

IEEE 802.11p 기반 V2X 통신을 위한 결정지향 채널 추정 기법

김하은*, 이아림*, 강동훈*, 박경원*, 오왕록*

Decision-Directed Channel Estimation for IEEE 802.11p Based V2X Communications

Haeun Kim*, Arim Lee*, Donghoon Kang*, Kyeongwon Park*, Wangrok Oh*

요약

차량 통신시스템인 V2X (Vehicle-to-Everything)에서 고차원 변조를 사용한 경우를 위한 채널 추정 기법을 제안하고 그 성능을 검증한다. 고속이동환경에서 고차원 변조로 송신할 때 프리앰블과 파일럿 심볼들만을 이용하여 채널을 추정할 경우 시간에 따라 빠르게 변하는 채널을 추정하지 못하여 성능의 열화가 발생하는 문제가 있다. 본 논문에서는 시간에 따라 빠르게 변하는 채널을 추정하기 위하여 복호기 출력을 이용하여 송신 심볼을 추정하고 이를 통해 채널을 추정하여 보상하는 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 채널 보상 과정에서 발생하는 잡음 증폭의 영향을 줄이기 위하여 크기가 큰 심볼들만을 이용하여 채널을 추정하여 보상한다. 제안하는 기법을 사용하여 채널을 추정할 경우 고려한 모든 채널 환경에서 안정적인 채널 추정 및 보상이 가능하다.

Key Words : V2X, Channel Estimation, High-order Modulation

ABSTRACT

In this paper, we propose a channel estimation scheme suitable for Vehicle-to-Everything (V2X) communication systems using high-order modulations. Under high speed environments, channel estimator based only on preamble and pilot symbols cannot track the variation of channel. To estimate rapidly time-varying channels, we propose a channel estimation scheme utilizing the symbols reencoded with the soft output generated within a channel decoder. In addition, to reduce the performance loss due to the noise enhancement within the channel estimator, the proposed scheme estimates the channels using the reencoded symbols whose magnitudes are larger than a threshold value. The proposed scheme offers reliable channel estimation performance under every channel environments considered.

1. 서론

최근 통신시스템은 사람 간의 정보를 주고받는 것

을 넘어 사물과 사물 사이의 통신 (IoT, Internet of Things)이 대두되고 있으며 그 중 일부인 자율 주행을 위한 지능형교통시스템 (ITS, Intelligent

* 본 연구는 한국전자통신연구원 연구운영비지원사업의 일환으로 수행되었음. [17ZS1500, 자율주행 자동차의 실시간 제어를 위한 고속 V-Link 통신 기술 개발]

• First Author : Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, haeun@cnu.ac.kr, 학생회원

◦ Corresponding Author : Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, kingrock@cnu.ac.kr, 종신회원

* Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University

논문번호 : KICS2017-05-141, Received May 4, 2017; Revised July 27, 2017; Accepted July 27, 2017

Transportation Systems)의 개발이 활발히 이루어지고 있다¹¹. 미국 FCC (Federal Communications Commission)는 1999년 10월에 5.9 GHz 대역 주파수 중 75 MHz 대역폭을 지능형교통시스템을 위해 할당 하였다. 2014년 유럽에서는 ETSI (European Telecommunications Standards Institute)와 CEN (European Committee for Electrotechnical Standardization)을 중심으로 차량 운전 시 안전 정보 제공 및 긴급 통화 서비스가 가능한 차량 통신시스템의 표준이 제안되었다¹¹. IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)에서는 차량 통신시스템을 위하여 IEEE 802.11p를 기반으로 하는 WAVE (Wireless Access in Vehicular Environment) 표준이 제시되었으나^{2,3} 해당 표준은 이동성을 고려하지 않은 IEEE 802.11 계열 표준을 기반으로 만들어져서 프리앰블과 파일럿 심볼들만을 이용하여 채널을 추정할 경우 이동속도가 빠른 상황에서 성능 열화가 발생한다⁴. 차량 통신시스템과 같이 시간에 따라 채널이 빠르게 변하는 고속이동환경에서 성능 열화를 최소화하기 위해서는 고속이동환경에 적합한 채널 추정 기법의 도입이 필요하다^{4,5}. 채널 추정을 위한 기법으로 다양한 방법이 제시되었으나⁵⁻⁹ 채널 추정을 위한 파일럿 패턴을 다시 설계하거나⁶ 부가적인 데이터를 사용해야 하는 단점이 있다⁷. 한편, LS (Least Square) 채널 추정 방식을 이용할 때 고차원 변조의 경우 채널 보상 과정에서 잡음 증폭 (noise enhancement)이 발생하여 성능의 열화가 발생하는 문제가 있다. 본 논문에서는 IEEE 802.11p 기반 V2X 통신시스템에서 고차원 변조를 사용하였을 때 잡음 증폭의 영향을 줄이면서 시간에 따라 빠르게 변하는 채널의 변화를 추정할 수 있는 채널 추정 기법을 제안하고 다양한 채널 환경에서¹⁰ 제안하는 기법의 성능을 확인한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 본 논문에서 고려하는 IEEE 802.11p 기반 V2X 통신시스템의 송수신기 구조와 채널 모델에 대해 설명하고 3장에서 고속이동환경에서 고차원 변조 방식을 사용하는

