

논문 2016-53-10-3

V2V 환경에서 LTE 기반 사이드링크 시스템의 새로운 LMMSE 채널 보간 기법에 대한 성능 분석

(Performance Analysis of New LMMSE Channel Interpolation Scheme Based on the LTE Sidelink System in V2V Environments)

추 명 훈*, 문 상 미*, 권 순 호***, 이 지 혜*, 배 사 라*,
김 한 종***, 김 철 성****, 김 대 진****, 황 인 태****

(Myeonghun Chu[©], Sangmi Moon, Soonho Kwon, Jihye Lee, Sara Bae,
Hanjong Kim, Cheolsung Kim, Daejin Kim, and Intae Hwang)

요 약

V2X(Vehicle-to-Everything) 통신은 다양한 텔레매틱스(telematics)와 인포테인먼트(infotainment) 서비스를 제공하기 위해 신뢰성이 있으며 견고한 네트워크가 요구된다. 이를 위해, 현재 3GPP(3rd Generation Partnership Project)에서는 V2X 통신에 대한 표준화를 진행하고 있다. 신뢰성 있는 통신을 위해서는, 정확한 채널 추정이 우선적으로 이루어져야 한다. 그러나 차량은 속도가 매우 빠르기 때문에 시간에 따라 무선 채널이 빠르게 변하므로 채널을 정확히 추정하기 힘들다. 본 논문에서는 V2V(Vehicle-to-Vehicle) 환경에서 LTE(Long Term Evolution) 기반 사이드링크 시스템의 새로운 LMMSE(Linear Minimum Mean Square Error) 채널 보간 기법을 제안한다. 제안한 기법인 RDE(Reduced Decision Error)는 파일럿 심볼에서 LMMSE를 이용하여 채널 추정을 하고, 데이터 심볼에서 Smoothing 후 LMMSE 채널 보간 기법을 적용한다. 이후 시간영역과 주파수영역에서 평균을 취하여 전체 채널 주파수 응답을 얻어낼 수 있다. 이때, 수신단의 등화기로 LMMSE를 이용하여 결정 오차에 의한 오차 전파를 줄일 수 있다. 그러므로, 신뢰성 있는 데이터 검출이 가능하다. 모의실험 결과, 제안한 기법이 NMSE(Normalized Mean Square Error)와 BER(Bit Error Rate) 측면에서 기존 기법보다 전체적으로 성능이 향상된 것을 볼 수 있다.

Abstract

To support the telematics and infotainment services, vehicle-to-everything (V2X) communication requires a robust and reliable network. To do this, the 3rd Generation Partnership Project (3GPP) has recently developed V2X communication. For reliable communication, accurate channel estimation should be done. However, because vehicle speed is very fast, radio channel is rapidly changed with time. Therefore, it is difficult to accurately estimate the channel. In this paper, we propose the new linear minimum mean square error (LMMSE) channel interpolation scheme based on the Long Term Evolution (LTE) sidelink system in vehicle-to-vehicle (V2V) environments. In our proposed reduced decision error (RDE) channel estimation scheme, LMMSE channel estimation is applied in the pilot symbol, and then in the data symbol, smoothing and LMMSE channel interpolation scheme is applied. After that, time and frequency domain averaging are applied to obtain the whole channel frequency response. In addition, the LMMSE equalizer of the receiver side can reduce the error propagation due to the decision error. Therefore, it is possible to detect the reliable data. Analysis and simulation results demonstrate that the proposed scheme outperforms currently conventional schemes in normalized mean square error (NMSE) and bit error rate (BER).

Keywords : LMMSE, LTE, RDE, Smoothing, V2V, V2X

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

** 정회원, 한국항공우주연구원 나로우주센터 (NARO Space Center, Korea Aerospace Research Institute)

*** 평생회원, 한국기술교육대학 정보기술공학부 (School of Electrical, Electronics & Communication Engineering, Korea University of Technology and Education)

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

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

※ 이 논문은 2015년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단 기초연구사업의 지원을 받아 수행된 연구임(NRF-2015R1D1A1A01059397)

Received ; July 2, 2016

Revised ; September 21, 2016

Accepted ; September 28, 2016

I. 서 론

사람 간의 통신이 아닌 사람 대 사물, 사물 대 사물 간 통신은 몇 년 전부터 다양한 응용 사례 및 시나리오로 제시되고 있으며, 그중 일부는 사업화 및 표준화로 추진되어 어느 정도 현실화 단계에 있다. 특히, 최근에는 V2X(Vehicle-to-Everything)에 대한 표준화가 활발히 진행되고 있으며, V2V(Vehicle-to-Vehicle), V2P(Vehicle-to-Pedestrian), V2I(Vehicle-to-Infrastructure)로 유형이 나뉘질 수 있다.

그림 1은 V2X의 3가지 유형을 나타낸다.

