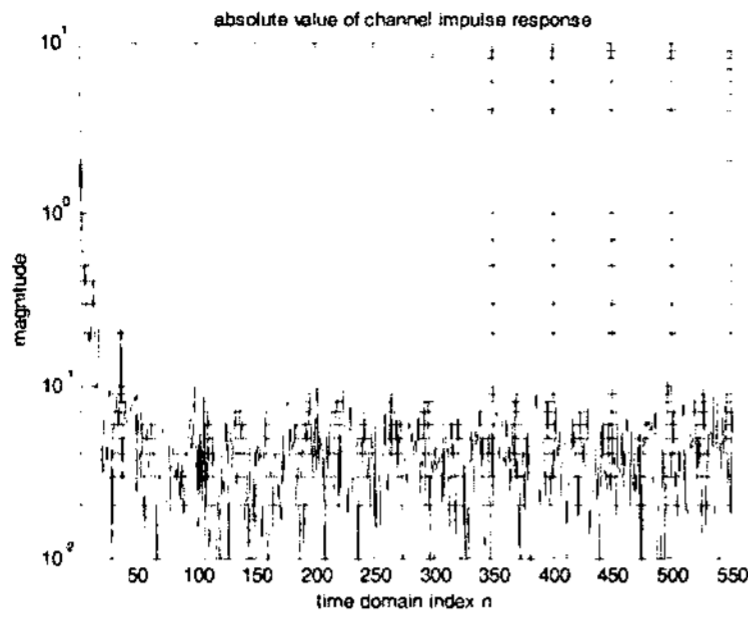


그림 4. LS방식을 이용하여 얻은 채널 임펄스 응답
Fig. 4. Channel impulse response by LS estimation

해진 채로 표현된다. 따라서 본 논문에서는 필터링을 이용한 잡음과 ICI 감쇄 기법을 사용하였다. LS 추정 기법을 이용하여 얻은 채널을 역푸리에 변환하면 식(6)과 같은 채널 임펄스 응답을 얻을 수 있으며, 그것을 그림 4에 나타내었다⁸⁾.

$$\hat{h}_{p,LS}(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \hat{H}_{p,LS}(k) e^{j\frac{2\pi kn}{M}}, \quad 0 \leq n \leq M-1 \quad (6)$$

그림 4에서 볼 수 있듯이 실제 채널 임펄스 응답은 그림의 앞 부분에 존재하게 되며, 식 (3)에서 ICI는 각각 다른 도플러 주파수를 갖고 위상변화, 지연시간 등이 모두 다른 다중경로에 의해 생기며 전체 ICI를 만드는 이런 각 ICI 성분은 통계적으로 독립적인 부반송파와 잡음성분, 위상변화에 의해 만들어진다. 따라서 ICI는 추가적인 부가잡음으로 볼 수 있으며⁹⁾ 이에 따라 ICI와 잡음 성분은 밑에 깔린 형태로 전체적으로 분포한다. 따라서 채널 임펄스 응답부분만을 제외하고 나머지 부분을 0으로 만들어 ICI와 잡음을 함께 제거한다. 이를 위해서는 마지막 채널 임펄스 응답의 인덱스 즉 채널의 길이가 필요한데, 이 때 채널의 길이는 전체 채널응답의 에너지와 실제 채널 응답이 가지는 에너지의 비율이 특정 임계값보다 커지는 지점으로 구할 수 있으며 식(7)과 같이 정의 할 수 있다.

$$\frac{\sum_{n=0}^{CL} |\hat{h}_{p,LS}(n)|^2}{\sum_{n=0}^{M-1} |\hat{h}_{p,LS}(n)|^2} \geq \text{threshold} \quad (7)$$

여기서 CL 은 채널의 길이, 즉 최대 지연 시간을 뜻하며, 임계값은 시뮬레이션을 통해 가장 성능이 좋은 값을 선택하며 보통 0.9~0.95사이의 값을 사용

한다. 위의 과정을 통해 얻어진 ICI와 잡음이 감쇄된 채널 임펄스 응답을 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{h}_{p,ae}^{(i)}(n) = \begin{cases} \hat{h}_{p,LS}^{(i)}(n), & 0 \leq n \leq CL, M-CL < n \leq M-1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