WAVE 시스템에 적합한 채널 추정 기법을 제안한다. 제안하는 기법의 성능을 4장에서 제시하고 5장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서 고려하는 IEEE 802.11p 기반 V2X 통신시스템의 송신기 구조는 그림 1과 같다. 길이가 K 인 정보비트 u 는 구속장 (constraint length)이 7이고 부호율 r 인 길쌈부호기 (convolutional encoder)에 의해 부호화되어 길이 K/r 인 부호어 c 를 생성한다. 부호어 c 는 길이가 $N_c \log_2 M$ 인 $\frac{K/r}{N_c \log_2 M}$ 개의 서브블록으로 나뉘는 후 각 서브블록별로 블록 인터리버에 의해 인터리빙 된다. 여기에서 N_c 는 보호구간 (guard band)을 제외한 유효 부반송파 개수이며 M 은 변조 차수이다. 인터리버를 통과한 신호 v 는 M -ary QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 심볼에 매핑되고 IEEE 802.11p 표준에 제시된 short preamble, long preamble과 함께 하나의 패킷으로 만들어진 뒤 N 개의 부반송파를 사용하여 OFDM 변조되어 시변 채널 (time-varying channel)을 통해 전송된다. 여기에서 N 과 N_c 는 각각 64와 48을 사용하였다.

본 논문에서는 V2V Radio channel models¹⁰ 바탕으로 상대 속도가 400 km/h인 경우를 고려하였으며 각 채널의 자기상관 특성은 그림 2와 같다. 여기에서 OFDM 심볼 길이는 $8 \mu\text{sec}$ 이며 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 시간에 따른 채널의 변화가 가장 적은 것과 큰 것은 각각 Rural LOS 채널과 Crossing NLOS 채널이다. 채널 변화 속도가 빠른 경우와 느린 경우 각각에 대하여 제안하는 기법의 성능을 확인하기 위하여 본 논문에서는 Rural LOS 채널과 Crossing NLOS 채널을 고려하였다. 본 논문에서 사용한 Rural LOS (Line of Sight) 채널과 Crossing NLOS (Non LOS) 채널의 채널 변수들은 각각 표 1 및 표 2와 같다. 수신기에서는 두 개의 안테나를 사용하여 안테나

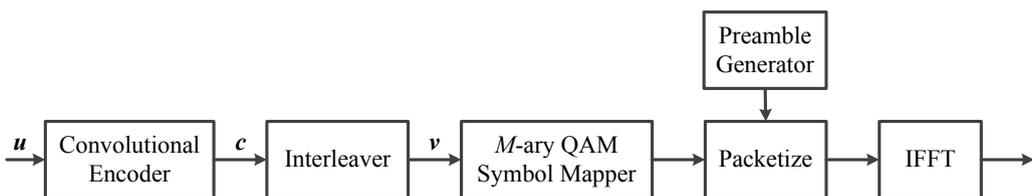


그림 1. IEEE 802.11p 기반 V2X 통신시스템 송신기 구조
Fig. 1. Transmitter structure for IEEE 802.11p based V2X communications

표 1. Rural LOS 채널 변수

Table 1. Rural LOS channel parameters

	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Unit
Power	0	-14	-17	dB
Delay	0	83	183	ns
Doppler	0	1367	-819	Hz
Profile	Static	Half Bathtub		

표 2. Crossing NLOS 채널 변수

Table 2. Crossing NLOS channel parameters

	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Tap 4	Unit
Power	0	-3	-5	-10	dB
Delay	0	267	400	533	ns
Doppler	0	937	-311	1876	Hz
Profile	Static	Half Bathtub			

다이버시티 (antenna diversity)를 획득할 수 있는 구조를 사용하였으며 그 구조는 그림 3과 같다.