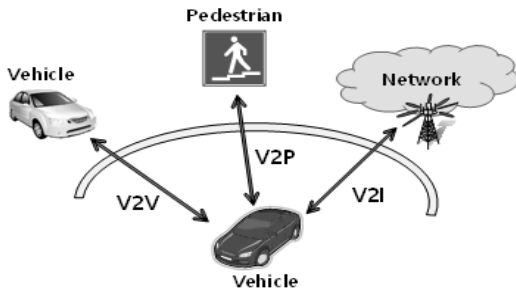


그림 1. V2X 통신의 유형
Fig. 1. Types of V2X communication.

V2X는 차량을 중심으로 유·무선망을 통해 정보를 제공하는 기술이며, 교통 효율, 자율 주행과 같은 다양한 서비스를 지원할 수 있다^[1]. 예를 들어 차량 간 통신이 된다면, 하나의 차량에서 다른 차량으로 위험한 도로 상황이나, 악천후, 교통 체중에 대한 정보를 보낼 수 있다. 이와 같이, V2X 통신은 안전과 밀접한 관련이 있기 때문에 신뢰성이 요구된다. 그러나 V2V 무선 채널은 송·수신단이 움직이며, 이동 산란체와 고정 산란체로 인해 짧은 상관 시간을 갖게 된다. 또한, 다중 경로의 최대 지연 확산이 큰 값을 가져 좁은 상관 대역폭을 가지기 때문에 정확한 채널 추정이 어렵다.

현재 V2V 통신 기술은 DSRC(Dedicated Short Range Communication)와 LTE(Long Term Evolution) 기반으로 이루어져 있다. DSRC의 물리 계층을 IEEE 802.11p 라 하며, 반송파 주파수 5.9 GHz와 대역폭 10 MHz를 가지는 IEEE 802.11a에 기반을 두고 있다^[2]. IEEE 802.11p는 초기 프리앰블을 이용하여 채널 추정을 한다. 시간에 따라 빠르게 변하는 채널 특성으로 인해, 추정했던 채널이 정확하지 않게 된다. 또한 제한된 스펙트럼으로 인해 높은 전송률을 보장하지 못하는 단점을 가진다.

최근 3GPP에서는 LTE 기반 사이드링크 시스템에서 차량 통신에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^[3]. LTE 기반 시스템은 빠르고 신뢰성 있는 통신이 가능하며 QoS(Quality of Service)를 보장할 수 있다. 또한 비용 측면에서 유리하며, V2X를 좀 더 효율적으로 제공할 수 있는 장점을 가지고 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II장에서는 시스템 모델을 정의하고, III장에서 기존의 채널 추정 기법에 대해 살펴본다. IV장에서는 RDE(Reduced Decision Error) 채널 추정 기법을 제안한다. V장에서는 모의실험 결과를 통해 성능 평가를 하고 마지막으로 VI장에서 결론을 맺도록 한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 3GPP 표준화를 기반으로 LTE 기반 사이드링크 시스템에서 연구를 수행하였다^[4].

사이드링크 시스템의 송·수신단 구조는 3GPP LTE를 기반으로 설계하였다. 사이드링크 물리 채널 (physical channel)의 기저대역 신호 (baseband signal)는 다음과 같은 단계로 구성된다.

- 비트 단위로 스크램블링 (scrambling) 한다.
- Complex-valued 심볼을 생성하기 위해 scrambled bits를 modulation 한다.
- 하나 또는 몇 개의 송신 레이어(layer)에 complex-valued modulation 심볼을 매핑한다.
- Complex-valued 심볼에 대해 transform precoding을 수행한다.
- 안테나 포트를 통하여 전송하기 위해 각 layer의 심볼을 precoding한다.
- 심볼을 각 안테나 포트의 RE(Resource Element)에 매핑한다.
- 각 안테나 포트에 complex-valued 시간 도메인 SC-FDMA 신호를 생성한다.

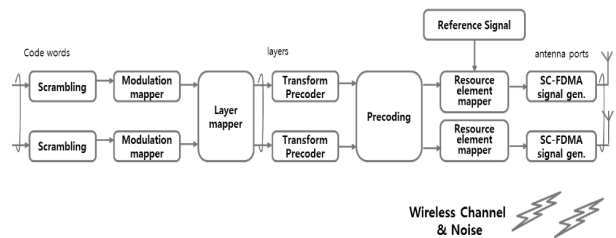


그림 2. 사이드링크 시스템의 송신단 블록도
Fig. 2. Transmitter block diagram in sidelink system.

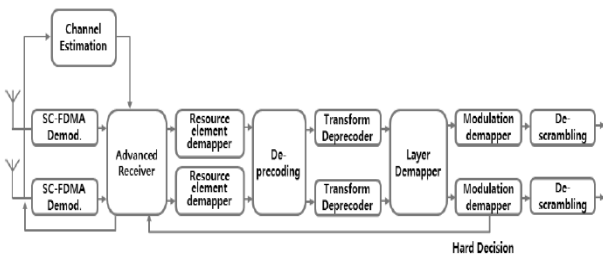


그림 3. 사이드링크 시스템의 수신단 블록도
Fig. 3. Receiver block diagram in sidelink system.

