

결정지향 채널 추정기가 적용된 시스템에서 채널 추정 오차를 반영한 로그-우도비

강 동 훈*, 김 하 은*, 박 경 원*, 이 아 름*, 오 왕 록*

Log-Likelihood Ratio Reflecting Channel Estimation Error for Systems with Decision-Directed Channel Estimation

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

요 약

본 논문에서는 결정지향 등화기 (decision-directed equalizer)가 적용된 시스템에서 채널 추정 오차로 인한 영향을 고려하여 복조하기 위한 방안을 제안한다. 제안하는 기법은 고차 변조 기법을 사용하고 복호기 출력신호를 이용하여 결정지향 등화를 수행하는 시스템에서 결정지향 등화기의 채널 추정 오차를 반영하여 복조를 수행한다. 제안하는 기법은 채널 추정 오차를 반영하여 복조를 수행하므로 약간의 구현 복잡도가 증가하지만 페이딩 채널에서 시스템의 비트 오류 (bit error rate) 성능을 개선할 수 있는 장점이 있다.

Key Words : LLR metric, Decision-directed, Channel estimation, Channel estimation error

ABSTRACT

In decision-directed channel estimation schemes, performance degradation due to a channel estimation error is inevitable. To minimize the performance loss, the channel estimation error should be considered in generation of log-likelihood ratio (LLR). In this paper, we propose an LLR metric suitable for systems with decision-directed channel estimation schemes. Compared to the conventional scheme, the proposed scheme offers better bit error rate performance.

1. 서 론

최근 통신 시스템에서는 주파수 효율 증대에 대한 요구사항이 증대되고 있으며 주파수 효율 증대를 위해 일반적으로 고차 변조 기법을 적용하여 시스템을 구현한다. 고차 변조 기법을 적용할 경우 페이딩 채널로 인하여 성능이 크게 열화되며 성능 열화를 최소화하기 위해서는 수신기에서 채널 추정 및 보상 과정이 필수적으로 수행되어야 한다.

채널 추정 기법은 훈련 심볼이나 파일럿을 이용하는 데이터 도움 (data-aided) 방식과^[1] 블라인드 추정 기법인 데이터 비도움 (non-data-aided) 방식으로^[2,3] 나뉘며 데이터 도움 방식의 경우 채널 추정을 위한 별도의 신호를 전송해야 하므로 데이터 비도움 방식과 비교하였을 때 전송 효율이 감소되는 단점이 있다. 데이터 비도움 채널 추정 기법 중 하나로 결정지향 등화기 (decision-directed equalizer)를 이용하는 기법이 있으며 결정지향 등화기는 채널 복호기 출력신호를

* 본 연구는 충남대학교 학술연구비에 의해 지원되었음

♦ First Author : Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, donghoon@cnu.ac.kr, 정희원

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

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

논문번호 : KICS2017-03-078, Received March 16, 2017; Revised May 26, 2017; Accepted June 15, 2017

이용하여 송신 신호를 추정하고 추정된 송신 신호를 이용하여 채널을 추정한다^[3].

수신 신호에 포함된 잡음으로 인하여 모든 채널 추정 기법의 채널 추정 결과에는 항상 채널 추정 오차가 발생하지만 일반적으로 채널 추정 및 보상이 완벽하다고 가정하고 복조를 수행한다. 따라서 채널 추정 오차를 고려하여 복조를 수행할 경우 시스템의 성능을 개선할 수 있다^[4]. 논문 [4-5]에서는 채널 추정 오차가 주어졌을 때 이를 반영하여 복조를 수행하기 위한 GLLR (generalized log-likelihood ratio)을 제안하였지만 GLLR은 채널 추정 오차의 분포가 항상 동일하다고 가정하고 복조를 수행한다. 반면 고차 변조 기법 및 결정지향 등화기를 고려한 시스템에서는 채널 추정시 사용한 심볼의 크기에 따라서 채널 추정 오차의 분포가 변화하므로 기존 기법을 이용하여 정확한 복조를 수행하기 어려운 문제점이 있다.