이렇게 파일럿 부반송파를 이용하여 구한 채널 임펄스 응답을 등화를 위해 다시 푸리에 변환하여 주파수축에서의 채널을 구하여야 하는데, 본 논문에서는 주파수 선택적 페이딩 성향 보다 시변성이 더 강한 채널을 가정하므로 주파수축 보간법만을 사용하기로 한다. 이 때 일반적으로 사용하는 보간법을 사용하지 않고, 높은 해상도를 가지는 보간법을 위해 푸리에 변환을 하기 전, 식 (9), (10)과 같이 OFDM 심볼 길이 N 에서 파일럿의 개수를 뺀 $N-M$ 만큼을 zero-padding 하여 푸리에 변환을 하는 방법을 사용한다.

$$\hat{h}_{NIR}(n) = \begin{cases} \hat{h}_p(n), & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0, & M < n \leq N-1 \end{cases} \quad (9)$$

$$\hat{H}_{NIR}(k) = a \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \hat{h}_{NIR}(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (10)$$

이 때, 식 (10)에서 $\hat{H}_{NIR}(k)$ 은 채널을 M-point DFT 후 다시 N-point IDFT하여 얻은 값이기 때문에 a 값은 M 과 N 을 고려한 상수가 되어야 한다.

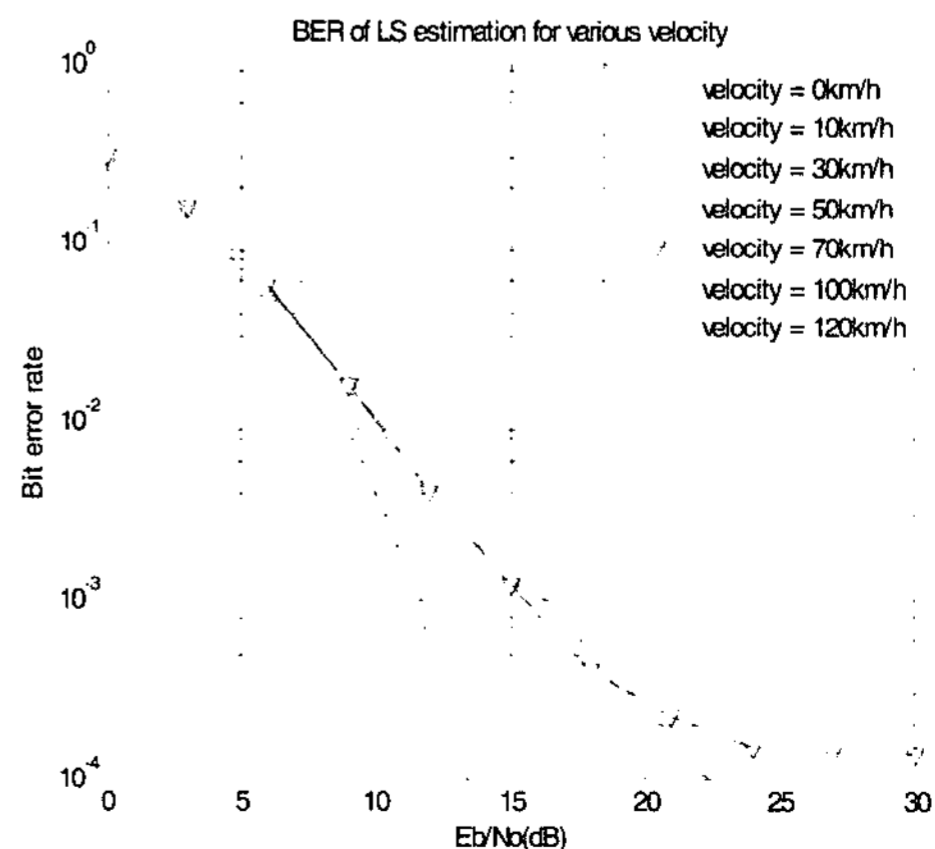


그림 5. 속도에 따른 LS 추정방식의 비트오류율(QPSK)
Fig. 5. Bit error rate of LS estimation for various velocity

III. 적응형 채널 추정 방법

앞 절의 필터링을 이용한 채널 추정 방법은 LMMSE 방식과는 달리 통계적인 채널 특성이나 신호대 잡음비가 필요 없다는 장점이 있으나, IFFT-FFT 과정에서 많은 연산량을 필요로 한다. 그리고 시불변 채널이나 이동성이 작은 시변 채널에서는 LS에 의한 채널 추정 방식도 그림 5에서와 같이 좋은 성능을 발휘한다. 따라서 시불변 채널이나 단말의 속도가 느린 채널에서는 기존의 LS방식 채널 추정 기법을 사용하고, 도플러 편이에 의한 ICI의 영향이 큰 채널에서는 앞에서 제시한 잡음과 ICI감쇄 기법을 사용한 채널 추정 방식을 사용하는 것이 효율적이다. 이에 본 논문에서는 전송 프레임의 양 끝에 존재하는 연속 파일럿을 이용하여 채널의 변화량을 측정, 단말의 속도를 판단해 앞서 설명한 적응형 채널 추정 기법을 수행할 수 있는 알고리즘을 제안한다.

