

페이딩 채널에서 2차 다항식 인터리버를 사용한 CZZ 부호의 성능 분석

정희원 윤정국*, 준회원 유철해**, 종신회원 신동준**°

Performance Analysis of CZZ Codes Using Degree-2 Polynomial Interleavers for Fading Channels

Jeong-Kook Yun* *Regular Member*, Chul-Hae Yoo** *Associate Member*,
Dong-Joon Shin**° *Lifelong Member*

요약

CZZ(Concatenated Zigzag) 부호는 LDPC 부호의 한 종류로서 빠른 부호화가 가능하며, CZZ 부호를 포함한 LDPC 부호는 부호의 길이가 짧을 경우 짧은 사이클이 부호의 성능에 큰 영향을 미친다. 본 논문에서는 길이 4인 사이클을 제거하는 2차 다항식 인터리버를 설계하여 이를 이용한 CZZ 부호를 다양한 페이딩 채널 환경에서 터보 부호와 성능을 비교 분석하였다. 페이딩 채널 환경으로 주파수에 평탄하며 느린 페이딩 채널 환경의 근사모델인 quasi-static 페이딩 채널, block 페이딩 채널, 빠른 페이딩 채널 환경인 비 상관(uncorrelated) 페이딩 채널과 상관(correlated) 페이딩 채널, 또한 차세대(4세대) 통신 환경을 가정한 주파수 선택적 페이딩 채널을 고려하였다. 모의 실험을 통해 CZZ 부호가 터보 부호와 유사한 성능을 보이는 것을 확인하였다. 따라서, CZZ 부호의 다른 장점을 고려하면 CZZ 부호가 차세대 무선 통신 시스템을 위한 오류정정기법으로 사용될 수 있음을 확인할 수 있다.

key Words : CZZ codes, Error performance, Fading channels, Interleaver, LDPC codes

ABSTRACT

CZZ (Concatenated Zigzag) Code is a class of fast encodable LDPC codes. In the case that LDPC codes including CZZ codes have short length, short cycles seriously affect the code performance. In this paper, we construct CZZ codes using various degree-2 polynomial interleavers which eliminate cycles of length 4 and through simulation, compare the performance of these CZZ codes and turbo codes in many different fading channels. Especially, quasi-static fading channel, block fading channel, uncorrelated fading channel, and correlated fading channel are considered. Since CZZ codes show similar performance as turbo codes, they can be used in the next generation wireless communication systems.

I. 서론

터보 부호의 등장 이후 지난 십 수 년 간 반복 부호 부호에 대한 연구가 활발히 진행되었다^[1]. LD

PC (Low Density Parity Check) 부호는 Gallager에 의해 최초로 소개되어^[2] MacKay 와 Neal에 의해 재발견 되었다^[2]. Richardson, Shokrollahi, Urbanke 는 불규칙 LDPC 부호가 새년 한계에 거의 근접한

※ 본 연구는 한국과학재단 특정기초연구(R01-2005-000-11064-0) 과제와 BK21의 지원으로 수행되었음.

* 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 부호및통신 연구실, 현재 국방과학연구소 (logzzang@add.re.kr)

** 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 부호및통신 연구실(edwood4@ccl.hanyang.ac.kr, djshin@hanyang.ac.kr) (°:교신저자)

논문번호 : KICS2008-05-237, 접수일자 : 2008년 5월 23일, 최종논문접수일자 : 2008년 10월 17일

성능을 보이며 AWGN 채널 환경에서 터보 부호보다 우수한 성능을 가짐을 보였다^[4]. LDPC 부호는 합곱 알고리즘을 복호 알고리즘으로 사용하며 BCJR 알고리즘을 사용하는 터보 부호보다 낮은 복호 복잡도를 가진다^[5]. 그러나 랜덤 LDPC 부호의 부호화 복잡도는 일반적으로 부호 길이의 제곱에 비례하기 때문에, 느린 부호화 속도를 보인다. 그래서 효율적인 부호화가 가능한 LDPC 부호가 연구되었고^[6], 빠른 부호화가 가능한 RA 부호, 불규칙 RA 부호, CT 부호, 그리고 CZZ 부호 등이 제안되었다^{[7][8][9]}.

불규칙 LDPC 부호의 한 종류인 CZZ 부호는 빠른 부호화가 가능하고, 다양한 스케줄을 이용한 복호가 가능하다^[9]. CZZ 부호는 AWGN 채널에서 가우시안 근사화를 이용한 밀도 진화 분석으로 최적의 차수가 유도되었다^[10]. 하지만 다양한 무선 페이딩 환경에서는 밀도 진화 분석이 매우 복잡하므로 이에 대한 성능 평가가 제대로 이루어 지지 않았다.

부호의 길이가 짧을 경우 짧은 사이클을 피하는 인터리버의 설계가 매우 중요하므로, 본 논문에서는 길이 4인 사이클을 없애는 2차 다항식 인터리버를 구하여 CZZ 부호를 설계한다. 2차 다항식 인터리버는 1차 다항식 인터리버보다 성능이 우수하면서 랜덤 인터리버보다 메모리를 절약할 수 있다. 또한, 다양한 페이딩 채널에 대하여 정보 비트가 (실제 상황을 고려한) 600 비트이고 부호율이 1/2, 1/3, 1/5 인 CZZ 부호의 성능을 모의실험으로 평가한다.