본 논문에서는 수신된 신호의 심볼 타이밍 동기 및 반송파 주파수 동기가 완벽히 추정되었다고 가정하였으며 각각의 안테나로 수신된 신호는 FFT (Fast Fourier Transform)를 통해 주파수 영역으로 옮겨진 후 채널 추정 과정을 거친다. 연심볼 디매퍼 (soft symbol demapper)에서는 주파수 영역 수신 신호와 추정된 채널값을 입력 받아 n 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파에 실린 M -ary QAM 심볼에 매핑된 비트 $v_{n,k}^i, i = 1, 2, 3, \dots, \log_2 M$ 의 로그우도비 (log-likelihood ratio)을 식 (1)과 같이 계산한다. 여기

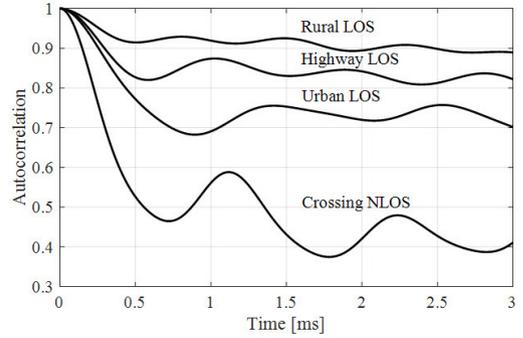


그림 2. V2V Radio channel models의 자기상관 특성
Fig. 2. Sample auto-correlation of V2V Radio channel models

에서 $Y_{n,k}^m$ 와 $\hat{H}_{n,k}^m, m = 1, 2$ 은 각각 m 번째 안테나로 수신된 n 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파에 실린 주파수 영역 수신 신호 및 해당 신호가 겪은 채널의 추정값이며 \mathcal{S}_0 와 \mathcal{S}_1 은 각각 $v_{n,k}^i = 0$ 과 $v_{n,k}^i = 1$ 에 해당하는 M -ary QAM 심볼 s_l 의 집합이다. 연심볼 디매퍼에서 계산된 로그우도비들은 디인터리빙 된 후 채널 복호기인 연입력 (soft input) 비터비 복호기로 입력되며 비터비 복호기의 출력값은 재부호화되어 채널 추정에 사용된다.

III. 제안하는 기법

본 논문에서 고려하는 채널 추정기의 구조는 그림 4와 같고 주파수 영역 수신 신호 $Y_{n,k}^m$ 은 식 (2)와 같다.

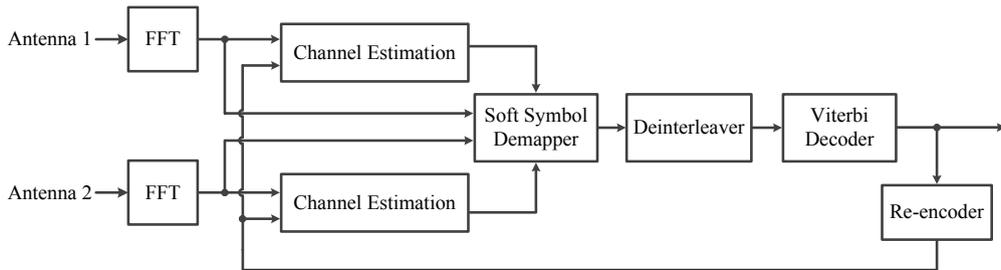
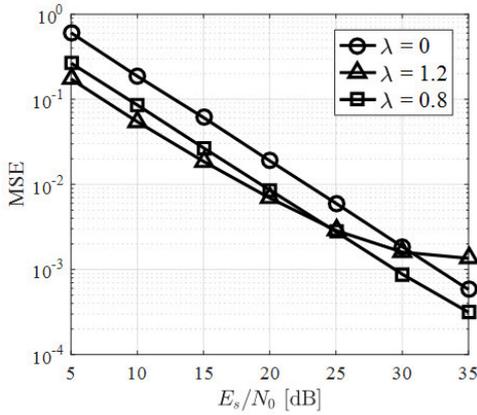
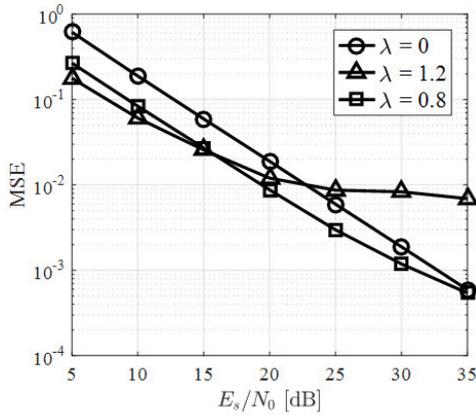