본 논문에서는 고차 변조 기법 및 결정지향 등화기가 적용된 시스템에서 채널 추정 오차를 복조 과정에서 고려하여 시스템의 성능을 개선하기 위한 방안을 제안한다. 제안하는 기법은 채널 추정 오차를 반영하여 복조를 수행하므로 약간의 구현 복잡도가 증가하지만 페이딩 채널에서 시스템의 비트 오류 (bit error rate) 성능을 개선할 수 있는 장점이 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 본 논문에서 고려하는 송수신기 구조에 대해서 2장에서 소개하고 3장에서 채널 추정 오차를 고려한 복조 기법을 제안한다. 4장에서는 제안하는 기법의 성능을 확인하며 5장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서 고려하는 시스템의 송신기 구조는 그림 1과 같다. 정보 비트 u 는 채널 부호기에 의하여 부호화되어 부호어 c 를 생성하고 부호어 c 는 인터리버를 거쳐 신호 v 를 생성한다. 신호 v 는 심볼 매핑기 (symbol mapper)에 의하여 M 진 (M -ary) 심볼, $\chi \in \{\chi_i | i = 0, 1, \dots, M-1\}$ 로 매핑된 후 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 변조 과정을 거친다. 따라서 l 번째 OFDM 심볼, k 번째 부반송파에 실리는 변조 심볼 $a_{l,k}$ 는 식 (1)과 같이 나타낼

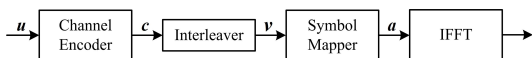


그림 1. 송신기 구조
Fig. 1. Transmitter structure

수 있으며

$$a_{l,k} = \mu\{v_{l,k}^0, v_{l,k}^1, \dots, v_{l,k}^{m-1}\}, \quad (1)$$

여기에서 $m = \log_2 M$ 으로 주어지고 M 은 변조차수, $\mu\{\cdot\}$ 는 심볼 매핑 테이블, $v_{l,k}^n \in \{0, 1\}$ 은 심볼 $a_{l,k}$ 에 매핑된 n 번째 비트 값을 나타낸다. 변조 심볼 $a_{l,k}$ 는 IFFT (inverse fast Fourier transform) 이후 채널로 전송된다.

본 논문에서 고려하는 수신기 구조는 그림 2와 같다. 수신 신호는 FFT 이후 연판정 디매퍼 (soft demapper)로 입력되고 송신 비트에 대한 연판정 정보 (soft information)를 계산한다. 연판정 디매퍼로 입력되는 l 번째 OFDM 심볼, k 번째 부반송파의 수신 신호는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있으며

$$Y_{l,k} = H_{l,k}a_{l,k} + N_{l,k}, \quad (2)$$

여기에서 $H_{l,k}$ 와 $N_{l,k}$ 는 각각 송신 심볼 $a_{l,k}$ 가 겪게되는 페이딩 계수 (fading coefficient)와 l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파에 나타나는 AWGN (additive white Gaussian noise) 샘플이며, $N_{l,k}$ 의 평균은 0 차원 당 분산은 $N_0/2$ 이다. 연판정 디매퍼에서는 수신 신호 Y 및 채널 추정 값 \hat{H} 을 이용하여 송신 비트 v 에 대한 LLR (log-likelihood ratio), $L(v)$ 를 식 (3)과 같이 계산한다.

$$L(v_{l,k}^n) = \ln \left(\frac{\sum_{\chi^i \in \chi_0} P(Y_{l,k} | \chi^i, \hat{H}_{l,k})}{\sum_{\chi^i \in \chi_1} P(Y_{l,k} | \chi^i, \hat{H}_{l,k})} \right). \quad (3)$$

여기에서 χ_0, χ_1 은 각각 $v_{l,k}^n = 0, v_{l,k}^n = 1$ 인 M 진 변조 심볼의 집합을 나타낸다. 식 (3)의 확률, $P(Y_{l,k} | \chi^i, \hat{H}_{l,k})$ 은 식 (4)와 같이 계산할 수 있으며

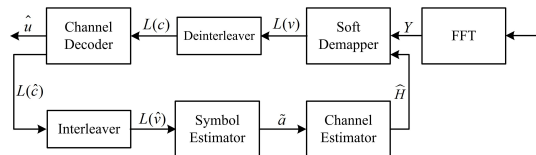


그림 2. 수신기 구조
Fig. 2. Receiver structure

$$P(Y_{l,k}|\chi^i, \hat{H}_{l,k}) = C \exp\left(-\frac{|Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\chi^i|^2}{2\sigma^2}\right), \quad (4)$$

