

## 고차원 변조방식을 적용한 이진 부호화된 물리계층 네트워크 코딩에 관한 연구

임현우 · 반태원 · 정방철\*

### A Study on the Binary-Coded Physical-Layer Network Coding with High-Order Modulation Techniques

Hyeonwoo Lim · Tae-Won Ban · Bang Chul Jung\*

Department of Information and Communication Engineering, Gyeongsang National University, Tongyeong 650-160, Korea

#### 요 약

본 논문은 무선통신 환경에서 이진 부호화된 네트워크 코딩 기술을 고차원 변조 방식과 결합하는 방식을 다룬다. 기존의 물리계층 네트워크 코딩 기술에서 중계 노드는 2개의 소스 노드에서 수신된 심볼들 사이의 엄격한 전력 제어와 위상 보상을 요구한다. 그러나 무선 페이딩 채널을 고려하면 소스 노드들에서 채널을 미리 알고 보상하는 것은 쉽지 않다. 따라서 본 논문에서는 중계노드에서 수신된 채널 정보만을 이용하는 네트워크 코딩 수신 기법을 고려한다. 특히, 각 소스 노드들이 QPSK, 16QAM 등과 같은 고차원 변조방식을 사용했을 경우 사용할 수 있는 수신 기법을 제안하고, 채널 부호화 기법이 적용되었을 경우와 적용되지 않았을 경우에 대하여 그 성능을 분석한다.

#### ABSTRACT

In this paper, a binary-coded physical-layer network coding (PNC) is considered when high-order modulation techniques are used at source nodes in wireless communication environments. In the conventional PNC schemes, tight power control and phase compensation are required at a relay node. However, they may not be feasible in practical wireless communication environments. Thus, we do not assume the pre-equalization in this paper, and we only utilize the channel state information at receiver (CSIR). We propose a signal detection method for the binary-coded PNC with high-order modulation, such as QPSK and 16QAM, at the source nodes, while the conventional scheme only consider the BPSK at source nodes. We also analyze the bit-error performance of the proposed technique in both uncoded and coded cases.

**키워드** : 양방향 중계 채널, 물리계층 네트워크 코딩, 채널 코딩, 페이딩 채널, 고차원 변조

**Key word** : Two-way relaying channel, physical-layer network coding, channel coding, fading channels, high-order modulation

접수일자 : 2014. 08. 05 심사완료일자 : 2014. 08. 28 게재확정일자 : 2014. 09. 05

\* **Corresponding Author** Bang Chul Jung (E-mail:bcjung@gnu.ac.kr, Tel:+82-55-772-9171)

Department of Information and Communication Engineering, Gyeongsang National University, Tongyeong 650-160, Korea

**Open Access** <http://dx.doi.org/10.6109/jkiice.2014.18.9.2131>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.  
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

## I. 서 론

미래의 무선통신 네트워크에서는 증가된 높은 데이터 전송율, 확장된 통신영역, 작은 전송 지연 시간, 적은 비용 등이 요구된다. 이러한 요구를 만족시키기 위해 많은 기술이 개발되고 있는데, 특히 중계 노드를 활용한 데이터 중계 기술은 적은 개발 비용으로 확장된 커버리지를 제공하는 해결책으로 제시되었다[1]. 그러나 기존의 half-duplex 중계 기술은 소스 노드에서 목적 노드까지 패킷을 전송할 때 채널을 두 번 점유하므로 주파수 효율이 떨어진다[2]. 이러한 주파수 낭비를 피하기 위해 전송과 수신을 동시에 하는 full-duplex 중계기를 사용하는 방법이 최근 매우 활발히 고려되고 있으나 full-duplex 중계기를 당장 시스템에 도입하기는 쉽지 않다[3]. 따라서 기존의 half-duplex 중계기를 활용하여 주파수 효율적인 전송방식을 연구하는 것이 중요하다[4].

이러한 주파수 효율적 중계방식기술 중 하나로 양방향 중계 채널[5]에서 제안된 물리계층 네트워크 코딩(physical-layer network coding, PNC) 기술은 기존의 half-duplex 중계 기술과 비교하여 훨씬 높은 주파수 효율성을 달성하는 것으로 알려져 있다[6]. 물리계층 네트워크 코딩 기술은 두 소스 노드들이 첫 번째 타임 슬롯 동안 동시에 패킷들을 전송하고 중계기는 소스 노드들로부터 수신된 각 패킷을 복호하지 않고 수신된 패킷들이 XOR된 패킷을 바로 복호한다. 그 다음 두 번째 타임 슬롯동안 복호된 패킷을 두 소스 노드에게 동시에 전송한다[6]. [6]에서 저자들은 송신단과 수신단 사이의 무선채널은 완벽히 보상되어 첫 번째 타임 슬롯동안 수신된 패킷들이 AWGN 채널을 통과한다고 가정하였다. 그러나 무선통신 환경에서 이러한 채널 보상은 매우 비효율적이라고 알려져 있다[7]. 또한 [6]에서 저자들은 많은 무선통신 시스템에서 오류 정정을 위해 사용하는 채널 코딩은 고려하지 않았다.