수신단에서는 SC-FDMA 복조 후 수신된 데이터는 채널에 의하여 크기와 위상이 왜곡되어 있으므로 참조 신호를 사용하여 채널 추정 후 등화기를 거쳐 채널 보상이 이루어진다. SC-FDMA 기술은 송신단 변조 과정에서 IFFT 입력 전에 layer 별로 M-point FFT 처리 과정을 수행하고, 수신단 복조 과정에서 FFT 출력 신호를 N-point IFFT 처리함으로써 송신단에서 발생할 수 있는 PAPR을 최소화하여 단말의 전력 소모를 줄이기 때문에 사이드링크 무선 접속 기술로 SC-FDMA를 사용한다. 여기서 N-point IFFT의 부반송파 간격은 15kHz이다. 그림 2와 3은 각각 사이드링크 시스템의 송신단과 수신단 구조를 나타낸다.

III. 기존 채널 추정 기법

본 장에서는 기존 채널 추정 기법인 DDCE(Decision Directed Channel Estimation), CDP(Constructed Data Pilot), STA(Spectral Temporal Averaging), Smoothing에 대해서 다룬다.

가. DDCE

DDCE는 추정된 송신 신호를 이용하여 채널을 추정하는 기법이다^[5]. 다음은 DDCE 기법의 상세한 과정이다.

Step 1) 등화

초기 LS(Least Square)로 추정된 채널을 이용하여 수신한 첫 번째 데이터 심볼을 등화 한다.

$$\hat{S}_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{\hat{H}_{n-1,k}} \quad (1)$$

여기서 $\hat{S}_{n,k}$ 는 등화 한 심볼이며, $Y_{n,k}$ 는 수신한 데이터 심볼, $\hat{H}_{n-1,k}$ 는 n-1 번째 심볼에서 추정된 채널, $\hat{H}_{0,k}$ 는 n=1일 때 LS로부터 얻어진 채널이다.

Step 2) LS 채널 추정

n 번째 심볼의 채널을 추정하기 위해, 등화 한 심볼을 디매핑 한 후, 이 심볼을 이용하여 LS 채널 추정을 한다.

$$\hat{H}_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{\hat{X}_{n,k}} \quad (2)$$

여기서 $\hat{X}_{n,k}$ 는 디매핑 한 심볼이다.

나. CDP

CDP는 인접한 두 데이터 심볼 사이에서 상관이 큰 특성을 이용하여 채널 추정을 한다^[6]. 다음은 CDP 기법의 상세한 과정이다.

Step 1) 등화

초기 LS(Least Square)로 추정된 채널을 이용하여 수신한 첫 번째 데이터 심볼을 등화 한다.

$$\hat{S}_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{\hat{H}_{n-1,k}} \quad (3)$$

여기서 $\hat{S}_{n,k}$ 는 등화 한 심볼이며, $Y_{n,k}$ 는 수신한 데이터 심볼, $\hat{H}_{n-1,k}$ 는 n-1 번째 심볼에서 추정된 채널, $\hat{H}_{0,k}$ 는 n=1일 때 LS로부터 얻어진 채널이다.

Step 2) 데이터 파일럿 구성

$\hat{S}_{n,k}$ 를 디매핑 하여 $\hat{X}_{n,k}$ 를 구하며, 이 심볼을 데이터 파일럿이라 한다. 잡음이나 간섭으로 인해 $\hat{S}_{n,k}$ 가 정상도의 잘못된 영역에 놓이게 되면 디매핑 한 심볼인 $\hat{X}_{n,k}$ 도 정상도의 잘못된 각 지점에 찍힐 수 있다. 그러나, 디매핑으로 인해 잡음이나 간섭이 부분적으로 완화될 수 있다. 남은 오류는 다음 과정인 두 개의 인접한 심볼 사이의 상관 특성을 이용해서 완화될 수 있다.

Step 3) LS 채널 추정

데이터 파일럿을 이용해 n 번째 심볼의 채널을 LS로 추정한다.

$$\hat{H}_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{\hat{X}_{n,k}} \quad (4)$$

Step 4) 등화

먼저 $\hat{H}_{n,k}$ 는 $Y_{n-1,k}$ 를 등화하는데 사용된다.

$$\hat{S}'_{n-1,k} = \frac{Y_{n-1,k}}{\hat{H}_{n,k}} \quad (5)$$

그리고 $Y_{n-1,k}$ 는 n-1 번째 심볼에서 추정된 채널 $\hat{H}_{n-1,k}$ 에 의해서 등화된다.

$$\hat{S}''_{n-1,k} = \frac{Y_{n-1,k}}{\hat{H}'_{n-1,k}} \quad (6)$$

Step 5) 디매핑

$\hat{S}'_{n-1,k}$ 와 $\hat{S}''_{n-1,k}$ 를 비교하기 위해, 정상도 지점으로 디매핑 하여 $\hat{X}'_{n-1,k}$ 와 $\hat{X}''_{n-1,k}$ 를 구한다.