여기에서 $C = 1/\sqrt{2\pi\sigma^2}$ 이고 σ^2 은 $N_0/2$ 로 주어진다. 식 (3)은 최대-로그 (max-log) 근사식을 이용하여 식 (5)와 같이 간략화 할 수 있으며^[6]

$$L(v_{l,k}^n) \approx \ln\left(\frac{\max_{\chi^i \in \mathbf{x}_0} [P(Y_{l,k}|\chi^i, \hat{H}_{l,k})]}{\max_{\chi^i \in \mathbf{x}_1} [P(Y_{l,k}|\chi^i, \hat{H}_{l,k})]}\right), \quad (5)$$

식 (4)를 식 (5)에 대입하면 식 (6)과 같이 간략화 된다.

$$L(v_{l,k}^n) \approx \frac{1}{2\sigma^2} \min_{\chi^i \in \mathbf{x}_0} |Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\chi^i|^2 - \frac{1}{2\sigma^2} \min_{\chi^i \in \mathbf{x}_1} |Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\chi^i|^2. \quad (6)$$

연관정 디매퍼의 출력 신호 $L(\mathbf{v})$ 는 디인터리버를 거쳐 채널 복호기로 입력된다. 채널 복호기에서는 정보 비트 \mathbf{u} 에 대한 추정값 $\hat{\mathbf{u}}$ 및 결정지향 채널 추정을 위하여 $L(\hat{\mathbf{c}})$ 을 계산한다^[3]. 채널 복호기 출력신호 $L(\hat{\mathbf{c}})$ 는 송신 심볼 \mathbf{a} 의 연관정 또는 경관정 추정값 $\tilde{\mathbf{a}}$ 를 계산하는데 사용된다^[7]. 채널 추정기에서는 송신 심볼 추정값 $\tilde{\mathbf{a}}$ 를 이용하여 채널 추정을 수행하고 l 번째 OFDM 심볼을 이용하여 추정된 채널 정보는 $l+1$ 번째 OFDM 심볼의 송신 비트 \mathbf{v} 에 대한 LLR $L(\mathbf{v})$ 를 계산하는데 사용된다.

III. 제안하는 기법

채널 추정기에서는 송신 심볼 추정값 $\tilde{\mathbf{a}}$ 를 이용하여 채널 추정을 수행하며 채널 추정 방법으로는 LS (least square) 기법을 고려할 경우 $\hat{H}_{l,k}$ 는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있고^[8]

$$\hat{H}_{l,k} = \frac{Y_{l-1,k}}{\tilde{a}_{l-1,k}} = H_{l-1,k} \frac{a_{l-1,k}}{\tilde{a}_{l-1,k}} + \frac{N_{l-1,k}}{\tilde{a}_{l-1,k}}, \quad (7)$$

식 (7)에서 확인할 수 있는 바와 같이 결정지향을 이용하여 추정된 $l-1$ 번째 OFDM 심볼 추정값은 l 번째 OFDM 심볼의 채널을 추정하는데 이용된다. 채널

복호 과정에서 오류가 발생하지 않았다고 가정하면 식 (7)의 채널 추정값은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있으며

$$\hat{H}_{l,k} = H_{l-1,k} + \frac{N_{l-1,k}}{\tilde{a}_{l-1,k}} = H_{l-1,k} + e, \quad (8)$$

여기에서 e 는 채널 추정 오차를 나타낸다. 식 (8)과 같이 채널 추정 과정에서 오차가 발생되며 추정 심볼 $\tilde{a}_{l-1,k}$ 의 크기 값이 작을수록 채널 추정 오차가 증가되는 특성이 있다. 두 개의 OFDM 심볼 전송 시간 동안 채널이 변하지 않는다고 가정하면 식 (8)은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있으며

$$H_{l,k} = \hat{H}_{l,k} - e, \quad (9)$$

식 (9)를 식 (2)의 수신 신호에 대입하면 식 (10)과 같다.