그림 3. IEEE 802.11p 기반 V2X 통신시스템 수신기 구조
Fig. 3. Receiver structure for IEEE 802.11p based V2X communications

$$L(v_{n,k}^i) = \log \frac{\sum_{s_l \in \mathcal{S}_0} \left(\exp\left(-\frac{Y_{n,k}^1 - \hat{H}_{n,k}^1 s_l}{N_0}\right) + \exp\left(-\frac{Y_{n,k}^2 - \hat{H}_{n,k}^2 s_l}{N_0}\right) \right)}{\sum_{s_l \in \mathcal{S}_1} \left(\exp\left(-\frac{Y_{n,k}^1 - \hat{H}_{n,k}^1 s_l}{N_0}\right) + \exp\left(-\frac{Y_{n,k}^2 - \hat{H}_{n,k}^2 s_l}{N_0}\right) \right)}. \quad (1)$$



(a) Rural LOS Channel



(b) Crossing NLOS Channel

그림 6. Rural LOS 채널 및 Crossing NLOS 채널에서 값에 따른 평균재곱오차 (16-QAM)
Fig. 6. MSE versus under Rural LOS channel and Crossing NLOS channel (16-QAM)

$$Y_{n,k}^m = H_{n,k}^m X_{n,k} + N_k \quad (2)$$

여기에서 $X_{n,k}$ 는 n 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파에 실린 변조 심볼, $H_{n,k}^m$ 은 m 번째 안테나로 수신된 해당 심볼에 대한 채널 응답이며 N_k 는 k 번째 부반송파에 실린 송신 심볼에 더해지는 AWGN

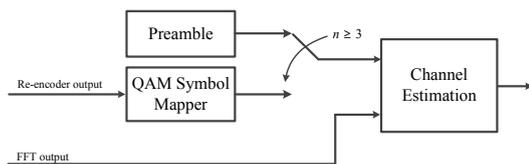


그림 4. 채널 추정기 구조
Fig. 4. Channel estimator structure

(Additive White Gaussian Noise)이다. 본 논문에서는 비터비 복호기에서 출력된 복호 결과를 이용하여 채널 추정을 수행하는 방식을 고려하였다. 비터비 복호기에서 n 번째 OFDM 심볼에 포함되어 있는 정보를 복호하기 위해서는 n 번째 OFDM 심볼에 대한 복조 데이터와 $(n+1)$ 번째 OFDM 심볼의 복조 데이터 중 역추적 깊이 (traceback depth)에 해당하는 복조 데이터가 추가로 필요하다. 따라서 본 논문에서는 첫 번째와 두 번째 OFDM 심볼은 프리앰블을 이용하여 채널을 추정하고 세 번째 OFDM 심볼부터 복호기의 출력을 재부호화한 결과를 사용하여 채널을 추정하는 기법을 제안한다. 그림 4의 심볼 추정기는 복호가 완료된 $(n-2)$ 번째 OFDM 심볼을 재부호화한 비트를 입력 받아 QAM 심볼에 매핑하여 $X_{n-2,k}$ 에 대한 추정값인 $\hat{X}_{n-2,k}$ 을 생성한 후 채널 추정기에 제공한다. 채널 추정기에서는 $\hat{X}_{n-2,k}$ 와 $Y_{n-2,k}^m$ 을 이용하여 식 (3)과 같이 $\hat{H}_{n,k}^m$ 을 도출하고

$$\hat{H}_{n,k}^m = \frac{Y_{n-2,k}^m}{\hat{X}_{n-2,k}} = \frac{H_{n-2,k}^m X_{n-2,k} + N_k}{\hat{X}_{n-2,k}} \quad (3)$$

도출된 $\hat{H}_{n,k}^m$ 은 연심볼 디래퍼로 입력된다. 고차원 변조를 사용할 경우 $|\hat{X}_{n,k}|$ 이 작은 심볼들이 존재하고 해당 심볼들을 이용하여 채널 추정을 수행할 경우 식 (3)에서 볼 수 있는 바와 같이 잡음 증폭을 야기하여 성능 열화의 요인이 된다. 본 논문에서는 잡음 증폭으로 인한 성능 열화를 줄이기 위해 식 (4)^[8]와 같은 채널 추정 기법을 사용하였다.