Step 6) 비교

두 개의 인접한 데이터 심볼 사이에서 높은 상관특성을 이용한다.

$\hat{H}_{n,k}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{H}_{n,k} = \begin{cases} \hat{H}_{n-1,k} & \text{if } \hat{X}'_{n-1,k} \neq \hat{X}''_{n-1,k} \\ \hat{H}'_{n,k} & \text{if } \hat{X}'_{n-1,k} = \hat{X}''_{n-1,k} \end{cases} \quad (7)$$

만약 $\hat{X}'_{n-1,k} \neq \hat{X}''_{n-1,k}$ 이라면, n번째 심볼의 추정된 값 $\hat{X}_{n,k}$ 가 잘못된 값이며, $\hat{H}_{n,k} = \hat{H}_{n-1,k}$ 로 한다. 그렇지 않고, 만약 $\hat{X}'_{n-1,k} = \hat{X}''_{n-1,k}$ 이라면, $\hat{H}_{n,k} = \hat{H}'_{n,k}$ 로 한다.

다. STA

STA는 데이터 파일럿을 이용해 채널 추정을 하며, 주파수영역과 시간영역에서 평균을 취하는 기법이다^[7]. 다음은 STA 기법의 상세한 과정이다.

Step 1) 등화

초기 LS(Least Square)로 추정된 채널을 이용하여 수신한 첫 번째 데이터 심볼을 등화 한다.

$$\hat{S}_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{\hat{H}_{n-1,k}} \quad (8)$$

여기서 $\hat{S}_{n,k}$ 는 등화 한 심볼이며, $Y_{n,k}$ 는 수신한 데이터 심볼, $\hat{H}_{n-1,k}$ 는 n-1 번째 심볼에서 추정된 채널, $\hat{H}_{0,k}$ 는 n=1일 때 LS로부터 얻어진 채널이다.

Step 2) LS 채널 추정

n 번째 심볼의 채널을 추정하기 위해, 등화 한 심볼을 디매핑 한 후, 이 심볼을 이용하여 LS 채널 추정을 한다.

$$\hat{H}_{n,k} = \frac{Y_{n,k}}{\hat{X}_{n,k}} \quad (9)$$

여기서 $\hat{X}_{n,k}$ 는 디매핑 한 심볼이다.

Step 3) 주파수영역 평균

추정된 채널 값을 이용해 주파수영역에서 평균을 취한다.

$$H_{n,k}^{(freq)} = \sum_{\lambda=-\beta}^{\lambda=\beta} \omega_{\lambda} H_{n,k+\lambda} \quad (10)$$

여기서 β 는 주파수 영역에서 얼마나 많은 부반송파를 평균 할 것인지에 대한 정수값이다. ω_{λ} 는 가중치 계수이며, $\omega_{\lambda} = \frac{1}{2\beta+1}$ 이다.

Step 4) 시간영역 평균

주파수영역에서 채널의 평균값을 계산 후, 시간영역에서 평균을 취한다.

$$H_{n,k}^{(time)} = (1 - \frac{1}{\alpha}) H_{n-1,k}^{(time)} + \frac{1}{\alpha} H_{n,k}^{(freq)} \quad (11)$$

여기서 α 는 업데이트 변수로, $\alpha \geq 1$ 의 값을 가진다.

표 1은 STA에 사용된 파라미터와 이에 적합한 채널에 대한 내용이다.

표 1. STA 파라미터와 적합한 채널의 관계
Table1. Relationship between the STA parameter and adequate channel.

STA parameter	Adequate channel
Large value of α	slow fading channel
Small value of α	fast fading channel
Large value of β	flat fading channel
Small value of β	frequency selective fading channel

큰 α 값은 slow fading 채널에 적합하며, 큰 β 값은 flat fading 채널에 적합하다. 반면에 작은 α 값은 fast fading 채널, 작은 β 값은 frequency selective fading 채널에 적합하다.

라. Smoothing

Smoothing은 무선 환경의 전파 특성을 이용함으로써, 추정 잡음의 일부분을 제거한다. 이로 인해, 데이터 결정 오류에 의한 최대치를 줄여줌으로써 DDCE 기법과 결합했을 때 낮은 SNR(Signal to Noise Ratio)에서 좋은 성능을 보이게 된다^[8]. 다음은 Smoothing 기법의 상세한 과정이다.

Step 1) 행렬 변환

수신 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$Y = P \cdot F \cdot h + n = P \cdot F_L \cdot h_L + n \quad (12)$$

여기서 P 는 추정된 송신 신호를 입력으로 받는 대각 행렬, F 는 Fast Fourier Transform(FFT) 행렬, h 는 시간영역 채널이며, n 은 잡음이다.