II. CZZ 부호

그림 1은 CZZ 부호를 구성하는 Zigzag 부호의 부호기 구조를 나타낸다. 백색 노드와 흑색 노드는 각각 정보 비트와 패리티 비트를 나타내며, 흑색 노드의 값은 동일 세그먼트(segment) 내의 두개의 흑색 노드와 정보비트들의 값에서 1의 개수가 짝수가 되도록 결정된다. 그림 2는 N_c 개의 Zigzag 부호

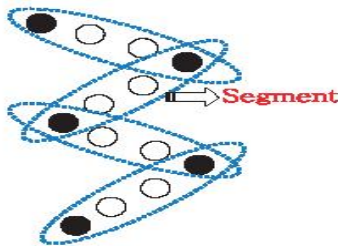


그림 1. Zigzag 부호기 구조

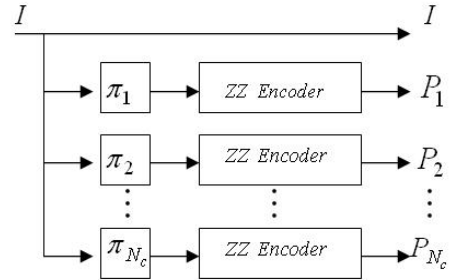


그림 2. CZZ 부호기 구조

로 구성된 CZZ 부호기의 구조이다. 여기서 $\pi_1, \pi_2, \dots, \pi_{N_c}$ 는 각 Zigzag 부호기에 대한 인터리버이며, N_c 개의 Zigzag 부호와 체크 노드 차수 d_c 를 갖는 CZZ 부호를 (N_c, d_c) CZZ 부호로 표기한다.

CZZ 부호의 복호 과정은 LDPC 부호의 복호 과정과 같으며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$m_{vc}^{(l)} = \begin{cases} m_v & , \text{if } l = 0 \\ m_v + \sum_{c' \in C_c \setminus \{c\}} m_{c'v}^{(l-1)} & , \text{if } l \geq 1 \end{cases} \quad . (1)$$

$$m_{cv}^{(l)} = \ln \frac{1 + \prod_{v' \in V_c \setminus \{v\}} \tanh(m_{v'c}^{(l-1)} / 2)}{1 - \prod_{v' \in V_c \setminus \{v\}} \tanh(m_{v'c}^{(l-1)} / 2)} = 2 \tanh^{-1} \left(\prod_{v' \in V_c \setminus \{v\}} \tanh(m_{v'c}^{(l-1)} / 2) \right) \quad . (2)$$

식 (1)에서 $m_{vc}^{(l)}$ 는 l 번 반복 복호 과정에서, 변수 노드 v 에서 체크 노드 c 로 가는 메시지를, m_v 는 수신된 신호로부터 구한 각 변수 노드 v 의 초기 LLR (Log Likelihood Ratio) 값을, 그리고 C_c 는 변수 노드 v 에 인접한 체크 노드들의 집합을 나타내며, 식 (2)에서 $m_{cv}^{(l)}$ 는 c 에서 v 로 가는 메시지를, V_c 는 체크 노드 c 에 인접한 변수 노드들의 집합을 나타낸다. 각 반복 과정에서 부호어 비트들의 LLR 값을 갱신함으로써 복호가 이루어진다.

III. 다항식 인터리버

본 장에서는 [11]에 소개된 순열 다항식 정리를 이용하여 길이 4인 사이클을 피하는 CZZ 부호의 인터리버를 설계한다.

정리 1^[11]: 임의의 양의 정수 $N = \prod_{i=1}^m p_i^{n_i}$ 이 주어졌을 때, 여기서 p_i 는 서로 다른 소수, 다항식 $\pi(x)$ 가 modulo N 상에서 순열 다항식일 필요충분조건은 모

든 i 에 대해서 $\pi(x)$ 가 $Z_{p_i}^n$ 상에서 순열 다항식이어야 한다.

정리 2ⁱⁱⁱ: 다항식 $\pi(x)$ 가 Z_p^n 상에서 순열 다항식이 될 필요충분조건은 $\pi(x)$ 가 Z_p 에 대해서 순열 다항식이고 동시에 모든 $x \in Z_p^n$ 에 대하여 $\pi'(x) \neq 0 \pmod p$ 을 만족하여야 한다.

2차 다항식 $\pi(x) = ax + bx^2$ 라 할 때, $\pi(x)$ 가 Z_p 상에서 순열 다항식이 되기 위한 필요충분조건은 $a \neq 0 \pmod p$ 이고, $b = 0 \pmod p$ 이다.