우선 연속 파일럿 부반송파의 채널은 양 끝에 존재 하므로, 다른 부반송파의 채널에 비해 상대적으로 ICI의 영향이 적으며, 매 OFDM 심볼마다 전송되어 다른 부반송파의 채널 보다 신뢰도가 높다고 할 수 있다. 따라서 한 프레임 마다 LS기법을 이용하여 얻은 양 끝의 연속 파일럿 사이의 위상 변화량을 측정 하면 단말의 이동성 정도를 추정할 수가 있다.

그림 6에서 볼 수 있듯이 주파수 축에서의 연속 파일럿 부반송파 채널은 단말의 속도가 높을 수록 그 위상 변화량이 점점 커지는 것을 알 수 있다. 이 때 채널의 실수 값과 허수 값을 이용하여 tangent 값을 취한다. 그림 7과 같이 tangent값은 복소평면 상에서 각 사분면을 지날 때마다 그 부호가

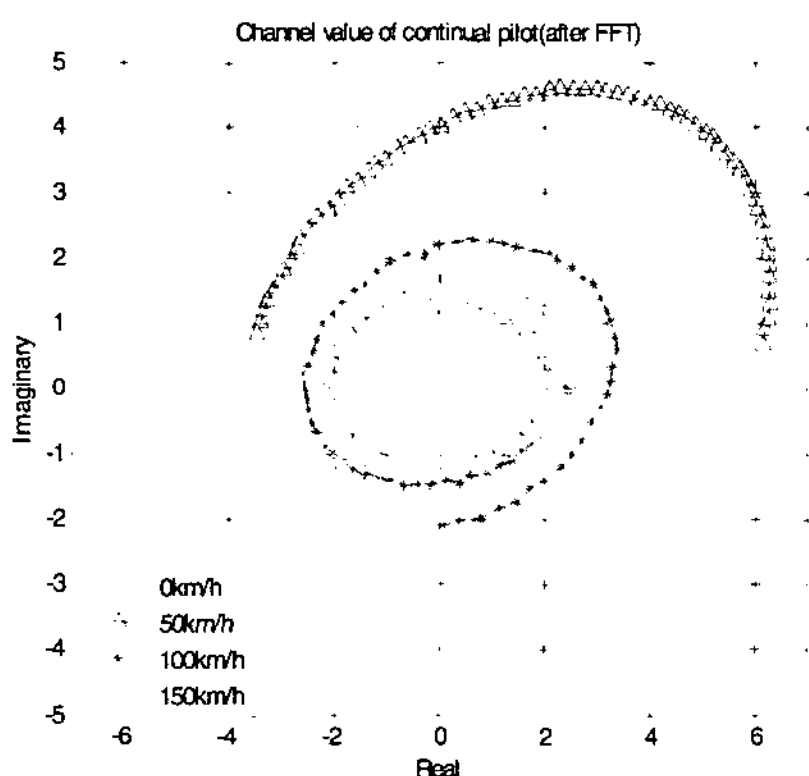


그림 6. 속도에 따른 연속 파일럿 채널의 변화
Fig. 6. The channel variance of continual pilot

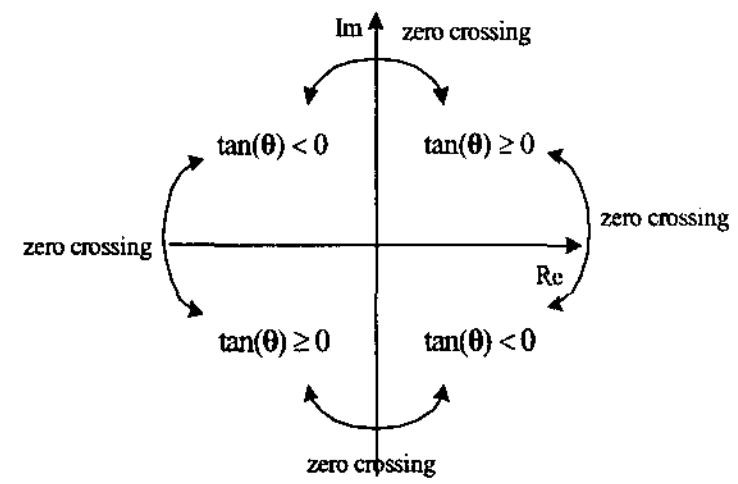


그림 7. 복소 평면에서의 tangent 값의 변화
Fig. 7. variance of tangent value on the complex plane