F_L 은 줄어든 FFT 행렬이며, F 행렬로부터 L 의 열과 N_s 의 행을 선택한 것이다. h_L 도 줄어든 시간영역 채널로 h 로부터 L 의 열과 N_s 의 행을 선택한 것이다.

Step 2) 시간영역 ML 채널 추정

추정된 시간영역 채널 \hat{h}_L 은 다음과 같으며,

$$\begin{aligned} \hat{h}_L &= (P \cdot F_L)^* \cdot Y \\ &= (F_L^H \cdot F_L)^{-1} \cdot F_L^H \cdot P \cdot Y \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $*$ 기호는 의사역행렬을 의미한다.

Step 3) 주파수영역 ML 채널 추정

추정된 주파수영역 채널 $\hat{H}_{L,n,k}$ 는 시간 영역 채널 \hat{h}_L 로부터 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\hat{H}_{L,n,k} = F_L \cdot \hat{h}_L = F_L \cdot (F_L^H \cdot F_L)^{-1} \cdot F_L^H \cdot P \cdot Y \quad (14)$$

IV. RDE 채널 추정 기법

본 장에서는 RDE 채널 추정 기법을 제안한다. RDE 기법은 파일럿 심볼에서 LMMSE를 이용하여 채널 추정을 하고, 데이터 심볼에서 Smoothing 후 LMMSE 채널 보간 기법을 적용한다. 이후 시간영역과 주파수영역에서 평균을 취하여 전체 채널 주파수 응답을 얻어낼 수 있다. 이때, 수신단 등화기로 LMMSE를 이용하여 결정 오차에 의한 오차 전파를 줄일 수 있다. 다음은 RDE 기법의 상세한 과정이다.

Step 1) LMMSE 채널 추정

송·수신단이 모두 알고 있는 파일럿 심볼을 이용하여 초기 LMMSE 채널 추정을 한다.

$$\hat{H}_{n-1,k} = K \cdot \tilde{H}_{n-1,k} \quad (15)$$

여기서 $K = R_{\tilde{H}\tilde{H}}^{-1} R_{\tilde{H}Y}$ 이며, $\tilde{H} = X^{-1}Y$ 이다. $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$ 는 원래 채널과 LS로 추정된 채널 사이의 상호 상관 행렬이며, $R_{\tilde{H}\tilde{H}}$ 는 LS로 추정된 채널의 자기 상관 행렬이다.

Step 2) LMMSE 등화

초기 채널 추정 후, LMMSE 기법을 이용하여 수신 신호를 등화한다.

$$\hat{S}_{n,k} = G \cdot Y_{n,k} \quad (16)$$

여기서 $\hat{S}_{n,k}$ 는 등화된 심볼이며, $Y_{n,k}$ 는 수신한 데이터 심볼이다. 또한 등화기 계수 값인 G 는 다음과 같다.

$$G = ((\hat{H}_{n-1,k})^H \cdot (\hat{H}_{n-1,k}) + \sigma_z^2 I)^{-1} \cdot (\hat{H}_{n-1,k})^H \quad (17)$$

여기서 σ_z^2 은 잡음의 분산이며, I 는 항등행렬이다.

Step 3) 디매핑

데이터 파일럿을 얻기 위해 등화된 심볼을 디매핑 한다. 디매핑 된 심볼은 $\hat{X}_{n,k}$ 로 표현한다.

Step 4) 시간영역 ML 채널 추정

추정된 시간영역 채널 \hat{h}_L 은 다음과 같으며,

$$\begin{aligned} \hat{h}_L &= (P \cdot F_L)^* \cdot Y \\ &= (F_L^H \cdot F_L)^{-1} \cdot F_L^H \cdot P \cdot Y \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 $*$ 기호는 의사역행렬을 의미한다.

Step 5) 주파수영역 ML 채널 추정

추정된 주파수영역 채널 $\hat{H}_{L,n,k}$ 는 시간 영역 채널 \hat{h}_L 로부터 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\hat{H}_{L,n,k} = F_L \cdot \hat{h}_L = F_L \cdot (F_L^H \cdot F_L)^{-1} \cdot F_L^H \cdot P \cdot Y \quad (19)$$

Step 6) LMMSE 채널 보간

LMMSE 채널 보간을 적용한 채널은 다음과 같이 표현 된다.

$$\widehat{H}_{L,n,k} = W\hat{H}_{L,n,k} \quad (20)$$

여기서 $\widehat{H}_{L,n,k}$ 는 LMMSE 채널 보간 기법이 적용된 채널이며, W 는 LMMSE 계수이다. $\hat{H}_{L,n,k}$ 는 Smoothing 으로부터 얻어진 추정된 채널 값이다.