$$Y_{l,k} = (\hat{H}_{l,k} - e)a_{l,k} + N_{l,k}. \quad (10)$$

식 (10)에서 확인할 수 있듯이 채널 추정 오차로 인한 영향은 수신 신호에 추가적인 잡음이 더해진 것으로 생각할 수 있으며 식 (10)을 이용하여 LLR을 계산하기 위하여 송신 심볼 $a_{l,k}$ 가 전송되고 $\hat{H}_{l,k}$ 가 주어졌을 때 수신 신호의 평균값을 계산하면 식 (11)과 같으며

$$\begin{aligned} E[Y_{l,k}|a_{l,k}, \hat{H}_{l,k}] &= E[\hat{H}_{l,k}a_{l,k} - ea_{l,k} + N_{l,k}] \\ &= \hat{H}_{l,k}a_{l,k}, \end{aligned} \quad (11)$$

수신 신호의 분산을 계산하면 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} E[(Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}a_{l,k})(Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}a_{l,k})^* | a_{l,k}, \hat{H}_{l,k}] &= E[(-ea_{l,k} + N_{l,k})(-ea_{l,k} + N_{l,k})^*] \\ &= E[e a_{l,k} |^2] + E[|N_{l,k}|^2] \\ &= E\left[|N_{l-1,k}|^2 \frac{|a_{l,k}|^2}{|\tilde{a}_{l-1,k}|^2}\right] + E[|N_{l,k}|^2] \\ &= \frac{N_0}{2} \left(1 + \frac{|a_{l,k}|^2}{|\tilde{a}_{l-1,k}|^2}\right). \end{aligned} \quad (12)$$

식 (11) 및 식 (12)에서 계산한 수신 신호의 평균 및 분산을 이용하여 확률 $P(Y_{l,k}|\chi^i, \hat{H}_{l,k})$ 을 계산하면 식 (13)과 같으며

$$P(Y_{l,k}|\chi^i, \hat{H}_{l,k}) = C_i \exp\left(-\frac{|Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\chi^i|^2}{2\sigma_i^2}\right), \quad (13)$$

$$i = 0, 1, \dots, M-1,$$

여기에서 $C_i = 1/\sqrt{2\pi\sigma_i^2}$ 이고 σ_i^2 은 식 (14)와 같다.

$$\sigma_i^2 = \frac{N_0}{2} \left(1 + \frac{|\chi^i|^2}{|\tilde{a}_{l-1,k}|^2}\right), \quad i = 0, 1, \dots, M-1. \quad (14)$$

식 (14)에서 확인할 수 있는 바와 같이 확률 $P(Y_{l,k}|\chi^i, \hat{H}_{l,k})$ 계산 과정에서 사용되는 분산은 추정 심볼 $\tilde{a}_{l-1,k}$ 및 χ^i 의 파워에 따라서 값이 변화하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 고차 변조가 사용될 경우에는 채널 추정에 사용된 추정 심볼 $\tilde{a}_{l-1,k}$ 와 χ^i 의 파워를 고려하여 LLR을 계산하여야 한다. 제안하는 기법을 최대-로그 근사식을 이용하여 나타내면 식 (15)와 같이 나타낼 수 있으며

$$L(v_{l,k}^n) \approx \log \left(\frac{\max_{\chi^i \in \mathbf{x}_0} \left[C_i \exp\left(-\frac{|Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\chi^i|^2}{2\sigma_i^2}\right) \right]}{\max_{\chi^i \in \mathbf{x}_1} \left[C_i \exp\left(-\frac{|Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\chi^i|^2}{2\sigma_i^2}\right) \right]} \right), \quad (15)$$

식 (15)를 간략화하면 식 (16)과 같다.

$$L(v_{l,k}^n) \approx \log \left(\frac{\max_{\chi^i \in \mathbf{x}_0} \left[\exp\left(-\frac{|Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\chi^i|^2}{2\sigma_i^2}\right) + \log C_i \right]}{\max_{\chi^i \in \mathbf{x}_1} \left[\exp\left(-\frac{|Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\chi^i|^2}{2\sigma_i^2}\right) + \log C_i \right]} \right)$$

$$= \min_{\chi^i \in \mathbf{x}_0} \left[\frac{|Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\chi^i|^2}{2\sigma_i^2} - \log C_i \right]$$

$$- \min_{\chi^i \in \mathbf{x}_1} \left[\frac{|Y_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\chi^i|^2}{2\sigma_i^2} - \log C_i \right]. \quad (16)$$

제안하는 기법의 연관정 디메퍼에서는 식 (16)을 이용하여 송신 비트 v 에 대한 연관정 정보 $L(v)$ 를 계산한다.