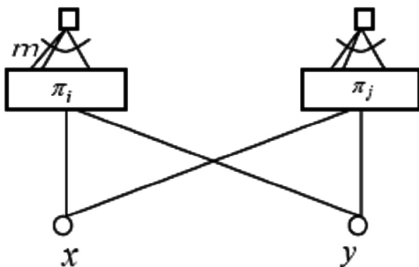
$N = 600 = 2^3 \times 3 \times 5^2$ 인 경우, 2차 다항식 $\pi(x) = ax + bx^2$ 가 순열 다항식이 되기 위한 필요충분조건은 $a \neq 0 \pmod 2$, $a \neq 0 \pmod 3$, $a \neq 0 \pmod 5$ 이므로 a 는 $2 \times 3 \times 5 = 30$ 과 서로소이고, b 는 $b = 0 \pmod 2$, $b = 0 \pmod 3$, $b = 0 \pmod 5$ 이므로 b 는 30의 배수가 되어야 한다.

그림 3은 CZZ 부호에서 길이 4인 사이클이 생기는 경우이고 이를 수식 (3)으로 표현할 수 있다.

$$\begin{cases} |\pi_i(x) - \pi_i(y)| < m, \\ |\pi_j(x) - \pi_j(y)| < m. \end{cases} \quad (3)$$

여기서 m 은 체크노드의 차수를 나타내고 정보어의 길이를 L 이라 할 때 $x, y(x \neq y)$ 는 서로 다른 정보어의 비트 인덱스를 나타낸다. $\pi_i(x)$, $\pi_i(x) (i \neq j)$ 는 서로 다른 Zigzag 부호의 인터리버를 나타내는 순열 다항식이고 $i \neq j$ 에 대하여 (3)을 만족시키는 x, y 가 존재하지 않으면 길이 4인 사이클을 피할 수 있다.

표 1~3은 길이 4인 사이클을 제거한 girth가 6이고 부호율이 1/2, 1/3, 1/5인 길이가 600인 CZZ 부호의 2차 다항식 인터리버를 나타낸다. (a_2, a_1, a_0) 는 $\pi(x) = a_2x^2 + a_1x + a_0$ 의 계수이다.



3. 길이 4인 사이클

표 1. 부호율 1/2인 CZZ 부호의 2차 다항식 인터리버

(3,5) CZZ	(540,49,1), (210,37,1), (240,373,1)
(4,6) CZZ	(180,419,1), (420,347,1), (330,29,1), (510,11,1)
(5,7) CZZ	(390,587,1), (240,211,1), (510,359,1), (300,223,1), (450,131,1)
(6,8) CZZ	(390,587,1), (240,211,1), (510,359,1), (300,223,1), (450,131,1)

표 2. 부호율 1/2인 CZZ 부호의 2차 다항식 인터리버

(2,3) CZZ	(240,569,1), (420,251,1)
(4,4) CZZ	(330,479,1), (210,421,1), (570,383,1), (90,589,1)
(6,5) CZZ	(150,1,1), (360,479,1), (510,451,1), (270,259,1), (480,401,1), (300,497,1)
(8,6) CZZ	(570,71,1), (150,313,1), (30,157,1), (480,509,1), (90,127,1), (330,361,1), (180,539,1), (270,223,1)

표 3. 부호율 1/5인 CZZ 부호의 2차 다항식 인터리버

(4,3) CZZ	(210,119,1), (240,133,1), (330,97,1), (150,341,1)
(8,4) CZZ	(210,119,1), (240,133,1), (330,97,1), (150,341,1), (360,287,1), (270,271,1), (30,337,1), (330,83,1)
(12,5) CZZ	(420,197,1), (240,379,1), (510,463,1), (330,533,1), (270,217,1), (540,431,1), (180,89,1), (450,257,1), (210,1,1), (570,191,1), (30,547,1), (150,331,1)

IV. 채널 모델

4.1 Quasi-static (QS) 페이딩 채널과 블록(block) 페이딩 채널

전송 신호가 주파수에 평탄하며 느린 페이딩을 통과할 때 수신기에서 수신 신호는 다음과 같다.

$$y_i = h_i x_i + n_i, \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (4)$$

식 (4)에서 y_i 는 i 번째 수신 프레임을 나타내고 x_i 는 i 번째 전송 프레임을 나타내며, h_i 는 i 번째 프레임의 복소 채널 이득이며 이 경우 하나의 프레임 내에서 일정하며 수신기에서 정확하게 측정할 수 있다고 가정한다. 그리고 n_i 번째 잡음 프레임을 나타낸다. 하나의 프레임이 M 개의 심볼로 구성되고 $y_{i,j}, x_{i,j}, n_{i,j}$ 가 각각 i 번째 프레임의 j 번째 심볼을 나타낸다고 할 때, y_i, x_i, n_i 는 다음과 같다.

$$y_i = (y_{i1}, y_{i2}, \dots, y_{iM}) \quad (5)$$

$$x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iM}) \quad (6)$$

$$n_i = (n_{i1}, n_{i2}, \dots, n_{iM}) \quad (7)$$

식 (7)에서 n_{ij} 는 복소 가우시안 잡음으로서 $N(0, N_0/2)$ 분포를 갖는다.