W 는 MSE(Mean Square Error)를 최소화 함으로 써 얻어질 수 있다.

$$\min E|H_{n,k} - \widehat{H}_{L,n,k}|^2 \quad (21)$$

Step 7) 시간영역 평균

LMMSE 채널 보간 기법을 적용한 후, 시간영역에서 채널의 평균값을 구한다.

$$\overline{H}_{L,n,k}^{Time} = (1 - \frac{1}{\alpha})\overline{H}_{L,n-1,k} + \frac{1}{\alpha}\widehat{H}_{L,n,k} \quad (22)$$

여기서 $\overline{H}_{L,n,k}^{Time}$ 는 시간영역에서 평균이 적용된 채널 이며, $\overline{H}_{L,n-1,k}$ 는 n-1 번째 심볼에서의 LMMSE 보간 기법이 적용된 채널, $\widehat{H}_{L,n,k}$ 는 n 번째 심볼에서 얻어진 추정된 채널값이다.

Step 8) 주파수영역 평균

시간영역에서 채널의 평균값을 계산한 후, 주파수영역에서 채널의 평균값을 구한다.

$$\overline{H}_{L,n,k}^{Freq} = \sum_{\lambda=-\beta}^{\beta} \omega_{\lambda} \overline{H}_{L,n,k+\lambda}^{Time} \quad (23)$$

이 후, 전체 채널 주파수 응답을 구할 때 까지 반복 된다.

그림 4는 RDE 블록 다이어그램이다.

V. 모의실험 결과 및 성능 분석

본 장에서는 기존 및 제안한 채널 추정 기법에 대해 성능 분석이 이루어졌다. 이에 대한 모의실험 모델 및 파라미터와 모의실험 결과는 다음과 같다.

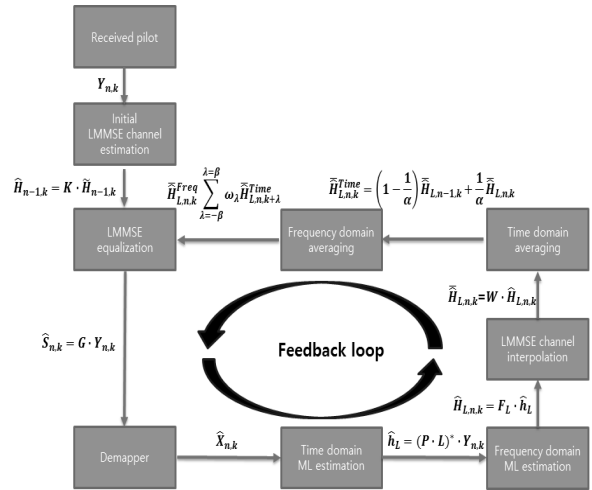


그림 4. RDE 블록 다이어그램
Fig. 4. RDE block diagram.

1. 모의실험 모델 및 파라미터

모의실험은 LTE 사이드링크 시스템을 기반으로 이루어 졌으며, 속도와 도플러 주파수의 관계는 표 2와 같다.

표 2. 속도와 도플러 주파수 관계

Table2. Relationship between the velocity and doppler frequency.

	Urban	Highway
Vehicle velocity	15km	140km
Relative velocity	30km	280km
Doppler frequency	166Hz	1555Hz

시스템 파라미터는 표 3과 같다.

표 3. 시스템 파라미터

Table3. System parameter.

Parameter	Value
Carrier frequency	6GHz
Bandwidth	10 MHz
Sample frequency	15.36 MHz
Subframe duration	1 ms
Subcarrier spacing	15 kHz
FFT size	1024
Occupied subcarriers	600
No. of subcarriers/PRB	12
Cyclic Prefix (CP)	Normal CP
No. of OFDM symbols/subframe	14 (Normal CP)

Modulation scheme	QPSK
Noise	AWGN
α, β	1, 1
L	150
Velocity	Urban : 15km, $f_D=166\text{Hz}$ Highway : 140km, $f_D=1555\text{Hz}$
Channel Model	Urban : UMi_LoS Highway : UMa_NLoS
MIMO Configuration	1x1
Channel Estimation	DDCE, CDP, STA Smoothing, RDE
Advanced Receiver	LMMSE

2. 모의실험 결과 및 성능분석

기존 채널 추정 기법인 DDCE, CDP, STA, Smoothing과 제안한 기법인 RDE에 대해 성능 평가가 이루어졌다. 성능 평가는 NMSE(Normalized Mean Square Error)와 BER(Bit Error Rate)에 대해 이루어졌다.

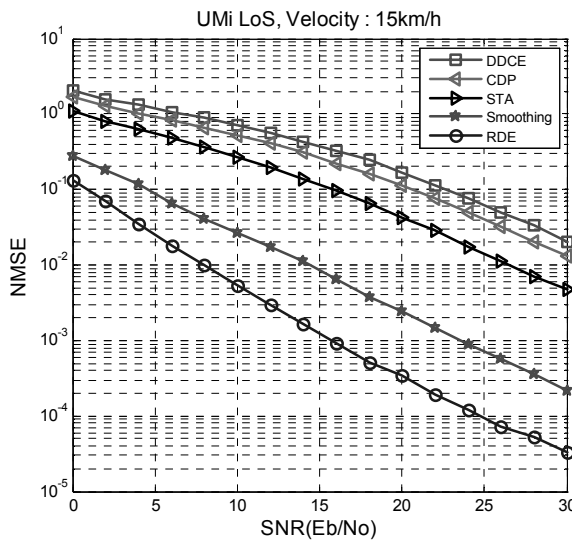


그림 5. 도심지역에서의 NMSE
Fig. 5. NMSE of urban region.