IV. 전산 실험

제안하는 기법의 성능을 확인하기 위하여 전산 실험을 수행하였다. 전산 실험 시 802.11p 표준의 변수를 사용하였으며^[10] 주요 전산실험 변수는 표 1과 같

다. 그림 3과 그림 4는 제안하는 기법, 기존 기법 및 논문 [4]의 GLLR의 비트 오류 성능을 확인한 것이며 그림에서 x 축의 E_b 는 변조 심볼 $a_{l,k}$ 의 평균 에너지이다. 기존 기법은 식 (6)을 이용하여 복조를 수행한 경우이고, 제안하는 기법은 식 (16)을 이용하여 복조를 수행한 경우이다. GLLR은 채널 추정 오차를 고려하여 복조를 수행하는 기법이며 채널 추정 오차의 분포는 항상 동일하다고 가정한다^[4]. 반면 제안하는 기법에서는 고차 변조 및 결정지향 채널 추정기로 인하여 채널 추정 오차의 분포가 변화하는 것을 고려하여 복조를 수행한다.

그림 3은 변조 방식으로 16-QAM (quadrature amplitude modulation), 길쌈 부호 (convolutional code)의 부호율은 1/2을 사용한 경우의 성능을 나타낸다. 그림 3에서 실선과 점선으로 나타낸 성능은 수신 기에서 송신 심볼 \mathbf{a} 에 대한 추정값 $\tilde{\mathbf{a}}$ 를 계산하는 과정에서 각각 연관정 및 경관정하는 경우를 나타내며, CH. 1과 CH. 2는 페이딩 채널로 각각 Rural LOS (line-of-sight) channel 및 Highway NLOS (non-line-of-sight) channel을 이용한 경우의 성능이다^[11]. 그림 3에서 확인할 수 있는 바와 같이 Rural LOS channel 및 Highway NLOS channel에서 제안하는 기법이 GLLR^[4] 및 기존 기법보다 비트오율 성능 10^{-5} 영역에서 각각 약 2.0 dB, 2.6 dB 더 우수한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

그림 4는 변조 방식으로 64-QAM, 길쌈부호의 부호율은 3/4를 사용한 경우의 성능을 나타낸 것이며, CH. 1과 CH. 3는 페이딩 채널로 각각 Rural LOS channel 및 Street crossing NLOS channel을 이용한 경우의 성능을 나타낸다^[11]. 그림 4에서 확인할 수 있는 바와 같이 그림 3의 비트오율 성능과 유사한 경향을 보이는 것을 확인할 수 있으며 제안하는 기법이

표 1. 시스템 변수
Table 1. System parameters

Channel coding scheme	Convolutional code
Generator polynomial	(171, 133) ₈
Code rate	1/2, 3/4
Modulation	16-QAM, 64-QAM
Decoding algorithm	SOVA ^[9]
Channel model	Rural LOS channel ^[11] Highway NLOS channel ^[11] Street crossing NLOS channel ^[11]

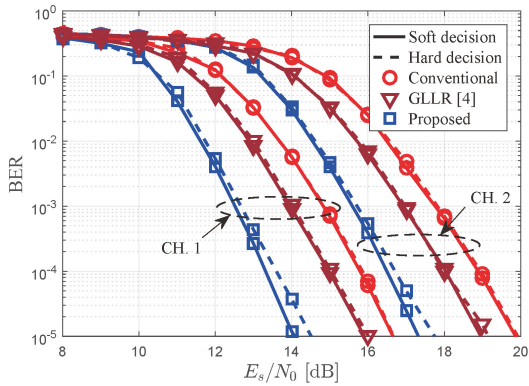


그림 3. 제안하는 기법의 BER 성능 (16-QAM, 부호율 1/2)
Fig. 3. BER performance of the proposed scheme (16-QAM, code rate 1/2)