무선 페이딩 채널에서 PNC 기술에 대하여 이러한 이슈를 다루는 연구가 최근 이뤄지고 있다. 실제 무선 통신시스템에 바로 적용할 수 없는 기존의 PNC 기술을 개선하여 소스 노드에서 채널정보가 필요하지 않은 PNC기술이 제안되었고 데이터 전송률 향상을 위해 다중 중계기 선택기술도 제안되었다[8]. 그러나 [8]에서는 amplify-and-forward (AF) 기반의 PNC 기술만 고려하

였다. 페이딩 채널 특성을 활용한 새로운 PNC기술 중 denoise-and-forward (DNF) 방법이 제안되었다[9]. DNF의 핵심 아이디어는 중계기 노드가 소스 노드들로부터 수신된 각 신호를 복호할 필요가 없이 수신된 신호를 새로운 네트워크 코딩된 신호로 매핑 시키고 이 신호를 전송하는 것이다. 이러한 신호의 매핑과정을 DNF라 부르는데, 이러한 매핑 과정은 채널에 따라 매번 변해야 하고 매핑 방식은 각 소스 노드에게 알려야 하므로 실제 무선통신 시스템에 적용하기 어렵다. 또한, 최근 무선 페이딩 채널에서 물리계층 네트워크 코딩 기술의 비트오류확률을 분석하는 연구도 진행되었다[10]. [10]에서 저자들은 nearest neighbor (NN) 규칙에 의한 수신 기법을 활용하여 비트오류확률을 분석하였다. 그러나 [10]에서 저자들은 각 소스 노드에서 BPSK 변조 방식이 사용된 경우만 분석을 시도하였고 채널 부호화 기법은 고려되지 않았다. 특히, NN기법은 Uncoded 시스템에서는 매우 효과적인 복호기법이나 채널 부호화가 사용된 일반적인 통신시스템에서는 최적의 성능을 갖지 않는다고 알려져 있다.

최근 무선 페이딩 채널에 적합한 물리계층 네트워크 코딩 방식이 제안되었는데, 소스 노드들에서 pre-equalization이 필요하지 않고 채널 부호화 기법도 적용된 기술로 주목을 받았다[11]. [11]에서 저자는 중계 노드에서 수신된 중첩된 신호를 복호하는데 log-likelihood ratio (LLR)에 기반을 둔 수신 기법을 활용하여 2개의 소스 노드로부터 수신된 각 패킷을 복호할 수도 있고 2개의 패킷이 XOR된 패킷을 한 번에 복호할 수도 있다. LLR 기반의 복호 기법이 채널 부호화된 통신 시스템에서도 최적의 성능을 보이는 것으로 알려져 있다. 그러나 [11]에서는 각 소스 노드가 BPSK 변조방식을 사용한다고 가정해 성능을 분석하였다. 본 논문에서는 [11]에서 제안된 LLR 기반의 수신 기법을 QPSK, 16QAM 등의 고차원 변조 방식이 사용된 경우에 대하여 일반화한다. 또한 LLR 기반의 수신 기법의 장점을 활용하여 채널부호화가 사용된 환경에서도 성능을 분석한다.

## II. 시스템 모델

그림 1에서와 같이 두개의 소스 노드 (A와 C)와 하나

의 중계 노드 (B)로 구성된 3개의 노드를 가진 선형 네트워크 모델을 고려한다. 첫 번째 타임 슬롯에서 A와 C가 동시에 데이터를 전송하고, B에서 A와 C의 중첩된 신호를 수신한다. 중계 노드 (B)는 첫 번째 타임 슬롯에서 수신된 신호를 복호하고 네트워크 코딩된 패킷을 만들어 낸다. 본 논문에서 중계기 노드에서 사용하는 네트워크 코딩 기술은 배타적 논리합(XOR) 연산으로 가정한다. 따라서 두 번째 타임 슬롯에서는 복호가 성공적으로 이루어졌다면 소스 노드들의 XOR 연산으로 얻어진 네트워크 코딩된 패킷을 중계기 B가 두 소스 노드에게 전송한다. 두 번째 타임 슬롯에서 소스 노드(A와 C)들은 중계 노드로부터 수신한 패킷을 복호 한 후 첫 번째 타임 슬롯에서 자신이 전송한 패킷과 수신된 패킷으로 XOR 연산을 수행하여 상대방이 자신에게 전송한 패킷을 얻는다.

일반적인 무선통신 시스템에서 정보비트(**b**)는 컨벌루션 코드, 터보코드, LDPC 코드 등과 같은 채널코딩 기술에 의해 부호화된다. 채널코딩 과정을 거쳐 부호화된 비트(**c**)는 변조 과정을 거쳐서 무선 채널을 통해 전송된다. 이 변조된 신호는 **x**로 표현된다.

따라서 첫 번째 타임 슬롯의 중계기 노드에서 수신된 *l*번째 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_B(l) = h_{AB}x_A(l) + h_{CB}x_C(l) + n_B(l) \quad (1)$$

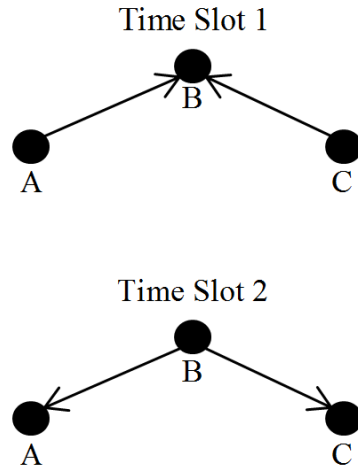


그림 1. 시스템 모델  
Fig. 1 System model

$h_{AB}$ 와  $h_{CB}$ 는 소스 노드(A와 C)와 중계기 노드(B) 사이 무선 채널 값을 각각 나타낸다.  $n_B(l)$ 는 중계 노드 B에서의 가우시안 잡음 ( $n(l) \sim CN(0, \sigma_B^2)$ )을 나타낸다. 각 무선채널은  $h_{ij} \sim CN(0, \sigma_{ij}^2)$ 인 Rayleigh 분포를 따른다고 가정하였고, 중계기 노드는 수신 패킷이 겪은 무선 채널 계수를 알고 있다고 가정한다.