변하게 된다. 따라서 속도가 낮은 경우에는 부호가 변하는 zero-crossing이 일어나지 않거나 한두 번 정도로 적게 일어나지만 속도가 높은 경우에는 위상 변화가 심하므로, 이 zero-crossing이 빈번하게 일어나게 된다. 이 zero-crossing 이 일어나는 횟수를 이용하여 단말의 이동성 정도를 판단한다. 이 방식을 하드웨어로 구현할 시에는 tangent값을 직접 구할 필요 없이 값의 sign bit만을 비교하면 그 tangent 값의 부호를 알 수 있으므로, 하드 웨어 복잡도나 연산량 측면에서도 많은 이점이 있다. 실제로 tangent 값의 부호를 판단하는 식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} & \text{sign bit}(\text{Re}\{H_{con_p}^{(i)}\}) + \text{sign bit}(\text{Im}\{H_{con_p}^{(i)}\}) \updownarrow \\ & + \\ & \text{sign bit}(\text{Re}\{H_{con_p}^{(i-1)}\}) + \text{sign bit}(\text{Im}\{H_{con_p}^{(i-1)}\}) \updownarrow \\ & = \begin{cases} 0 : \text{No zero-crossing} \\ 1 : \text{Zero-crossing} \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $H_{con_p}^{(i)}$ 은 i 번째 OFDM심볼의 연속 파일럿을 나타낸다. 하드웨어적으로 복소수는 실수와 허수로 나누어 처리하며, 1bit덧셈 연산에서 carry를 무시할 경우, 그 합은 exclusive OR(XOR)로 표현이 가능해져 식 (11)과 같이 한 OFDM 심볼 당 3번의 1bit덧셈과 zero-crossing 횟수와 전 심볼의 연속 파일럿을 저장할 수 있는 메모리만으로 zero-crossing 여부를 판단할 수 있다. 반면 노이즈와 ICI감쇄 기법을 적용한 LS방식은 기존의 LS방식의 연산량에 FFT/IFFT 연산량과 임계값을 결정하는 연산량이 추가된다. 임계값을 결정하는 연산을 무시하더라도 FFT/IFFT 과정에서 발생하는 연산량이 매우 크기 때문에 단말의 속도가 낮은 경우엔 필요 없는 연산 횟수가 많아지게 되어 전력 소모가 많아지게 된다. 따라서 zero-crossing일 일어나는 횟수를 이용하여 낮은 속도에서는 간단한 LS방식만을 이용, 연산량을 줄이는 것이다.

IV. 실험 결과 및 분석

본 논문에서는 이동성이 가정된 채널에서 기존의 채널 추정 알고리즘과 ICI와 잡음 감쇄기법을 적용한 채널 추정 알고리즘을 비교 하기 위해 COSTS207에서 표준화된 DVB-T시스템 환경의 채널 전송을 가정하여 실험하였으며, 다중 경로에 대한 페이딩과 도플러 특성은 표 1에 정리된 TU6 페이딩 모델과 Jakes 도플러 확산 모델을 통해 발생 시켰다.

정규화된 도플러 주파수는 0, 0.026, 0.065인 세 가지 경우에 대해 실험을 하였으며, 중심 주파수는 UHF(838MHz) 대역을 사용하였다. OFDM 심볼 구간 대비 1/4의 보호 구간 을 삽입하였으며, 이로 인해 ISI의 영향은 고려하지 않았다. 그리고 실제 채널과 추정한 채널을 비교하여 평균 제곱 오류를, 입력 시퀀스와 QAM demapper를 통과한 출력 비트 시퀀스를 비교하여 비트 오류율을 계산하였다.

완벽하게 동기가 이루어졌다는 가정 하에 타이밍 오프셋 및 주파수 오프셋은 실험에 고려되지 않았으며, 채널 잡음은 백색 가우시안 잡음으로 가정하였다. 실험에 사용된 주요 시스템 파라미터를 표 2에 정리하였다.