그림 5는 도심지역에서의 NMSE를 나타낸 것이다. 성능은 DDCE, CDP, STA, Smoothing 그리고 제안한 기법인 RDE 순으로 향상된다. DDCE는 낮은 SNR 일 경우 결정 오류로 인해 오류 전파 현상이 발생하는 단점이 있으며, 높은 SNR에서는 좋은 성능을 보인다. CDP와 STA는 DDCE를 기반으로 하고 있으며, STA가 CDP보다 더 좋은 성능을 보인다. 제안 기법이 낮은 SNR과 높은 SNR에서 모두 좋은 성능을 보이는 것을

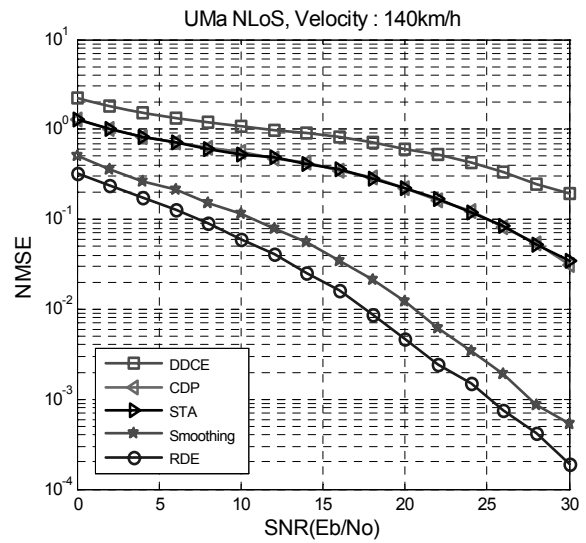


그림 6. 고속도로에서의 NMSE
Fig. 6. NMSE of highway region.

확인할 수 있다.

그림 6은 고속도로에서의 NMSE를 나타낸 것이다. 고속도로 환경에서는 CDP와 STA의 성능이 거의 같게 되는데, 이는 LMMSE 요소가 큰 영향을 주는 것으로 알 수 있다. 마찬가지로 제안 기법이 가장 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

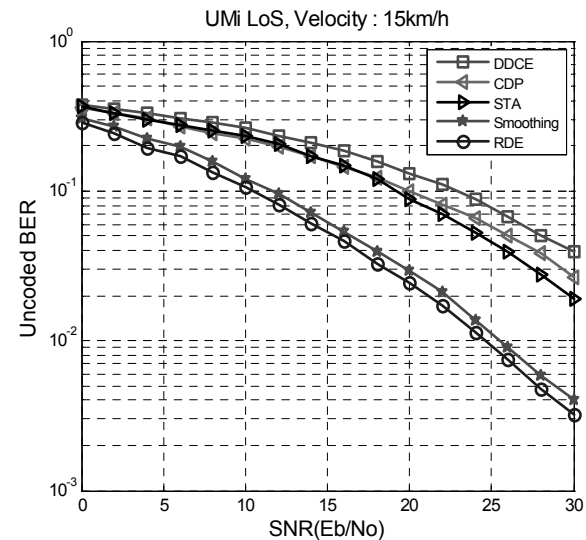


그림 7. 도심지역에서의 Uncoded BER
Fig. 7. Uncoded BER of urban region.

그림 7은 도심지역에서의 Uncoded BER을 나타낸 것이다. 성능은 DDCE, CDP, STA, Smoothing 그리고 RDE 순으로 향상된다.

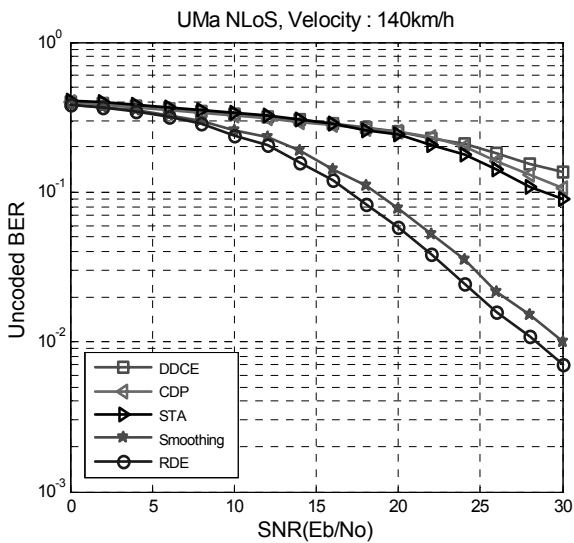


그림 8. 고속도로에서의 Un-coded BER
Fig. 8. Un-coded BER of highway region.