2^{2A} -ary 변조 심볼을 전송한다면, y_{ij} 는 $2A$ 개의 부호어 비트에 대한 정보를, 즉, A 개의 동상(in-phase) 성분과 A 개의 직교(quadrature)성분을 전달한다. 이것을 $b_{I,n}$ 과 $b_{Q,n}$ ($n=1, \dots, A$)이라 하면, $b_{I,n}$ 에 대한 LLR은 다음과 같다.

$$p[y_{ij} | x_{ij} = x] = \frac{2}{\pi N_0} \exp\left\{-\frac{(y_{ij} - h_i x_{ij})^2}{N_0}\right\} \\ = \log \frac{\sum_{x \in S_{I,n}^{(1)}} P[x_{ij} = x | y_{ij}]}{\sum_{x \in S_{I,n}^{(0)}} P[x_{ij} = x | y_{ij}]} \quad (8)$$

식 (8)에서 $S_{I,n}^{(1)}$ 과 $S_{I,n}^{(0)}$ 은 비트 $b_{I,n}$ 이 각각 1과 0이 되는 심볼 들의 집합을 나타내고, $P[x_{ij} = x | y_{ij}]$ 는 다음과 같다.

$$P[x_{ij} = x | y_{ij}] = \frac{P[x_{ij} = x] p[y_{ij} | x_{ij} = x]}{P[y_{ij}]} \quad (9)$$

식 (9)에서 사전 확률이 같다고 가정하고 식 (9)를 식 (8)에 대입하면 다음과 같다.

$$LLR(b_{I,n}) = \log \frac{\sum_{x \in S_{I,n}^{(1)}} p[y_{ij} | x_{ij} = x]}{\sum_{x \in S_{I,n}^{(0)}} p[y_{ij} | x_{ij} = x]} \quad (10)$$

식 (10)에서 $p[y_{ij} | x_{ij} = x]$ 는 다음과 같다.

$$p[y_{ij} | x_{ij} = x] = \frac{2}{\pi N_0} \exp\left\{-\frac{(y_{ij} - h_i x_{ij})^2}{N_0}\right\} \quad (11)$$

$b_{Q,n}$ 도 같은 방법으로 구할 수 있다. 식 (10)에서 구한 LLR이 식 (1)의 초기 메시지 $m_{ib}^{(0)}$ 이다. quasi-static 페이딩 채널에서 하나의 부호어는 곧 하나의 전송 프레임에 해당되며, 블록 페이딩 채널에서 블록 개수를 K 라 할 때 하나의 부호어는 K 개의 전송 프레임으로 구성된다. 블록 개수 K 가 커지면 빠른 페이딩 채널을 의미한다.

4.2 비 상관(uncorrelated) 페이딩 채널과 상관(correlated) 페이딩 채널

전송 신호가 심볼 단위로 채널 이득이 변하는 비 상관 페이딩 채널을 통한 수신 신호는 다음과 같다.

$$y = hx + n \quad (12)$$

여기서 x 는 전송신호, h 는 복소 가우시안 분포를 갖는 채널 이득이며 각 심볼마다 독립적인 페이딩을 겪는다. n 은 $N(0, N_0/2)$ 분포를 갖는 복소 가우시안 잡음이다. 상관 페이딩 채널은 비 상관 페이딩 채널과는 달리 페이딩 계수가 상관도를 갖는다. 도플러 주파수 f_d 와 심볼 주기 T_s 의 곱 $f_d T_s$ 는 정규화된 페이딩 비율이라 하고, 상관도를 나타낸다. $f_d T_s$ 가 커질수록 시간에 따른 채널 이득의 상관도가 작아지고 이는 곧 빠른 페이딩을 의미한다.

4.3 OFDM 주파수 선택적 페이딩 채널

실제 이동 통신 환경 채널은 시간에 따라 변하고 다중 경로를 겪는 주파수 선택적 페이딩 채널이다. 이를 해결하기 위하여 OFDM을 사용한다.

하나의 OFDM 프레임 내의 m 번째 OFDM 입력 심볼을 $X_m[k]$ ($k=0, 1, \dots, N-1$)라 하면, IFFT된 m 번째 출력 심볼은 다음과 같다.

$$x_m[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_m[k] e^{j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (13)$$

다중 경로 개수는 d 이고, 각 경로의 채널 이득 가중치가 $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{d-1}$ 인 주파수 선택적 페이딩을 겪은 수신 심볼은 다음과 같다.

$$y_m[n] = \alpha_0 h_0[n] x_{m,0}[n] + \alpha_1 h_1[n] x_{m,1}[n] \\ + \dots + \alpha_{d-1} h_{d-1}[n] x_{m,d-1}[n] + g_m[n] \quad (14)$$