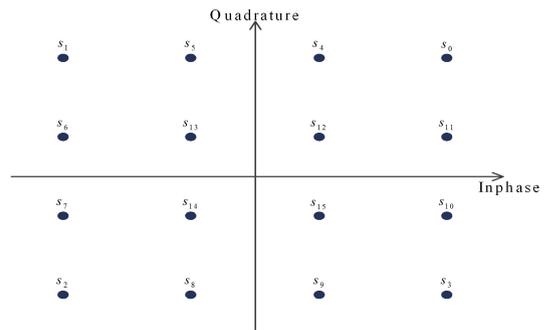


그림 5. 16-QAM 성상도
Fig. 5. 16-QAM constellation

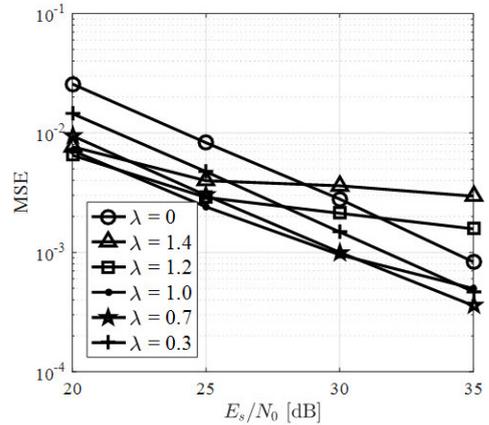
$$\hat{H}_{n,k}^m = \begin{cases} Y_{n-2,k}^m / \hat{X}_{n-2,k}, & |\hat{X}_{n-2,k}| \geq \lambda \\ \hat{H}_{n-1,k}^m, & |\hat{X}_{n-2,k}| < \lambda \end{cases} \quad (4)$$

식 (4)에서 볼 수 있는 바와 같이 $|\hat{X}_{n-2,k}|$ 이 λ 보다 작을 경우 직전 OFDM 심볼에서 추정된 채널을 그대로 사용하고 $|\hat{X}_{n-2,k}|$ 이 임계값 (threshold value) λ 보다 클 경우 해당 부분송파에 대한 채널 추정값을 갱신한다. 이와 같은 방법을 사용할 경우 크기가 작은 심볼들은 채널을 추정할 때 사용되지 않으므로 LS 채널 추정 방식에서 크기가 작은 심볼로 나눠줄 때 필연적으로 발생하는 채널 추정값에 대한 잡음 증폭의 영향을 줄일 수 있다.

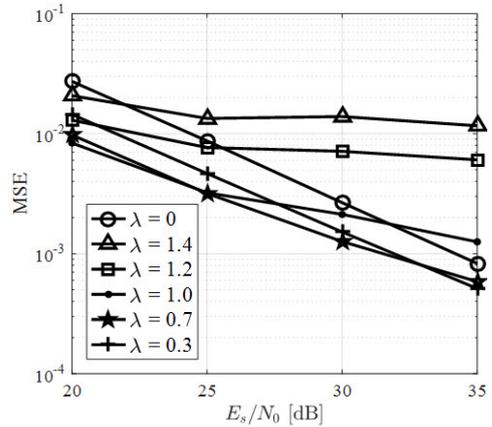
본 논문에서는 변조 방식으로 심볼당 평균 에너지 \bar{E}_s 가 1인 16-QAM과 64-QAM을 고려하였으며 그림 5는 16-QAM의 성상도를 나타낸 것이다. 성상도 위의 한 점을 $s_l, l = 0, 1, 2, \dots, 15$ 이라 하고 $\lambda = 0.8$ 을 사용할 경우 $\hat{X}_{n,k} \in \mathbf{T}_{0.8} = \{s_l | l < 12\}$ 일 경우에는 채널 추정값을 갱신하고 그렇지 않을 경우에는 이전 심볼에서 추정된 채널값을 그대로 사용한다. 임계값 $\lambda = 1.2$ 를 가정할 경우에는 $\mathbf{T}_{1.2} = \{s_l | l < 4\}$ 를 기반으로 채널 추정을 수행한다.

본 논문에서는 채널 추정 시 잡음 증폭의 영향을 줄일 수 있는 λ 를 찾기 위해 전산 실험을 통해 변조 방식별로 λ 값에 따른 평균제곱오차 (mean-squared error)를 측정하였다. 시간에 따른 채널의 변화가 크지 않은 Rural LOS 채널 및 시간에 따른 채널의 변화가 큰 Crossing NLOS 채널 하에서 16-QAM과 64-QAM을 사용한 경우를 고려하였으며 그 결과는 그림 6 및 그림 7과 같다.

그림 6은 Rural LOS 채널 및 Crossing NLOS 채널에서 16-QAM을 사용하였을 때 λ 값에 따른 평균제곱오차를 나타낸 것이며 그림 6(a)와 그림 6(b)는 각각 Rural LOS 채널 및 Crossing NLOS 채널에서의 평균제곱오차이다. 그림 6에서 볼 수 있는 바와 같이 LS 채널 추정 방식에서 모든 심볼을 사용한 경우 신호의 크기가 작은 심볼들도 사용되어 낮은 신호 대 잡음비 (signal-to-noise ratio)에서 잡음 증폭으로 인한 성능의 열화가 발생한다. 반면 크기가 작은 심볼들을 제외한 나머지 심볼들을 사용하여 채널을 추정할 경우 잡음 증폭의 영향이 줄어들어 낮은 신호 대 잡음비에서 성능의 열화를 줄일 수 있다. 그러나 채널 추정에 사용하는 심볼의 개수가 적을 경우에는 직전 OFDM 심볼에서 추정된 채널을 그대로 사용하는 빈