그림 2는 첫 번째 타임 슬롯동안 중계기 노드에서 수신된 신호를 나타내고, 그림에서 각각의 소스 노드는

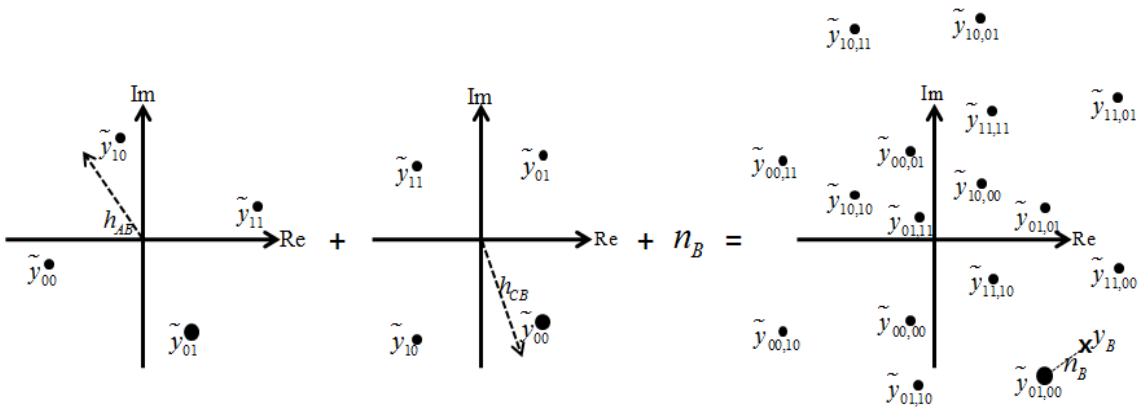


그림 2. 첫 번째 슬롯에서 중계노드 B에서 수신된 중첩신호의 성상도 ( $y_{b_2}$ :  $h_{AB}$ 를 통과한 노드 A로부터 수신된 신호,  $y_{b_1}$ :  $h_{CB}$ 를 통과한 노드 C로부터 수신된 신호,  $n_B$ : 수신 잡음,  $y_B = y_{b_2} + y_{b_1} + n_B$ : 중계노드에서 수신신호)

Fig. 2 Received signal constellation in the relay node B at time slot 1 ( $y_{b_2}$ : received signal from node A through  $h_{AB}$ ,  $y_{b_1}$ : received signal from node C through  $h_{CB}$ ,  $n_B$ : receiver noise,  $y_B = y_{b_2} + y_{b_1} + n_B$ : received signal in node B)

$(00 \rightarrow (1+j)/\sqrt{2}, 01 \rightarrow (-1+j)/\sqrt{2}, 10 \rightarrow (1-j)/\sqrt{2}, 11 \rightarrow (-1-j)/\sqrt{2})$ 로 매핑하는 QPSK 변조 방식을 사용한다. 따라서 각 소스 노드들에서 송신된 신호의 조합에 따라 수신된 신호  $y$ 의 후보는 16개 존재한다.  $c_{AB}$ 와  $c_{CB}$ 가 A와 C에서 첫 번째 슬롯에서 전송한 부호화된 비트라 가정하면 아래 16개의 경우 중 하나가 전송되는 것이다.

$$(c_{AB}, c_{CB}) \in \left\{ \begin{array}{l} (00,00), (00,01), (00,10), (00,11) \\ (01,00), (01,01), (01,10), (01,11) \\ (10,00), (10,01), (10,10), (10,11) \\ (11,00), (11,01), (11,10), (11,11) \end{array} \right\}$$

그림 2에서 두 번째 타임 슬롯에서 A와 C에서 수신된  $l$ 번째 심볼은 각각 다음과 같이 표현된다.

$$y_A(l) = h_{AB}x_B(l) + n_A(l) \quad (2)$$

$$y_C(l) = h_{CB}x_B(l) + n_C(l) \quad (3)$$

$x_B(l)$ 는 중계 노드 (B)에서 네트워크 부호화된 비트에 의하여 생성된 심볼을 나타내고,  $\sigma_A^2 = \sigma_B^2 = \sigma_C^2$ 라 가정한다.

### III. 첫 번째 타임 슬롯에서 결합 검출

물리계층 네트워크 코딩 기술이 제안된 가장 큰 이유는 첫 번째 슬롯의 중계기 노드에서 중첩된 신호로부터 네트워크 코딩된 패킷을 얻는 것이다. 네트워크 코딩된 패킷이 얻어지면, 즉,  $b_B \equiv b_A \oplus b_C$ 가 중계기 노드에서 얻어지면, 두 번째 타임 슬롯에서 이 네트워크 코딩된 정보비트는 채널부호화기를 거쳐서 변조되어 전송된다. 두 번째 타임 슬롯에서의 중계노드에서 전송된 패킷의 복호는 기존의 통신 시스템에서와 같은 방법으로 실행된다. 그러나 첫 번째 타임 슬롯에서 중계기 노드에서 중첩되어 수신된 신호의 검출과 복호는 쉽지 않다. 첫 번째 타임 슬롯에서 수신된 패킷의 복호 성능은 A와 C 모두의 채널상태 ( $h_{AB}$ 와  $h_{CB}$ )에 의존한다.