표 1. 실험에서 사용한 TU6 채널 모델
Table 1. Delays and powers of the TU6 channel model

Typical urban 6-tap(TU6) model	
Delay (us)	Power (dB)
0.0	-3
0.2	0
0.5	-2
1.6	-6
2.3	-8
5.0	-10

표 2. 실험에 사용된 주요 시스템 파라미터
Table 2. System parameters for simulation

Parameters	value
Modulation	16-QAM
Center frequency	838MHz
FFT point	2048
Channel spacing	8MHz
Sub-carrier spacing	4.464KHz
Guard interval rate	1/4
Normalized Doppler frequency	0, 0.026, 0.065

그림 8(a), (b), (c)는 정규화된 도플러 주파수가 각각 0, 0.026, 0.063인 경우에 따른 평균 제곱 오류를 나타낸다. 시불변 채널 즉 도플러 편이의 영향이 없는 경우엔 LMMSE기법을 이용한 채널 추정 성능이 가장 좋다. 시불변 채널의 경우 ICI에 의한 영향이 없을뿐더러 LMMSE 기법의 특성상 잡음에 아주 강하기 때문이다. 잡음과 ICI감쇄기법을 사용한 LS 방법 또한 LS보다 1.0%의 평균 제곱 오류

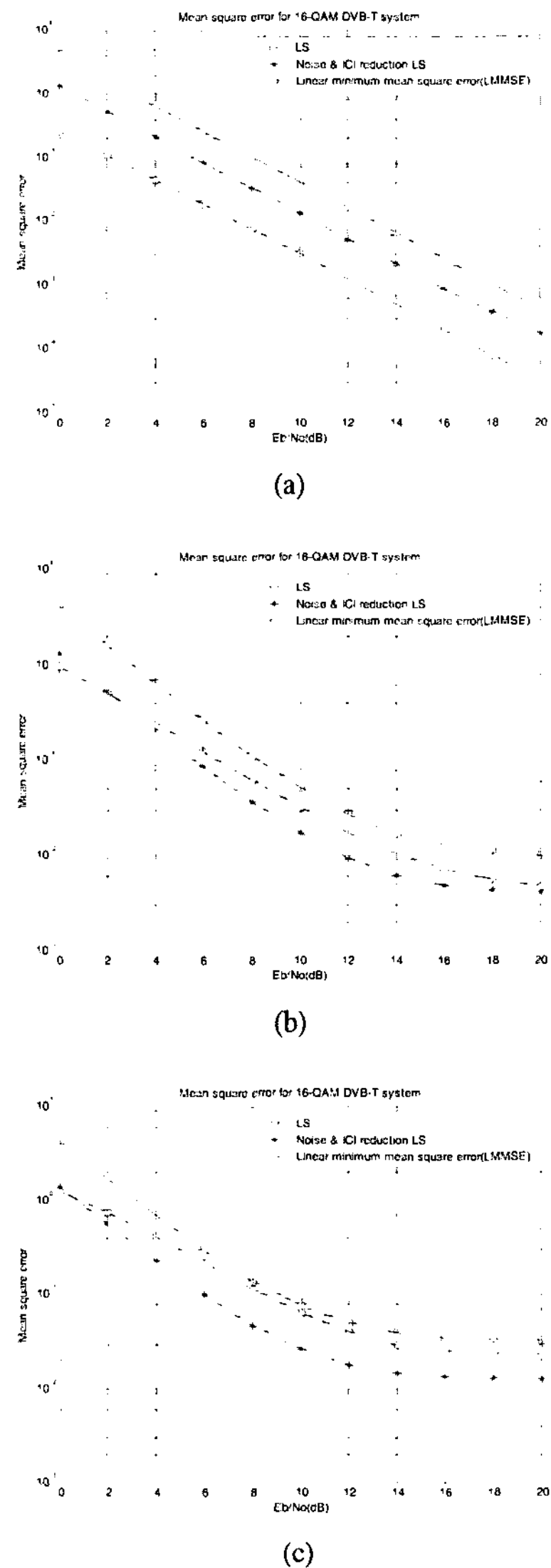


그림 8. 정규화된 도플러 주파수에 따른 평균 제곱 오류
(a) 0 (b) 0.026 (c) 0.065
Fig. 8. Mean square error for various normalized Doppler frequencies
(a) 0 (b) 0.026 (c) 0.065

에서 약 2 dB의 E_b/N_0 성능 이득을 보인다. 하지만 시변 채널의 경우 잡음과 ICI감쇄기법을 사용한 LS방식이 가장 낮은 평균 제공 오류성능을 보이며, 10.0%의 평균 제공 오류에서 LS방식에 비해 약 2.5 dB의 성능 이득이 있다. 이는 단말의 이동 속도가 빨라질수록 잡음보다 ICI의 영향이 더 크기 때문에 이를 감쇄해야지만 성능 이득을 얻을 수 있다는 것을 뜻한다.