식 (14)에서 $x_{m,0}[n] = x_m[n]$, $x_{m,i}[n]$ 는 $x_m[n]$ 을 τ_i 만큼 순환 이동(circular shift)을 한 신호이다. 또한 대역폭이 크고, 심볼 주기가 짧은 차세대 무선 통신 시스템의 경우 각각의 경로의 복소 채널 이득은 하나의 OFDM 프레임 내에서 거의 변하지 않으므로 $h_i[n] \approx h_i$ (상수)이다. 그리고 $g_m[n]$ 은 복소 가우시안 잡음으로서 $N(0, N_0/2)$ 의 분포를 갖는다. 그리고 이것을 FFT한 출력 심볼은 다음과 같다.

$$Y_m[k] = \left(\alpha_0 h_0 + \alpha_1 h_1 e^{-j \frac{2\pi k \tau_1}{N}} + \dots + \alpha_{d-1} h_{d-1} e^{-j \frac{2\pi k \tau_{d-1}}{N}} \right)$$

$$\times X_m[k] + G_m[k]. \quad (15)$$

$$\hat{H}_m[k] = \alpha_0 h_0 + \alpha_1 h_1 e^{-j\frac{2\pi k \tau_1}{N}} + \dots + \alpha_{d-1} h_{d-1} e^{-j\frac{2\pi k \tau_{d-1}}{N}}$$

라 하면, FFT 출력 심볼은 다음과 같다.

$$Y_m[k] = \hat{H}_m[k] X_m[k] + G_m[k]. \quad (16)$$

V. 모의실험

모의 실험에서 사용한 변조 방식은 QPSK이다. 그림 4, 5, 6은 부호율이 1/2, 1/3, 1/5인 AWGN 채널과 $f_d T_s = 0.01$ 인 상관 페이딩 채널에서의 CZZ 부호와 Turbo 부호의 프레임 오류(FER)를 보여주고 있다. 그림 4에서 3-5-AWGN은 AWGN 채널에서 (3,5) CZZ 부호의 성능을 의미한다. AWGN 채널에서 부호율이 1/2일 경우 (4,6) CZZ 부호가 성능이 가장 좋다. 1/3일 경우 (4,4) CZZ 부호가, 1/5일 경우 (4,3) CZZ 부호가 가장 우수한 성능을 보인다. 모든 부호율에서 터보 부호가 CZZ 부호에 비해 약간 우수한 성능을 보이지만, 높은 SNR 영역에서는 터보 부호가 오류 마무를 보이므로 부호율이 1/2일 경우 높은 SNR 영역에서 (4,6), (5,7) CZZ 부호가 터보 부호보다 성능이 우수하며, 부호율이 1/3일 경우 터보 부호는 (4,4) CZZ 부호와 비슷한 성능을 보이고, 부호율이 1/5일 경우 터보 부호가 (4,3) CZZ 부호보다 약간 우수하다. 상관 페이딩 채널에서는 부호율이 1/2일 경우 (4,6), (5,7) CZZ 부호의 성능이 우수하며 1/3일 경우 (4,4), (6,5) CZZ 부호가 우수하고, 1/5일 경우 (4,3) CZZ 부호가 다른 CZZ 부호에 비해 우수하다. 하지만 터보 부호에 대해 약 0.2~0.5dB정도 좋지 않다.