중계기 노드에서 수신된 패킷의 복호 성능을 예측하는 것은 매우 중요하다. 왜냐하면 각각의 노드들의 전송률 선택에 영향을 주기 때문이다. 본 논문에서는 A와 C노드가 고차원변조방식을 사용하였을 때, (1)로부터 네트워크 코딩된 정보( $b_B$ )를 획득하는 기술에 주목한다.  $b_B$ 를 복호할 때 개별 패킷 복호와 직접 복호 두 가지 복호 방식이 있다.

#### 3.1. 개별 패킷 복호

개별 패킷 복호는 Log-Likelihood Ratio (LLR) 계산을 통하여 Joint ML(결합 최대 우도)검출을 이용하여 (1)로부터  $x_A$ 와  $x_C$  모두를 각각 복호 하는 것이다. 이 기술은 수신된 패킷을 복호하는데 두 번의 개별 패킷 복호 과정이 필요하다. 두 패킷을 복호한 후에 두 복호된 패킷끼리 XOR 연산을 통해 네트워크 코딩된 패킷을 얻을 수 있다. 그림 2는 노드 A와 노드 C에서 송신된 신호가 중첩되어 중계노드 B에 수신된 신호를 나타낸다. 그림 2에서는 각 노드들이 QPSK 변조를 사용한 경우를 나타낸다. 중계노드 B는  $h_{AB}$ 를 통과한 노드 A로부터의 수신신호  $y_{b_1b_2}$ 와  $h_{CB}$ 를 통과한 노드 C로부터의 수신신호  $y_{b_3b_4}$ 가 각각 더해진 16개의 수신신호( $y_{b_1b_2, b_3b_4}$ ) 후보를 알고 있다고 가정한다. 중계노드는 실제 수신된 수신신호  $y_B$ 와 16개의 수신신호 후보들을 이용하여 각 송신 노드들에서 채널 코딩된  $c_A$ 와  $c_C$ 의 LLR값을 아래의 식을 통해 얻는다.

$$\Lambda(c_{A1}) = \log \frac{\Pr(c_A = 00 \cup c_A = 01 | y_B)}{\Pr(c_A = 10 \cup c_A = 11 | y_B)} \quad (4)$$

$$\Lambda(c_{A2}) = \log \frac{\Pr(c_A = 00 \cup c_A = 10 | y_B)}{\Pr(c_A = 01 \cup c_A = 11 | y_B)}$$

$$\Lambda(c_{C1}) = \log \frac{\Pr(c_C = 00 \cup c_C = 01 | y_B)}{\Pr(c_C = 10 \cup c_C = 11 | y_B)} \quad (5)$$

$$\Lambda(c_{C2}) = \log \frac{\Pr(c_C = 00 \cup c_C = 10 | y_B)}{\Pr(c_C = 01 \cup c_C = 11 | y_B)}$$

$\Pr(\Omega)$ 는  $\Omega$ 가 발생할 확률을 나타낸다. 변조기법의 심볼 매핑규칙을 이용하여 식(4)와 식(5)의 확률을 계산할 수 있다. 예를 들어, 두 소스 노드가 앞서 기술한 매

평균치를 사용하는 QPSK 변조방식을 사용했다면, 식 (4)와 식(5)는 다음과 같이 표현된다.

$$A(c_{A1}) = \log \frac{\Pr(y_B x_A = 00, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 11)}{\Pr(y_B x_A = 10, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 11)} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} & \exp\left(-\frac{|y_B - y_{00,00}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{00,01}|^2}{2\sigma^2}\right) \\ & + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{00,10}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{00,11}|^2}{2\sigma^2}\right) \\ & + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{01,00}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{01,01}|^2}{2\sigma^2}\right) \\ & + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{01,10}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{01,11}|^2}{2\sigma^2}\right) \\ = & \log \frac{\exp\left(-\frac{|y_B - y_{10,00}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{10,01}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{10,10}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{10,11}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{11,00}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{11,01}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{11,10}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{11,11}|^2}{2\sigma^2}\right)}{\Pr(y_B x_A = 00, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 11)} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} & \exp\left(-\frac{|y_B - y_{00,00}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{00,01}|^2}{2\sigma^2}\right) \\ & + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{00,10}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{00,11}|^2}{2\sigma^2}\right) \\ & + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{10,00}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{10,01}|^2}{2\sigma^2}\right) \\ & + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{10,10}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{10,11}|^2}{2\sigma^2}\right) \\ = & \log \frac{\exp\left(-\frac{|y_B - y_{01,00}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{01,01}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{01,10}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{01,11}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{11,00}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{11,01}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{11,10}|^2}{2\sigma^2}\right) + \exp\left(-\frac{|y_B - y_{11,11}|^2}{2\sigma^2}\right)}{\Pr(y_B x_A = 00, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 11)} \end{aligned}$$

$$A(c_{C1}) = \log \frac{\Pr(y_B x_A = 00, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 01)}{\Pr(y_B x_A = 00, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 11)} \quad (8)$$

$$A(c_{C2}) = \log \frac{\Pr(y_B x_A = 00, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 00) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 10) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 10)}{\Pr(y_B x_A = 00, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 01) + \Pr(y_B x_A = 00, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 01, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 10, x_C = 11) + \Pr(y_B x_A = 11, x_C = 11)} \quad (9)$$