그림 8은 고속도로에서의 Un-coded BER을 나타낸 것이다. 마찬가지로 성능은 DDCE, CDP, STA, Smoothing 그리고 RDE 순으로 향상된다.

VI. 결 론

본 논문에서는 V2V 환경에서 LTE 사이드링크 시스템의 새로운 LMMSE 채널 보간 기법을 제안하였다. 제안 기법인 RDE는 파일럿 심볼에서 LMMSE를 이용하여 채널 추정을 하고, 데이터 심볼에서 Smoothing 후 LMMSE 채널 보간 기법을 적용하였다. 이후 시간영역과 주파수영역에서 평균을 취하여 전체 채널 주파수 응답을 얻어낼 수 있다. 이때, 수신단 등화기로 LMMSE를 이용하여 결정 오차에 의한 오차 전파를 줄일 수 있다. 그러므로, 신뢰성 있는 데이터 검출이 가능하다. 모의실험 결과, 제안한 기법이 차량의 낮은 속도와 높은 속도를 가지는 도심지와 고속도로에서 NMSE 및 BER 관점에서 성능이 향상된 것을 볼 수 있다. 향후 연구 과제로는 경관정이 아닌 연관정을 통해 더 정확한 채널 추정을 하여, 신뢰성 있는 통신을 가능하도록 하게 하는 것이다.

REFERENCES

[1] Suryeon Sung, "V2X system technique for smart vehicle," in IEIE, pp. 1700-1700, June. 2015
[2] Jaemin Kwak, Pusik Park, Daekyo Shin, Kitaeg Lim, and Jongchan Choi, "Implementation of

Embedded System for IEEE802.11p based OFDM-DSRC Communications," in IEIE ISOC Conference, pp. 431-434, Oct. 2006
[3] YiShi, "LTE-V: A Cellular-Assisted V2X Communication Technology," in ITU Workshop, Beijing, China, July. 28-29th 2015.
[4] 3GPP TR 36.885: "Study on LTE Support for V2X Services".(Release 14)
[5] Jianjun Ran, Rainer Griinheid, Hermann Rohling, Edgar Bolin, Ralf Kern, "Decision-directed Channel Estimation Method for OFDM systems with high velocities," in Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual, Vol.04, pp. 2358-2361, 2003.
[6] Zijun Zhao, Xiang Cheng, Miaowen Wen, Bingli Jiao, Cheng-Xiang Wang, "Channel Estimation Schemes for IEEE 802.11p Standard," in IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine, Vol 5, pp. 38-49, 2013
[7] Joseph A. Fernandez, "Dynamic Channel Equalization for IEEE 802.11p Waveforms in the Vehicle-to-Vehicle Channel," in Communication, Control, and Computing (Allerton), 2010 48th Annual Allerton Conference on, pp. 542-551, Oct. 2010.
[8] Andre Bourdoux, Hans Cappelle, Antoine Dejonghe, "Channel Tracking for Fast Time-Varying Channels in IEEE802.11p Systems," in Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), 2011 IEEE, pp. 1-6, Dec. 2011.

저 자 소 개



추 명 훈(학생회원)
2015년 8월 전남대학교 전자컴퓨터공학부 학사
2015년 9월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학과 석사과정

<주관심분야: 디지털통신, 무선통신시스템, 차세대이동통신, V2V Channel estimation & tracking>



김 한 중(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>



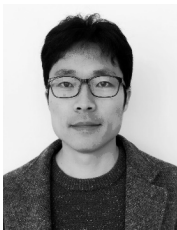
문 상 미(학생회원)
2012년 2월 전남대학교 전자컴퓨터공학부 학사
2014년 8월 전남대학교 전자컴퓨터공학과 석사
2014년 9월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학과 박사과정

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



김 철 성(종신회원)
1987년 Univ. of Arizona (박사)
1987년~1989년 한국전자통신연구원
1989년~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부 교수

<주관심분야: 이동통신, 디지털통신, MIMO, OFDM, RFID>



권 순 호(정회원)
2002년 2월 전남대학교 컴퓨터공학과 학사
2004년 8월 전남대학교 전자컴퓨터공학과 석사
2004년 7월~현재 한국항공우주연구원 선임연구원

2016년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학과 박사과정

<주관심분야: 디지털통신, 무선통신시스템, D2D, 차세대이동통신>



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>



이 지 혜(학생회원)
2016년 2월 전남대학교 전자컴퓨터공학과 학사
2016년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학과 석사과정
<주관심분야: 디지털통신, 무선통신시스템, 차세대이동통신, 3D-MIMO>



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, MIMO-OFDM, Relay, ICIM, CoMP, D2D, SCE, MTC>



배 사 라(학생회원)
2016년 6월 전남대학교 전자컴퓨터공학과 학사
<주관심분야: 양자통신, 디지털통신, 무선통신시스템, 차세대이동통신>