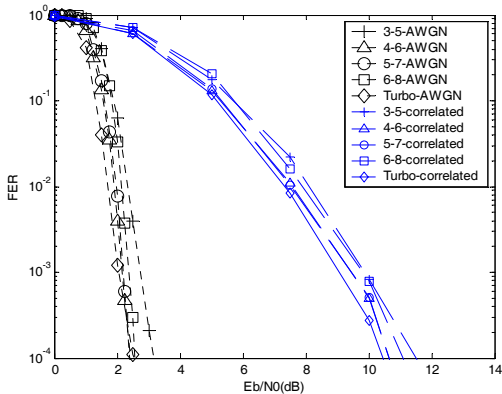


그림 4. AWGN 및 상관 채널에서 부호율=1/2인 경우

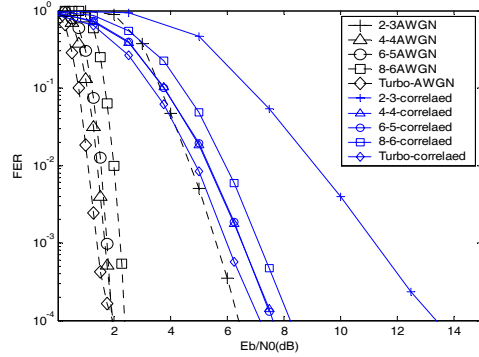


그림 5. AWGN 및 상관 채널에서 부호율=1/3인 경우

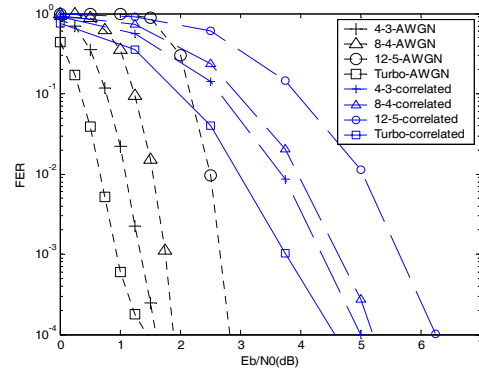


그림 6. AWGN 및 상관 채널에서 부호율=1/5인 경우

그림 7~9는 부호율이 1/2, 1/3, 1/5인 quasi-static 페이딩 채널과 블록 개수가 2인 블록 페이딩 채널에서의 CZZ 부호와 터보 부호의 성능을 보여주고 있고, 그림 10, 11, 12 부호율이 1/2, 1/3, 1/5인 블록 개수가 8인 블록 페이딩 채널과 비 상관 페이딩 채널에서의 CZZ 부호와 터보 부호의 성능을 보여주고 있다. quasi-static 채널 모델은 블록 개수가 1인 블록 페이딩 채널이며 느린 페이딩 채널의 극한적인 근사 모델이다. 그리고 비 상관 페이딩 채널은 블록 개수가 부호어의 심볼 개수와 같은 빠른 페이딩의 극한적인 근사 모델이다. 하나의 부호어 내에 블록 개수가 많아진다는 것은 채널 이득의 시간적 변화가 커지는 것을 의미한다. 그림 5와 6에서 알 수 있듯이 블록 개수가 늘어남에 따라 하나의 부호어 내에서 채널의 다이버시티 이득을 얻기 때문에 CZZ 부호와 터보 부호 모두 느린 페이딩 채널 모델에 비해 좋은 성능을 얻을 수 있다. quasi-static 페이딩 채널과 블록 개수가 2인 느린 페이딩 채널의 경우 모든 부호율에서 CZZ 부호가 거의 비슷한 성능을 가지고 있고 이것은 터보 부호의 성능과 비슷하다. 특히 quasi-static 페이딩 채널에서 채널부호를 사용하지 않은 시스템의 BE