각 변조 심볼은 같은 확률로 생성된다고 가정한다. 비슷한 방법으로 16QAM과 같은 고차원 변조방식에 서의 LLR 계산이 가능하다. 그러나 그 복잡도는 큰 폭 으로 증가한다. 소스 노드에서 변조 차수가 증가하는 만큼 수신신호의 후보 성상도 수가 기하급수적으로 증 가한다. 각 소스 노드가 M-QAM을 사용한다고 하면, 중계기에서 수신신호의 후보 성상도 개수는  $M^2$ 이 된 다. 이러한 복잡도를 줄이기 위하여 LLR 값을 계산할 때, 분모와 분자에서 후보 성상 심볼과의 거리를 다 더 하지 않고 그 중 가장 거리가 짧은 심볼만 고려하는 MAX-LLR 방식을 적용할 수도 있다. (6)-(9)에서 계산 된 각 정보 비트에 대한 LLR값은 채널 복호기에 입력 되고, 복호 오류가 존재하지 않는다면 정보비트  $b_A, b_C$  를 각각 얻을 수 있다. 따라서 개별 복호의 경우 두 번 의 복호 과정이 필요하고, 네트워크 코딩은 두 번의 복 호 후 계산된 정보 비트를 이용하여 다음 식으로 계산 된다.

$$b_B = b_A \oplus b_C$$

### 3.2. 네트워크 코딩 패킷의 직접 복호

기저대역에서 수신신호를 처리하는 대부분의 전력 소모와 시간 지연은 채널 복호기에서 발생한다. [19]에 서는 중계기 노드에서의 전력소모를 줄이고 시간 지연 을 성능을 향상시키기 위한 기술로 직접 복호를 제안했 다. 직접 복호의 기본적인 아이디어는 일반적인 채널코 드의 선형성을 이용하는 것이다. 채널코드의 선형적 특 성은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} c_A &= \Phi(b_A), \\ c_C &= \Phi(b_C), \\ c_A \oplus c_C &= \Phi(b_A) \oplus \Phi(b_C) = \Phi(b_A \oplus b_C) \equiv \Phi(b_B) \end{aligned} \quad (10)$$

$\Phi(\cdot)$ 는 인코딩 함수를 나타내고 복호 함수는  $\Phi^{-1}(\cdot)$ 로 나타낸다. 따라서 복호 오류가 없는 특별한 경우는 다음과 같은 관계가 유효하다.

$$b_B \equiv b_A \oplus b_C = \Phi^{-1}(c_A) \oplus \Phi^{-1}(c_C) = \Phi^{-1}(c_A \oplus c_C) \quad (11)$$

(11)로부터 중계기 노드 B에서 수신된 신호로부터  $c_A \oplus c_C$ 의 LLR 값을 바로 구할 수 있다면 네트워크 코딩된 패킷  $b_B$ 를 한 번의 복호를 통해 얻을 수 있다. [19]에서 제시한 방식을 활용하면 (6)-(9)의 항을 재배치함으로써  $\Lambda(c_A \oplus c_C)$ 를 구할 수 있다. 직접 복호에서  $c_A \oplus c_C$ 의 LLR 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Lambda(c_A \oplus c_C) = \log \frac{\Pr(c_A \oplus c_C = 0 | y_B)}{\Pr(c_A \oplus c_C = 1 | y_B)} \quad (12)$$

두 소스 노드에서 QPSK 모듈레이션을 사용한다고 가정하면,  $c_A \oplus c_C$ 의 LLR 값은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Lambda(c_{A1} \oplus c_{C1}) = \log & \frac{\Pr(y_B | x_A = 00, x_C = 00) + \Pr(y_B | x_A = 00, x_C = 01) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 01, x_C = 00) + \Pr(y_B | x_A = 01, x_C = 01) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 10, x_C = 10) + \Pr(y_B | x_A = 10, x_C = 11) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 11, x_C = 10) + \Pr(y_B | x_A = 11, x_C = 11)}{\Pr(y_B | x_A = 00, x_C = 10) + \Pr(y_B | x_A = 00, x_C = 11) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 01, x_C = 10) + \Pr(y_B | x_A = 01, x_C = 11) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 10, x_C = 00) + \Pr(y_B | x_A = 10, x_C = 01) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 11, x_C = 00) + \Pr(y_B | x_A = 11, x_C = 01)} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \Lambda(c_{A2} \oplus c_{C2}) = \log & \frac{\Pr(y_B | x_A = 00, x_C = 00) + \Pr(y_B | x_A = 00, x_C = 10) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 01, x_C = 01) + \Pr(y_B | x_A = 01, x_C = 11) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 10, x_C = 00) + \Pr(y_B | x_A = 10, x_C = 10) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 11, x_C = 01) + \Pr(y_B | x_A = 11, x_C = 11)}{\Pr(y_B | x_A = 00, x_C = 01) + \Pr(y_B | x_A = 00, x_C = 11) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 01, x_C = 00) + \Pr(y_B | x_A = 01, x_C = 10) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 10, x_C = 00) + \Pr(y_B | x_A = 10, x_C = 10) \\ & + \Pr(y_B | x_A = 11, x_C = 01) + \Pr(y_B | x_A = 11, x_C = 11)} \end{aligned}$$

계산된 대수 가능성비(LLR)값은 채널 복호기에 입력되고, 복호 오류가 존재하지 않으면 네트워크 코딩된 패킷  $b_B$ 를 바로 얻을 수 있다. 따라서 직접 복호에서는 한 번의 복호 과정이 필요하다.