(a) Rural LOS Channel



(b) Crossing NLOS Channel

그림 7. Rural LOS 채널 및 Crossing NLOS 채널에서 값에 따른 평균제곱오차 (64-QAM)
Fig. 7. MSE versus E_s/N_0 under Rural LOS channel and Crossing NLOS channel (64-QAM)

도가 증가하므로 빠르게 변하는 채널을 추정하지 못해 높은 신호 대 잡음비에서 평균제곱오차가 더 이상 줄어들지 않는 현상이 발생하며 이는 그림 6에서 확인할 수 있다. 본 논문에서는 그림 6의 결과를 바탕으로 16-QAM 변조 방식을 사용하였을 때 잡음 증폭의 영향을 줄이면서 채널의 변화 속도를 쫓아갈 수 있도록 λ 값으로 0.8을 설정하였다.

그림 7은 Rural LOS 채널 및 Crossing NLOS 채널에서 64-QAM을 사용하였을 때 λ 값에 따른 평균제곱오차를 나타낸 것이며 그림 7(a)와 그림 7(b)는 각각 Rural LOS 채널 및 Crossing NLOS 채널에서의 평균제곱오차이다. 그림 7에서 λ 값에 따른 채널 추정에 사용되는 심볼의 개수는 표 3과 같다. 그림 7에서 확인할 수 있는 바와 같이 Rural LOS 채널과

표 3. λ 값에 따른 64-QAM 심볼 개수
Table 3. Number of 64-QAM symbol versus λ

λ	0.3	0.7	1.0	1.2	1.4
Number of symbol	60	48	32	12	4

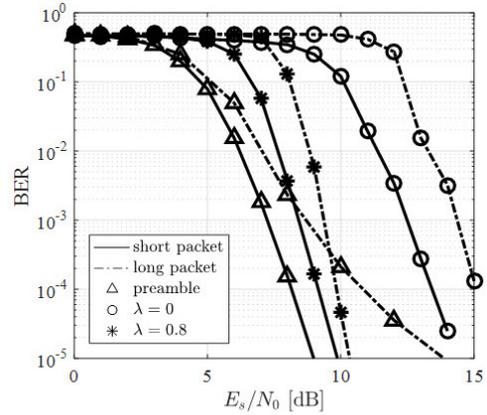
Crossing NLOS 채널 모두 $\lambda = 0.3$ 또는 $\lambda = 0.7$ 일 때 잡음 증폭의 영향을 줄이면서 채널의 변화 속도를 쫓아갈 수 있다. 따라서 본 논문에서는 그림 7의 결과를 바탕으로 64-QAM 변조 방식을 사용하는 경우에는 λ 값을 0.7로 설정하였다.

IV. 전산 실험

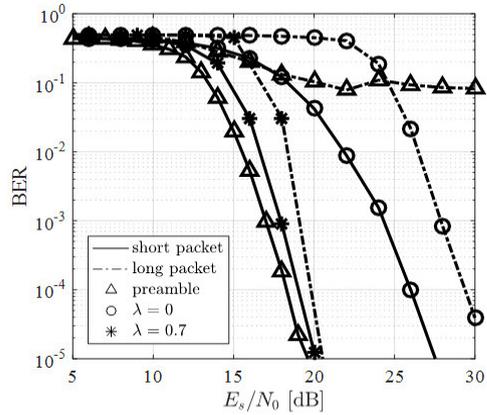
본 논문에서는 그림 1 및 그림 3의 구조를 바탕으로 제안하는 기법의 성능을 확인하기 위하여 표 4와 같은 전산 실험 변수를 사용하여 전산 실험을 수행하였으며 그 결과는 그림 8 및 그림 9와 같다. 그림 8은 Rural LOS 채널에서의 비트오율 (bit error rate) 성능을 나타낸 것이며 그림 8(a)와 그림 8(b)는 각각 MCS 1 및 MCS 2에 대한 성능이다. 성능 비교를 위하여 프리앰블만을 이용하여 추정된 채널로 패킷 내의 모든 OFDM 심볼을 보상해 준 경우 및 모든 QAM 심볼들을 채널 추정에 사용한 경우의 성능들과 제안하는 기법의 성능을 같이 나타내었다. 그림 8에서 확인할 수 있는 바와 같이 프리앰블로만 채널을 추정할 경우에는 시간에 따라 변하는 채널의 값을 추정하지 못해 긴 패킷의 경우 성능 저하가 크게 발생하며 모든 $\hat{X}_{n,k}$ 을 사용하여 채널을 추정할 경우 잡음 증폭의 영향으로