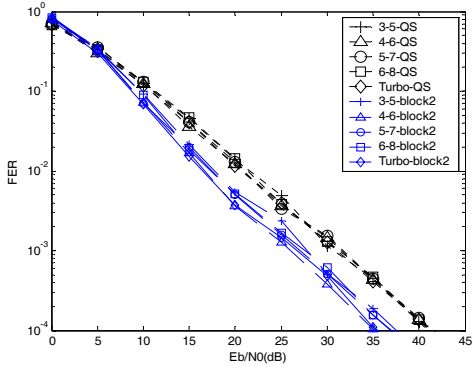


그림 7. QS 및 블록 개수 2인 블록 페이딩 채널에서 부호율=1/2인 경우

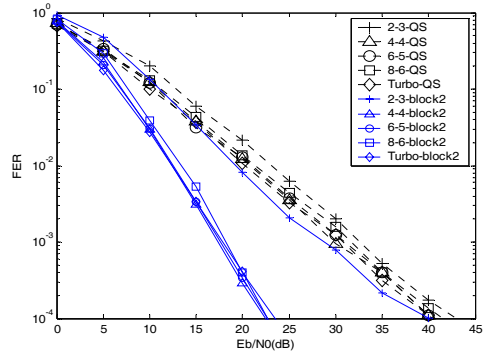


그림 8. QS 및 블록 개수 2인 블록 페이딩 채널에서 부호율=1/3인 경우

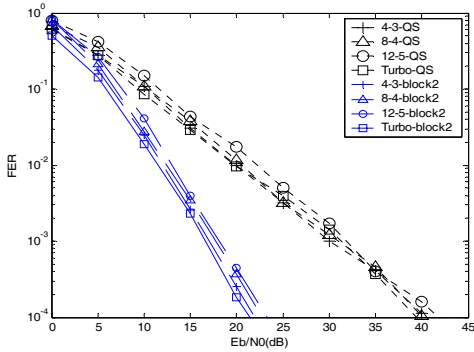


그림 9. QS 및 블록 개수 2인 블록 페이딩 채널에서 부호율=1/5인 경우

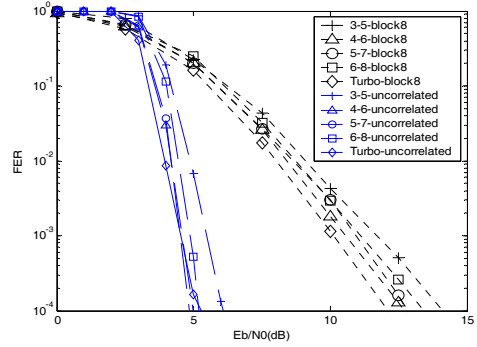


그림 10. 블록 개수 8인 블록 페이딩과 비 상관 채널에서 부호율=1/2인 경우

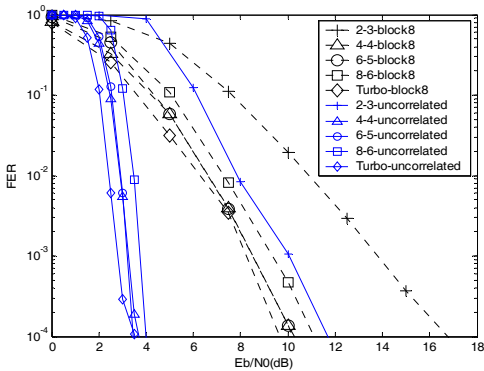


그림 11. 블록 개수 8인 블록 페이딩과 비 상관 채널에서 부호율=1/3인 경우

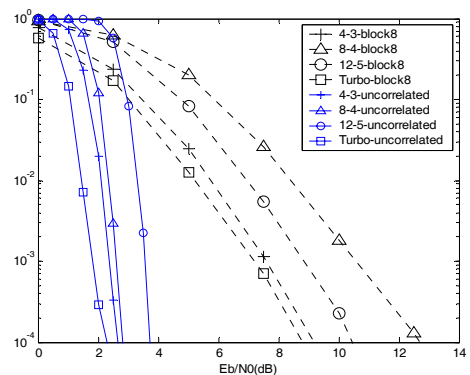


그림 12. 블록 개수 8인 블록 페이딩과 비 상관 채널에서 부호율=1/5인 경우

R 성능이 비슷함을 확인하였다. 그리고 블록개수가 8인 블록 페이딩 채널과 비 상관 페이딩 채널에서는 부호율이 1/2일 경우 (4,6), (5,7) CZZ 부호의 성능이 우수하고, 1/3일 경우 (4,4), (6,5) CZZ 부호가 우수하며, 1/5일 경우 (4,3) CZZ 부호가 다른 CZZ 부호

보다 우수하다. 비 상관 페이딩 채널의 경우 AWGN 채널의 성능처럼 부호율이 1/2, 1/3일 때 높은 SNR 영역에서 터보 부호의 오류 마무리로 인해 (4,6), (5,7), (4,4) CZZ 부호가 터보 부호보다 약간 우수하다.

표 4. 주파수 선택적 페이딩을 위한 OFDM 시스템 채널 및 시스템 변수

채널모델	S1	S2
평균 지연 확산 (mean delay spread)	25ns	436ns
Doppler shift	16Hz	1342Hz
다중 경로 개수	3	18
이동체 속도	2.9793km/h	249.8897km/h
반송파 주파수	5.8GHz	
FFT 길이	2048	
보호구간 길이	500	
대역폭	100MHz	
도플러 주파수 분포	Jakes 모델	

표 4는 주파수 선택적 페이딩을 위한 OFDM 채널 및 시스템 변수를 보여준다. 두 채널은 차세대 무선 통신 시스템을 위한 근사적 모델로서 5.8GHz의 반송파 주파수와, 100MHz의 대역폭을 가정하고 있다. 또한 주파수 선택성을 제거하기 위해 OFDM을 적용한다. 채널 S1는 평균 지연 확산이 25ns이고, 도플러 주파수가 16Hz인 보행하고 있는 이동체의 근