#### IV. 모의실험 결과 및 분석

본 논문에서 고차원 변조방식에 적용한 물리계층 네트워크 코딩(PNC)의 성능을 분석하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 성능의 비교를 위해 모듈레이션의 차수(M)를 4, 16개로 각각 늘여가면서 시뮬레이션을 수행하였다. 여기서 M=4는 QPSK 변조기법을 나타내고 16은 16QAM 변조기법을 나타낸다. 성능 비교를 위하여 Uncoded 환경에서 최적 성능을 보이는 수신된 심볼과 모든 후보 심볼 성상과의 거리를 구해 거리가 가장 짧은 심볼로 복호하는 최근접 복호방식 [17]을 고려하였다.

그림 3은 물리계층 네트워크 코딩이 적용된 네트워크에서 부호화 되지 않고 QPSK 변조된 신호를 각기 다른 복호 방법(개별복호, 직접복호, 최근접 복호)에 따른 BER 성능을 보여준다. 성능의 비교를 위하여 물리계층 네트워크 코딩 기술이 적용되지 않고 페이딩 채널에서 QPSK 신호가 전송되었을 때의 성능도 제시되었다. 그림 3에서 보는 바와 같이 QPSK 변조 방식이 사용되고 채널 코딩이 적용되지 않는 경우 개별복호, 직접복호, 최근접 복호 방식 모두 거의 비슷한 성능을 보인다.

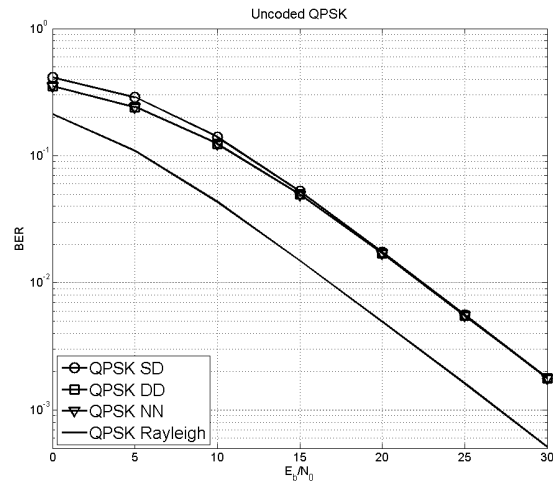


그림 3. 부호화 되지 않은 물리계층 네트워크 코딩 시스템에서의 QPSK 변조 방식이 적용된 개별복호와 직접복호의 BER 성능

Fig. 3 BER performance of separate and direct decoding with QPSK in uncoded physical-layer network coding systems

3기법 모두 물리계층 네트워크 코딩 기술이 적용되지 않는 경우에 비하여 BER  $10^{-2}$ 을 기준으로 약 5dB 정도의 성능차이를 보인다.

그림 4는 물리계층 네트워크 코딩이 적용된 네트워크에서 부호화 되지 않고 16QAM 변조된 신호를 각기 다른 복호 방법(개별복호, 직접복호, 최근접 복호)에 따른 BER 성능을 보여준다. 그림 3에서와 마찬가지로 성능의 비교를 위하여 물리계층 네트워크 코딩 기술이 적용되지 않고 페이딩 채널에서 16QAM 신호가 전송되었을 때의 성능도 제시되었다. QPSK에서와는 다르게 16QAM에서는 최근접 복호기법이 제안된 LLR 기반의 개별복호 방식이나 직접복호에 비하여 더 좋은 성능을 보인다. 최근접 복호기법의 경우 물리계층 네트워크 코딩 기술이 적용되지 않는 경우에 비하여 BER  $10^{-2}$ 을 기준으로 약 9dB 정도의 성능차이를 보이고 개별복호 방식과 직접복호 기법은 동일한 BER 기준으로 각각 대략 13dB, 15dB 정도의 성능차이를 보인다.

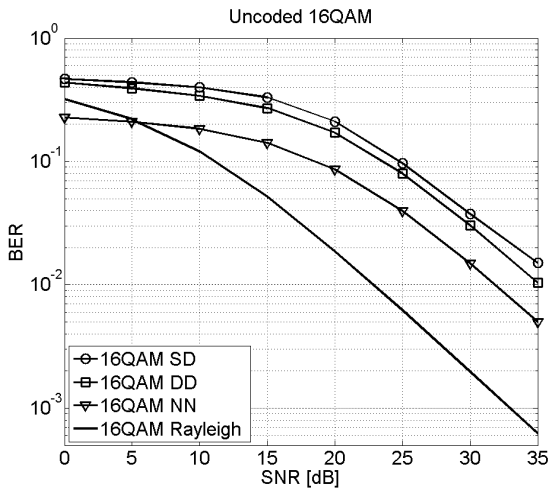


그림 4. 부호화 되지 않은 물리계층 네트워크 코딩 시스템에서의 16QAM 변조 방식이 적용된 개별복호와 직접복호의 BER 성능

Fig. 4 BER performance of separate and direct decoding with 16QAM in uncoded physical-layer network coding systems