그림 (a), (b), (c)는 그림 9와 같은 경우의 환경에

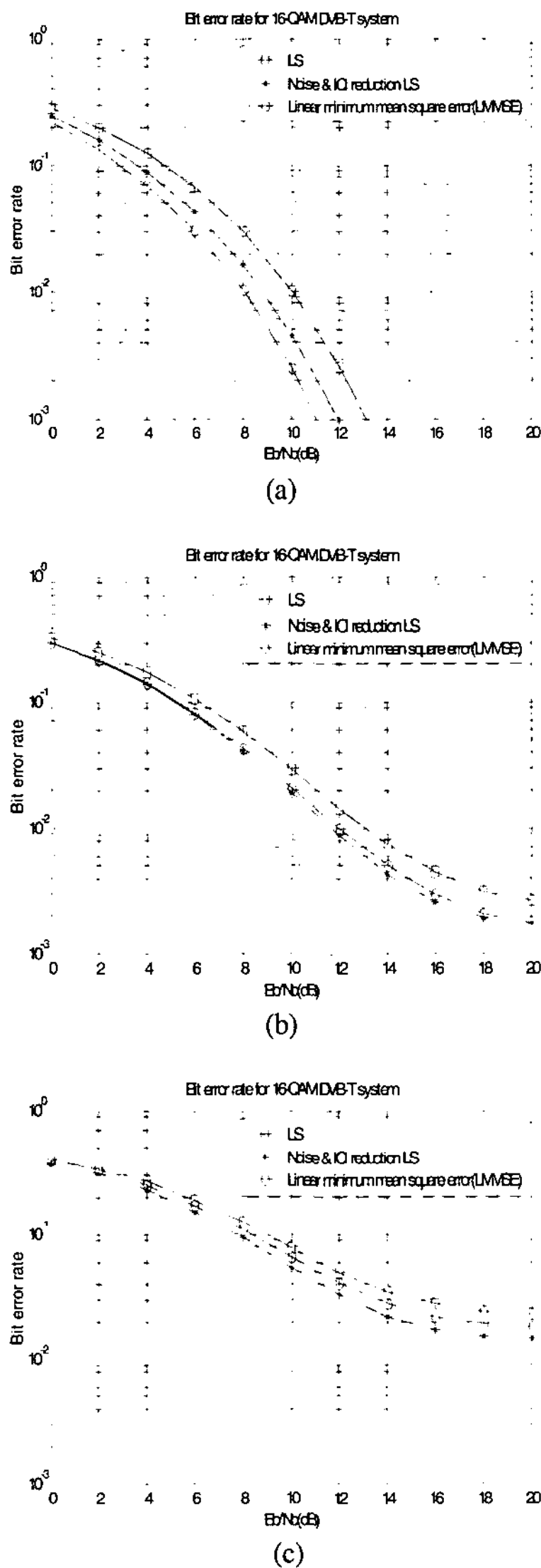


그림 9. 정규화된 도플러 주파수에 따른 비트 오류율
 (a) 0 (b) 0.026 (c) 0.065
 Fig. 9. Bit error rate for various normalized Doppler frequencies
 (a) 0 (b) 0.026 (c) 0.065

서 비트 오류율을 측정하는 것이다. 평균 제공 오류와 마찬가지로 시변 채널의 경우 LMMSE방식이 가장 좋은 성능을 보이고, 나머지 기법들도 역시 좋은 성능을 나타낸다. 하지만 시변 채널의 경우 전체적으로 성능 열화가 나타나며, 0.026의 정규화된 도플러 주파수에서는 잡음과 ICI감쇄기법을 사용한 LS방식이 기존의 LS방식보다 1.0%의 비트 오류율에서 1 dB의 E_b/N_0 성능 이득을 보이며, 0.065의 정규화된 도플러 주파수에서도 동일한 비트 오류율에서 약 1.5 dB의 성능 이득이 있다.

복소 연산의 복잡도 분석을 위한 실수 곱셈 연산 횟수를 표 3과 같이 정의 할 때, LS방식과 잡음과 ICI 감쇄 기법을 사용한 LS방식의 연산량은 표 4와 같이 근사화시켜 나타낼 수 있다.