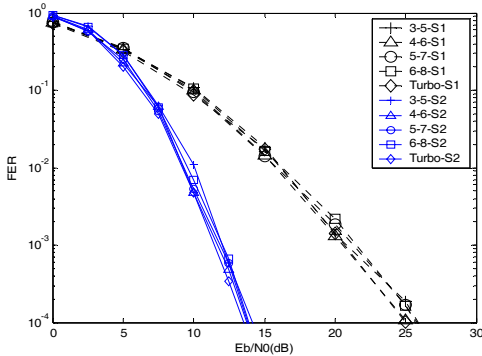


그림 13. 주파수 선택적 페이딩을 위한 OFDM 시스템에서 부호율=1/2인 경우

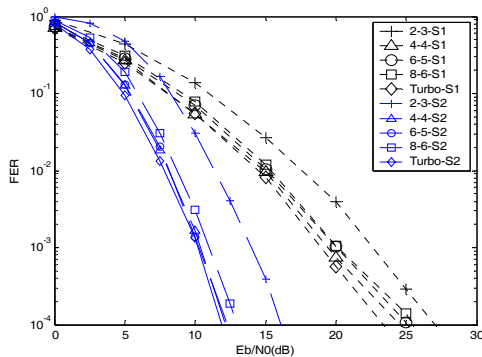


그림 14. 주파수 선택적 페이딩을 위한 OFDM 시스템에서 부호율=1/3인 경우

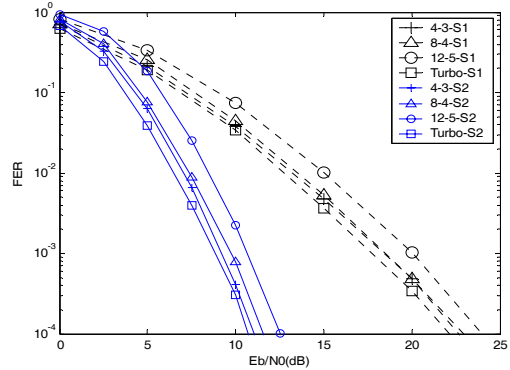


그림 15. 주파수 선택적 페이딩을 위한 OFDM 시스템에서 부호율=1/5인 경우

사 모델이며, 채널 S2는 평균 지연 확산이 436ns이고, 도플러 주파수가 1342Hz인 고속으로 이동하고 있는 이동체의 근사 모델이다. 그림 13, 14, 15는 두 채널 모델에 대한 CZZ 부호와 터보 부호의 성능을 보여주고 있다. 채널 S2는 채널 S1보다 이동체가 고속으로 이동하기 때문에 도플러 주파수와 평균 지연 확산 값이 커진다. 고속 이동 시 채널은 시간적으로 빠르게 변하고, 다수 경로의 개수도 늘어나며, 채널의 다이버시티 이득도 증가한다. 따라서 블록 페이딩의 경우처럼 주파수 선택적 페이딩 채널에서도 빠른 페이딩 채널에서 터보 부호와 CZZ 부호의 성능은 좋아진다. 주파수 선택적 페이딩 채널에서 부호율이 1/2일 경우 채널 S1, S2에서 모든 CZZ 부호가 거의 비슷한 성능을 보이며 터보 부호와 비슷하다. 부호율이 1/3일 경우 채널 S1에선 (4,4) CZZ 부호가 가장 우수한 성능을 나타내고 채널 S2에선 (4,4), (6,5) CZZ 부호가 우수하며 터보 부호에 거의 비슷하다. 또한 부호율이 1/5일 경우 채널 S1에서 (4,3) CZZ 부호가 가장 우수하며 터보 부호에 약 0.5dB 좋지 않다.

VI. 결론

2차 다항식 인터리버를 사용하여 높은 SNR 영역에서 오류 마무를 야기하는 짧은 사이클을 제거한 CZZ 부호 중에서 부호율이 1/2일 경우 (4,6), (5,7)CZZ 부호가, 부호율이 1/3일 경우 (4,4), (6,5)CZZ 부호가, 부호율이 1/5일 경우 (4,3)CZZ 부호가 다양한 페이딩 채널에서 낮은 부호화 복잡도와 복호 복잡도를 가지면서도 다양한 페이딩 채널에서 Turbo 부호에 근접한 성능을 보임을 확인하

였다. 또한 페이딩 환경에서 이동체의 속도는 중요한 요소이며, 이동체가 빠른 속도로 이동하면 완벽한 조건 하에서는 다이버시티 이득을 통한 부호의 성능 개선이 가능함을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes," in *Proc. ICC'93*, pp.1064-1070.

[2] R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes," *IRE Trans. Inform. Theory*, pp.21-28, Jan. 1962.

[3] D. J. C. MacKay and R. M. Neal, "Near Shannon limit performance of low density parity check codes," *IEEE Electron. Lett.*, pp.1645-1646, Aug. 1996.

[4] T. J. Richardson, A. Shokrollahi, and R. L. Urbanke, "Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.47, No.2, pp.619-637, Feb. 2001.

[5] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp.284-287, Mar. 1974.

[6] T. J. Richardson and R. L. Urbanke, "Efficient encoding of low-density parity-check codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.47, No.2, pp.638-656, Feb. 2001.

[7] H. Jin, A. Khandekar, and R. McEliece, "Irregular repeat-accumulate codes," *Proc. 2nd Intern. Symp. Turbo Codes and Related Topics, Brest, France*, Sep. 2000.

[8] L. Ping and K. Y. Wu, "Concatenated tree codes: a low-complexity, high-performance approach," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.47, No.2, pp.791-799, Feb. 2001.

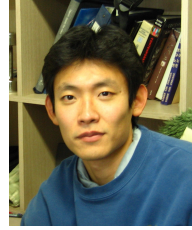
[9] L. Ping, X. L. Huang, and N. Phamdo, "Zigzag codes and concatenated zigzag codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.47, No.2, pp.800-807, Feb. 2001.

[10] S.-N. Hong and D.-J. Shin, "Optimal rate-compatible punctured concatenated zigzag codes," in *Proc. ICC'05*, May 2005, pp.627-631.

[11] J. Sun and O. Y. Takeshita, "Interleavers for Turbo codes using permutation polynomials over integer rings," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.51, No.1, pp. 101-119, Jan. 2005.

윤 정 국 (Jeong-Kook Yun)

정회원



2006년 2월 한양대학교 전자전
기공학부 학사
2008년 2월 한양대학교 전자통
신컴퓨터학과 석사
2008년 2월~현재 국방과학 연
구소 근무
<관심분야> 디지털 통신, 오류

정정부호, OFDM

유 철 해 (Chul-Hae Yoo)

준회원



2007년 2월 한양대학교 전자전
기공학부 학사
2007년 3월~현재 한양대학교
전자통신컴퓨터학과 석사과정
<관심분야> 디지털 통신, 오류
정정부호

신 동 준 (Dong-Joon Shin)

중신회원



1990년 2월 서울대학교 전자공
학과 학사
1991년 12월 Northwestern
University 전기공학과 석사
1998년 12월 University of
Southern California 전기공
학과 박사

1999년 4월~2000년 8월 Hughes Network Systems,
MTS

2000년 9월~현재 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부
부교수

<관심분야> 디지털통신, 오류정정부호, 시퀀스, 이
산수학