표 4. 전산 실험 변수
Table 4. Simulation parameters

Modulation Code rate	16-QAM, $r = 1/2$ (MCS 1) 64-QAM, $r = 3/4$ (MCS 2)		
N	64		
N_e	48		
λ	0.8 (MCS 1), 0.7 (MCS 2)		
Packet type	Short packet (200 byte) Long packet (4000 byte)		
		MCS 1	MCS 2
Number of OFDM symbol per packet	Short packet	17	8
	Long packet	334	149
Channel type ^[10]	Rural LOS, Crossing NLOS		
Decoding algorithm	Viterbi algorithm		



(a) MCS 1



(b) MCS 2

그림 8. 제안하는 기법의 비트오율 성능 (Rural LOS 채널)
Fig. 8. BER performance of proposed scheme (Rural LOS channel)

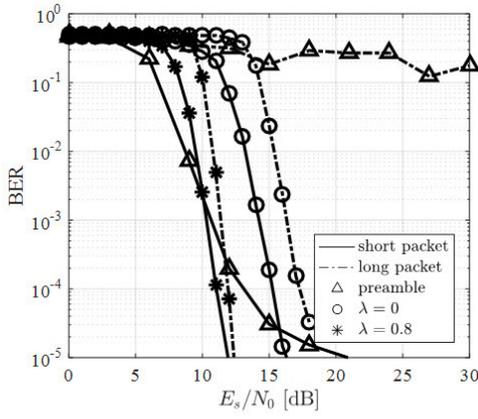
인해 짧은 패킷과 긴 패킷 모두에서 성능의 열화가 발생한다. 그러나 제안하는 기법을 사용할 경우에는 잡음 증폭의 영향이 줄어들어 모든 $\hat{X}_{n,k}$ 을 사용한 경우보다 성능이 개선되며 높은 신호 대 잡음비에서도 안정적으로 동작한다. 그림 9는 Crossing NLOS 채널에서의 비트오율 성능을 나타낸 것이며 그림 9(a)와 그림 9(b)는 각각 MCS 1 및 MCS 2에 대한 성능이다. 그림 9에서 확인할 수 있는 바와 같이 프리앰블로만 채널을 추정할 경우에는 짧은 패킷에서도 시간에 따라 빠르게 변하는 채널의 값을 추정하지 못해 성능 저하가 크게 발생하며 긴 패킷의 경우에는 성능 저하의 폭이 더욱 크다. 또한 모든 $\hat{X}_{n,k}$ 을 사용하여 채널을 추정할 경우 잡음 증폭의 영향으로 인해 성능의 열화가 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그림 9(a)에서 볼

V. 결론

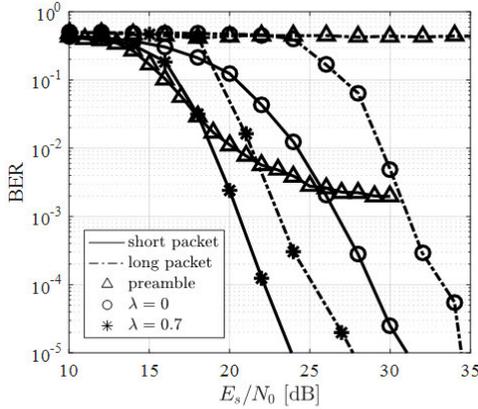
본 논문에서는 IEEE 802.11p를 기반으로 하는 차량 통신시스템에서 고차원 변조를 사용할 때 고속이동환경에 적합한 채널 추정 기법을 제안하고 전산 실험을 통해 그 성능을 확인하였다. 고속이동환경에서는 시간에 따라 채널이 빠르게 변하므로 프리앰블만을 이용하여 채널을 추정할 경우 채널 추정 오차가 크게 발생하며 LS 방식을 이용하여 채널을 추정할 경우 고차원 변조에서 크기가 작은 신호로 인해 채널 추정 과정에서 잡음 증폭이 발생하고 이로 인하여 성능이 열화된다. 제안하는 기법은 복호기의 출력을 재부호화하여 송신 심볼을 추정하며 추정된 송신 심볼의 크기가 작을 경우 직전 OFDM 심볼에 대한 채널 추정값을 그대로 사용하고 임계값보다 클 경우에는 수신 신호와 추정된 송신 신호를 이용하여 채널 추정값을 갱신한다. 제안하는 기법을 사용하면 채널 추정 시 잡음 증폭으로 인한 성능의 열화를 줄일 수 있으며 높은 신호 대 잡음비에서도 안정적으로 동작하여 V2X와 같이 고속이동환경 하에서 동작하는 시스템에 적합한 채널 추정 방식이다.