DVB-T 2K모드에서 표 4의 값을 계산하면 각각 1420, 95593이다. 따라서 단말의 속도가 낮은 경우에는 간단한 LS방식을 사용하여 전력의 낭비를 줄이는 것이 상당히 효율적이다. 적응형 알고리즘을 이용해 두 개의 알고리즘을 사용하면 낮은 속도에서 약 1.5%의 연산량만으로 채널 추정을 할 수 있는 것이다.

45개의 연속 파일럿 부반송파 채널 중, 가장 왼쪽과 오른쪽, 그리고 중간에 있는 4개의 연속 파일럿의 채널 변화에 따른 tangent 값의 zero-crossing 횟수를 그림 10에 나타내었다. 그림을 보면 알 수 있듯이, 속도가 높아짐에 따라 zero-crossing의 횟수도 증가하는 것을 알 수 있으며, 연속 파일럿의 위치에 상관 없이 거의 비슷한 증가율을 보이고 있다. 그림 5의 속도에 따른 비트오류율을 참고할 때, 속도가 70km/h 이상인 경우, 즉 zero-crossing이 4번 이상 일어나는 경우를 기점으로 잡고, 그 이하의 경우엔 간단한 LS추정 방식을 사용하고, 그 이상인 경우엔, 잡음과 ICI감쇄 기법을 사용한 LS방식을 사용하여 시스템의 효율성을 높인다. 그리고 zero-crossing 여부를 판단하는 하드웨어 및 연산량은 앞 절에서 설명한 바와 같이 무시할 수 있을 정도로 매우 작아 시스템에 적용하기에도 매우 효율적이다.

V. 결 론

본 논문에서는 기존의 채널 추정 기법인 LS, LMMSE기법에 관해 설명하고 그 성능을 비교하였으며, 시변 채널에서 ICI의 영향을 감쇄시키기 위해 필터링 기반의 채널 추정알고리즘을 적용하고, 단말의 속도에 따른 채널 변화량을 추정하여 연산량을

표 3. 각 복소 연산에 필요한 실수 곱셈 연산 횟수
Table 3. The number of real multiplication for each complex computation

복소연산	실수 곱셈 연산
복소수 곱셈	4 ROP
복소수 나눗셈	10 ROP
복소수 제곱근	10 ROP

표 4. 채널 추정 방식에 따른 ROP
Table 4. The ROP for various channel estimation algorithm

채널 추정 방식	ROP
LS 채널 추정	$10 \times M$
Noise and ICI reduction LS	$10 \times M + 4 \times (M \log_2 M) + 4 \times (N \log_2 N)$

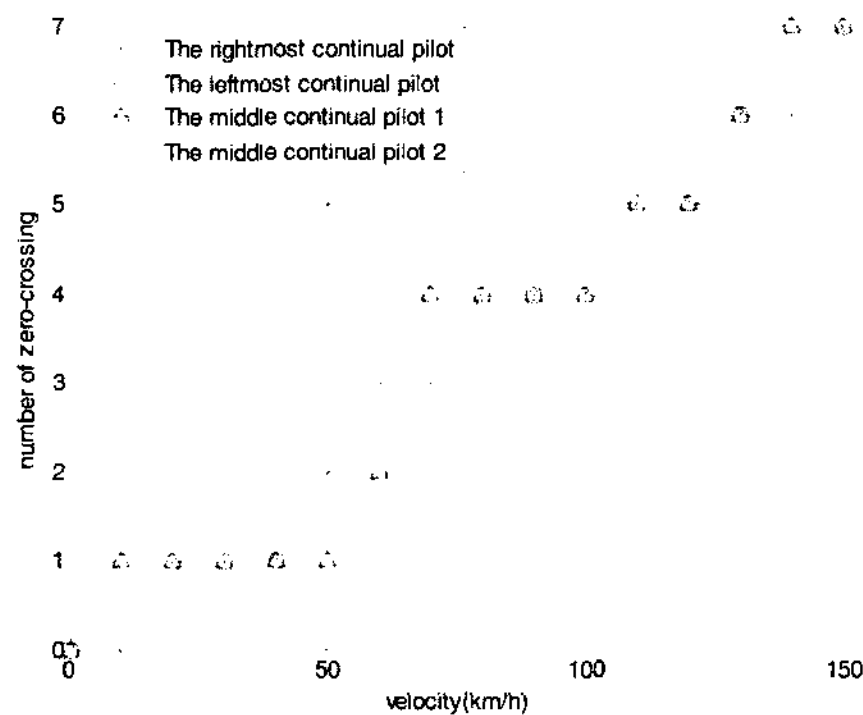


그림 10. 속도에 따른 zero-crossing 횟수
Fig. 10. The number of zero-crossing for various velocity