그림 3,4를 통하여 Uncoded 시스템에서는 [17]에서 제안된 최근접 복호 방식이 가장 좋은 성능을 보인다는

것을 알 수 있으며 고차원 변조 방식이 사용될수록 물리계층 네트워크 코딩기술의 복호 성능이 물리계층 네트워크 코딩기술이 적용되지 않은 기존 기술에 비하여 월등히 저하된다는 것을 알 수 있다. 그러나 대부분의 통신 시스템에서는 채널코딩 기법이 사용되므로 채널 코딩 기법이 네트워크 코딩기술과 함께 사용되었을 경우의 성능을 주목할 필요가 있다.

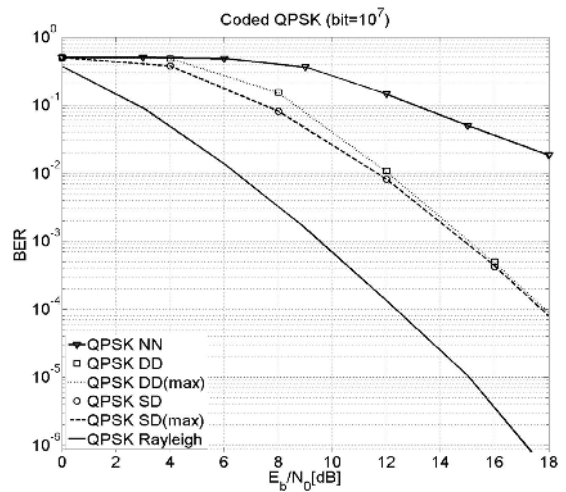


그림 5. Convolutional Code가 적용된 물리계층 네트워크 코딩 시스템에서의 QPSK 변조 방식이 적용된 개별복호와 직접복호의 BER 성능

Fig. 5 BER performance of separate and direct decoding with QPSK in convolutional coded physical-layer network coding systems

그림 5는 동일한 네트워크 환경에서 채널 코딩 기법으로 Convolutional code와 QPSK 변조기법을 사용했을 경우 각 복호 방법(개별복호, 직접복호, 최근접 복호)에 따른 BER 성능을 보여준다. 본 장에서 사용된 Convolutional code의 부호율은 1/3이고 상용 이동통신 시스템에서 사용되는 부호이다 [12]. 그림 3에서와 마찬가지로 성능의 비교를 위하여 물리계층 네트워크 코딩 기술이 적용되지 않고 페이딩 채널에서 동일한 채널 코딩 기법이 적용되고 QPSK 신호가 전송되었을 때의 성능도 제시되었다. 그림 5에서 보는 바와 같이 QPSK 변조 방식이 사용되고 채널 코딩이 적용된 경우 개별복호방식이 낮은 SNR에서 직접복호방식보다 약간 좋은 성능을 보이다가 SNR이 증가할수록 2 방식 사이의 성

능 차이는 거의 없어진다. Uncoded 환경에서 거의 비슷한 성능을 보이던 최근접 복호화 기법의 경우 제안된 기법들에 비하여 현저히 나쁜 성능을 보이는 것을 알 수 있는데, 이것은 최근접 복호기법이 채널복호기로 Hard-decision 값을 전달하므로 채널에서 겪은 신호 왜곡 현상을 채널 복호기로 전달하지 못하기 때문이다. 복잡도를 줄이기 위하여 LLR 계산 시 Max 알고리즘을 사용한 경우 본래 기법과 거의 비슷한 성능을 보임도 알 수 있다.

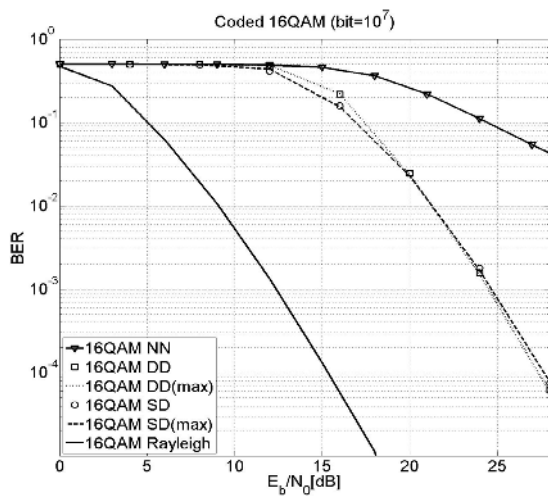


그림 6. Convolutional Code가 적용된 물리계층 네트워크 코딩 시스템에서의 16QAM 변조 방식이 적용된 개별복호와 직접복호의 BER 성능

Fig. 6 BER performance of separate and direct decoding with 16QAM in convolutional coded physical-layer network coding systems

그림 6는 동일한 네트워크 환경에서 채널 코딩 기법으로 Convolutional code와 16QAM 기법을 사용했을 경우 각 복호 방법(개별복호, 직접복호, 최근접 복호)에 따른 BER 성능을 보여준다. 전반적으로 QPSK 변조 방식의 경우인 그림 5와 매우 유사한 경향을 보이거나 16QAM 방식이 적용되었을 경우 최근접 복호방식의 BER 성능 그래프와 제안된 LLR 기반 복호 방식들의 그래프들 사이에 기울기 차이가 있는 것을 관찰할 수 있다. 특히 제안한 LLR 기반의 복호 방식들은 물리계층 네트워크 코딩기법이 적용되지 않은 기존의 16QAM 기법의 기울기와 동일한 것을 관찰 할 수 있는데, 이는

제안한 LLR 기반의 복호방식이 최적의 다이버시티 이득을 달성함을 의미한다.