References

- [1] Y. Li, Y. Cao, H. Qiu, L. Gao, Z. Du, and S. Chen, "Big wave of the intelligent connected vehicles," *China Commun.*, vol. 13, pp. 27-41, 2017.
- [2] 802.11p-2010 IEEE Standard for Information Technology-Telecommunications and Information Exchange Between Systems-Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements Part 11, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Spec, 2010.
- [3] P. Alexander, D. Haley, and A. Grant, "Cooperative intelligent transport systems: 5.9-GHz field trials," *Proc. IEEE*, vol. 99, no. 7, pp. 1213-1235, 2011.
- [4] J. A. Fernandez, K. Borries, L. Cheng, B. V. K. V. Kumar, D. D. Stancil, and F. Bai, "Performance of the 802.11p physical layer in vehicle-to-vehicle environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 1, pp. 3-14, 2012.
- [5] Z. Zhao, X. Cheng, M. Wen, C. X. Wang, and



(a) MCS 1



(b) MCS 2

그림 9. 제안하는 기법의 비트오율 성능 (Crossing NLOS 채널)
Fig. 9. BER performance of proposed scheme (Crossing NLOS channel)

수 있는 바와 같이 제안하는 기법을 사용하면 잡음 증폭으로 인한 성능의 열화를 줄일 수 있으며 MCS 1에서 패킷 길이에 관계없이 $E_s/N_0 = 12$ [dB] 이상에서 10^{-5} 이하의 비트오율을 달성할 수 있다. 그림 9(b)에서 확인할 수 있는 바와 같이 MCS 2에서 모든 $\hat{X}_{n,k}$ 을 사용할 경우 잡음 증폭으로 인한 성능의 열화가 더욱 크게 나타나며 제안하는 기법을 이용하여 채널을 추정할 때 긴 패킷의 경우 짧은 패킷에 비해 약 4 dB의 성능 열화를 보이지만 $E_s/N_0 = 28$ [dB] 이상에서 10^{-5} 이하의 비트오율을 달성할 수 있다.

B. Jiao, "Channel estimation schemes for IEEE 802.11p standard," *IEEE Intell. Transport. Syst. Mag.*, vol. 5, no. 4, pp. 38-49, 2013.

[6] T. Zemen, L. Bernado, N. Czik, and A. F. Molisch, "Iterative time-variant channel estimation for 802.11p using generalized discrete prolate spheroidal sequences," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 3, pp. 1222-1233, 2012.

[7] K. K. Nagalapur, F. Brännström, and E. G. Ström, "On channel estimation for 802.11p in highly time-varying vehicular channels," *IEEE ICC*, pp. 5659-5664, Jun. 2014.

[8] Y. Liu, Z. Tan, H. Hu, L. J. Cimini, and G. Y. Li, "Channel estimation for OFDM," *IEEE Commun. Surv. & Tuts.*, vol. 16, no. 4, pp. 1891-1908, 2014.

[9] B. Min and D. Park, "Sparse channel estimation based on combined measurements in OFDM systems," *J. KICS*, vol. 41, no. 1, pp. 1-11, 2016.

[10] M. Kahn, *IEEE 802.11 Regulatory SC DSRC Coexistence Tiger Team V2V Radio Channel Models*, doc. IEEE 802.11-14/0259r0, Feb. 2014.

김 하 은 (Haun Kim)



2015년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 학사
 2015년 3월~현재 : 충남대학교 전파정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 디지털 통신

이 아 립 (Arim Lee)



2017년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 학사
 2017년 3월~현재 : 충남대학교 전파정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 오류정정부호

강 동 훈 (Donghoon Kang)



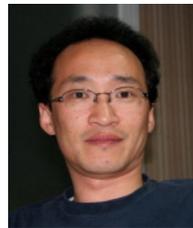
2009년 2월 : 충남대학교 전기정보통신공학부 학사
 2015년 8월 : 충남대학교 정보통신공학과 석박통합과정 박사
 2015년 9월~현재 : 충남대학교 정보통신연구소 연구원
 <관심분야> 오류정정부호, 디지털 통신

박 경 원 (Kyeongwon Park)



2016년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 학사
 2016년 3월~현재 : 충남대학교 전파정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 디지털 통신

오 왕 록 (Wangrok Oh)



1994년 2월 : 포항공과대학교 학사
 1997년 2월 : 포항공과대학교 석사
 2003년 8월 : 포항공과대학교 박사
 1997년~2000년 : 포항공과대학교 정보통신연구소 전임연구원
 2003년~2006년 : 포항공과대학교 정보통신연구소 전임연구원
 2006년~2010년 : 충남대학교 정보통신공학과 조교수
 2010년~2015년 : 충남대학교 정보통신공학과 부교수
 2015년~현재 : 충남대학교 정보통신공학과 교수
 <관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 오류정정부호, MIMO 시스템