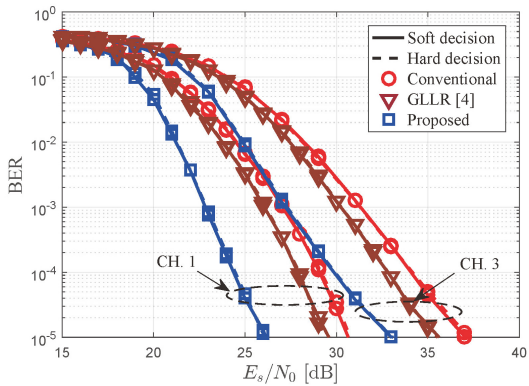


그림 4. 제안하는 기법의 BER 성능 (64-QAM, 부호율 3/4)
Fig. 4. BER performance of the proposed scheme (64-QAM, code rate 3/4)

GLLR^[4] 및 기존 기법보다 비트오율 성능 10^{-5} 영역에서 약 2.5 ~ 4 dB 더 우수한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 따라서 그림 3 및 그림 4의 결과에서 확인할 수 있듯이 채널 추정의 오차의 분포를 고려하여 복조를 수행할 경우 더 정확한 LLR을 계산할 수 있으므로 성능이 개선되는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 3 및 4에서 연관정/경관정에 따른 성능을 확인해보면 변조 방식으로 16-QAM을 사용하고 제안하는 기법을 적용한 경우를 제외하고는 모두 유사한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 이는 신호 대 잡음비가 높은 영역에서는 연관정 및 경관정을 이용하여 추정된 심볼이 유사한 값을 갖기 때문이다.

V. 결론

본 논문에서는 결정지향 채널 추정 기법 및 고차

변조를 사용한 경우 복조 과정에서 채널 추정 오차를 고려하여 시스템의 성능을 개선하기 위한 방안을 제안하였다. 제안하는 기법은 복조기 출력을 이용하여 결정지향 채널 추정을 수행하고 채널 추정 오차로 인한 영향을 복조기에서 LLR을 계산할 때 반영하여 복조를 수행한다. 제안하는 기법은 채널 추정 오차를 반영하여 복조를 수행하므로 약간의 구현 복잡도가 증가하지만 페이딩 채널에서 시스템의 비트오율 성능을 개선할 수 있는 장점이 있다.

References

- [1] S. Coleri, M. Ergen, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 48, pp. 223-229, Sept. 2002.
- [2] M. Ghosh, "Blind decision feedback equalization for terrestrial television receivers," in *Proc. IEEE*, vol. 86, no. 10, pp. 2070-2081, Oct. 1998.
- [3] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd Ed., McGraw-Hill, 1995.
- [4] M. Wang, W. Xiao, and T. Brown, "Soft decision metric generation for QAM with channel estimation error," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 7, pp. 1058-1061, Jul. 2002.
- [5] L. Jalloul, S. Alex, and M. M. Mansour, "Comments on "soft decision metric generation for QAM with channel estimation error,"" *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 11, Nov. 2015.
- [6] J. A. Erfanian, S. Pasupathy, and G. Gulak, "Reduced complexity symbol detectors with parallel structures for ISI channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 234, pp. 1661-1671, Feb.-Apr. 1994.
- [7] D. Kang, H. Kim, K. Park, and W. Oh, "Parameter derivation for reducing ISI in 2-Dimensional Faster-than-Nyquist transmission," *J. KICS*, vol. 41, no. 10, pp. 1147-1154, Oct. 2016.
- [8] S. M. Kay, *Fundamentals of statistical signal processing: Estimation theory*, Prentice-Hall, 1998.

- [9] J. Hagenauer and P. Hoeher, "A viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications," in *Proc. IEEE Globecom '89*, pp. 47.11-47.17, Dallas, Texas, Nov. 1989.
- [10] P. Alexander, D. Haley, and A. Grant, "Cooperative intelligent transport systems: 5.9-GHz field trials," in *Proc. IEEE*, vol. 99, no. 7, pp. 1213-1235, Jul. 2011.
- [11] M. Kahn, "IEEE 802.11 regulatory SC DSRC coexistence tiger team V2V radio channel models," doc. IEEE 802.11-14/0259r0, Feb. 2014.

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

김 하 은 (Haun Kim)



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

이 아 립 (Arim Lee)



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

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