## V. 결 론

본 논문에서 페이딩 채널에서 pre-equalization이 필요 없는 현실적인 물리계층 네트워크 기술을 고차원 변조방식에 적용하여 결과를 분석하였다. 고차원 변조방식에 적용된 기술은 각각의 소스 노드에서의 채널상태 정보가 필요하지 않아 페이딩 채널에 적합하고, 어떤 선형 채널 코드와도 결합이 용이하다. 마지막으로 직접 복호는 개별복호에 비해 중계기 노드에서의 파워 효율성을 높이고, 기존의 성능을 유지하면서 복잡도를 줄이는 좋은 해결책이다.

## 감사의 글

본 연구는 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업지원을 받아 수행된 것임 (2013R1A1A2A1004905).

## REFERENCES

- [ 1 ] D. Soldani and S. Dixit, "Wireless relays for broadband access," *IEEE Communi. Mag.* Vol. 46, No. 3, pp. 58-66, Mar. 2008.
- [ 2 ] T. M. Cover and A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, Vol. 25, No. 5, pp. 572-584, Sept. 1979.
- [ 3 ] D. Bharadia, E. McMillin, and S. Katti, "Full duplex radios," in *Proc. of ACM SIGCOMM*, 2013
- [ 4 ] B. Rankov and A. Wittneben, "Spectral efficient protocols for half duplex fading relay channels," *IEEE Journal on Select. Areas Communi.*, Vol. 25, No. 2, pp. 379-389, Feb. 2007.
- [ 5 ] C. E. Shannon., "Two-way communication channels," *In Berkeley Symp. Math. Stat. and Prob.*, Vol. 25, pp.



- 611-644, 1961.
- [ 6 ] S. Zhang, S.-C. Liew, and P. P. K. Lam, "Physical-layer network coding," in *Proc. of ACM MobiCom 2006*, Sep. 2006.
- [ 7 ] H. J. Yang, B. C. Jung, and J. Chun, "Zero-forcing based two-phase relaying with multiple mobile stations," in *Proc. of Asiloma Conference on Signals, Systems, and Computers*, Oct. 2008.
- [ 8 ] Z. Hing, K. K. Leung, D. L. Goeckel, and D. Towsley, "On the study of network coding with diversity," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, Vol. 8, No. 3, pp. 1247-1259, Mar. 2009.
- [ 9 ] T. Koike-Akino, P. Popovski, and V. Tarokh, "Optimized constellations for two-way wireless relaying with physical network coding," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 27, No. 5, pp. 773-787, Jun. 2009.
- [10] M. Park, I. Choi and I. Lee, "Exact BER analysis of physical layer network coding for two-way relay channels," in *Proc. of IEEE VTC*, May. 2011.
- [11] B. C. Jung, "A Practical Physical-Layer Network Coding for Fading Channels," *International Journal of KIMICS*, Vol. 8, No. 6, pp. 655-659, Dec. 2010.
- [12] B. C. Jung and D. K. Sung, "Performance analysis of orthogonal code hopping multiplexing systems with repetition, convolutional, and turbo codes," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. 57, No. 3, pp. 932-944, Mar. 2008.



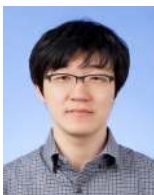
**임현우 (Hyeonwoo Lim)**

2013년 2월 한국평생교육진흥원 정보통신공학 학사  
 2013년 3월 경상대학교 정보통신공학과 석사과정  
 ※관심분야 : 네트워크코딩, 차세대 이동통신 시스템(4G, Beyond 4G, and 5G)



**반태원(Tae-Won Ban)**

1998년 2월 경북대학교 전자공학과 학사  
 2000년 2월 경북대학교 전자공학과 석사  
 2010년 2월 KAIST 전기전자공학과 박사  
 2000년 2월 ~ 2012년 8월 KT 네트워크부문  
 2012년 9월 ~ 현재 경상대학교 정보통신공학과 조교수  
 ※관심분야 : 이동통신, 자원관리, 간섭관리, 협력 및 중계통신, 인지통신, 주파수 공유, 차세대 이동통신 시스템



**정방철(Bang Chul Jung)**

2002년 2월 아주대학교 전자공학부 학사  
 2004년 8월 KAIST 전자전산학과 석사  
 2008년 2월 KAIST 전자전산학과 박사  
 2008년 3월 ~ 2009년 8월 KAIST IT 융합연구소 팀장  
 2009년 9월 ~ 2010년 2월 KAIST IT 융합연구소 연구교수  
 2010년 3월 ~ 2014년 2월 경상대학교 정보통신공학과 조교수  
 2014년 3월 ~ 현재 경상대학교 정보통신공학과 부교수  
 ※관심분야 : 무선통신, 통계적 신호처리, Compressed Sensing, 정보이론