줄일 수 있는 적응형 채널 추정 알고리즘을 제안하였다. 기존의 채널 추정방법인 LS는 잡음과 ICI에 민감한 특성을 보이며, 잡음에 강한 LMMSE 방식은 LS방식에 비해 많은 연산량을 필요로 하고, 통계적인 채널 특성과 동작 환경에서의 신호대 잡음비를 알아야 한다는 단점이 있다.

본 논문에서 적용한 잡음과 ICI를 감쇄시킨 LS 채널 추정 방법은 동작 환경에서의 잡음이나 통계적인 채널 특성을 알지 못하여도 효과적으로 잡음과 ICI의 영향을 감쇄시킬 수가 있으며, 특히 단말의 이동 속도가 빠른 환경에서도 LS 및 LMMSE 채널 추정기법보다 평균 제곱 오류와 비트 오류율에서 향상된 성능을 보인다. 따라서 잡음과 ICI감쇄 기법을 사용한 LS 채널 추정 알고리즘이 시변 채널에서 기존의 알고리즘보다 적합하며, 제안한 적응형 채널 추정 알고리즘을 사용하면, 시불변 채널 또는 단말의 이동속도가 낮은 채널을 추정할 때 연산량도 크게 줄일 수 있을 것으로 판단된다.

참고 문헌

- [1] Final draft 'ETSI EN 300 744 v1.5.1', June 2004
- [2] 김용정, 한동석, 김기범, 최진규, "유럽형 디지털 지상파 방송 수신기 모뎀의 동기화 및 시스템 연동 알고리즘", 전자공학회논문지, 제 36권, S편, 제 5호, 1999년 5월
- [3] Henrik Schulze and Christian Luders, "Theory and applications of OFDM and CDMA-wideband wireless communications", John Wiley & Sons, 2005
- [4] J.J. Beek, et. al, "On channel estimation in OFDM systems", Proc. 45th IEEE vehicular Technology conference, Chicago, IL, USA, July 1995, pp.815~819.
- [5] Yuping Zhao and S.-G. Haggman, "Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems," IEEE transactions on Communications, vol.49, No.7, pp.1185-1191, July 2001.
- [6] Y. Mostofi and D. C. Cox, "ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems," IEEE Trans. Wireless Comm., Vol.4, No.2, pp.765~774, Mar. 2005.
- [7] Meng-Han Hsieh and Che-Ho Wei, "Channelestimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channel", IEEE transaction on consumer electronics, Vol.44, No.1, February 1998
- [8] Yuping Zhao and Aiping Huang, "A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing", IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.3, May 1997
- [9] P. Robertson and S. Kaiser, "The effects of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference., 1995, pp.820~824

김 승 환 (Seunghwan Kim) 준회원



2008년 2월 서강대학교 전자 공
학과 졸업
2008년 3월~현재 서강대학교 전
자공학과 석사과정
<관심분야> 무선 통신 신호처리,
VLSI 설계

이 진 용 (Jinyong Lee) 준회원



1999년 2월 서강대학교 물리 학
과 졸업
2005년~2007년 서강대학교 전자
공학과 석사
2007년 9월~현재 서강대학교 전
자공학과 박사과정

<관심분야> VLSI 설계를 위한 DSP 알고리즘, 무선 통
신 신호처리

이 진 범 (Jinbeom Lee) 준회원



2006년 2월 서강대학교 전자공
학과 졸업
2008년 2월 서강대학교 전자공
학과 석사
2008년 3월~현재 삼성전자 정보
통신총괄
<관심분야> OFDM 시스템, 디지
털 신호처리

김 영 록 (Younglok Kim) 정회원



1991년 2월 서강대학교 전자 공
학과 학사
1991년~1998년 Polytechnic Univ.
(미국 뉴욕 폴리테크닉 대학)
공학석사, 공학박사
1999년~2003년 InterDigital Comm.
Corp., (Melville, NY) 연구원

2003년~현재 서강대학교 전자공학과 부교수

<관심분야> VLSI 설계를 위한 DSP 알고리즘, 레이더
및 무선 통신 신호처리