

데이터 비도움 반송파 위상 복원기를 사용하는 이진 위상천이 변조에 적합한 극 부호

이 아 립*, 강 동 훈*, 오 왕 록*

Modified Polar Codes Suitable for BPSK with Non-Data-Aided Carrier Phase Recovery

Arim Lee*, Donghoon Kang*, Wangrok Oh*

요 약

이진 위상천이 (binary phase shift keying) 변조와 데이터 비도움 (non-data-aided) 반송파 위상 복원 기법을 사용하는 디지털 통신 시스템에서는 180° 위상 모호성 (ambiguity)이 발생하므로 복호 과정 전에 위상 모호성 보상이 이루어져야 하지만 180° 회전 불변성 (rotationally invariant)을 갖는 채널 부호를 사용한다면 추가적인 처리 과정이 필요 없어 수신기 구현에 필요한 복잡도를 낮출 수 있다. 극 부호 (polar codes)의 생성행렬 (generator matrix)은 하삼각 구조를 가지는 2차 정방행렬의 Kronecker power 연산으로 생성되어 생성행렬의 마지막 열을 제외한 나머지 열들은 2의 승수 개의 1로 이루어지며 생성행렬의 역행렬은 생성행렬과 동일한 특징이 있다. 본 논문에서는 극 부호의 복호 구조를 나타내는 생성행렬의 역행렬이 갖는 특성을 이용하여 180° 회전 불변성 극 부호 설계 기법을 제안한다. 제안하는 극 부호는 기존 극 부호와 동일한 부호화 및 복호 복잡도를 가지며 위상 오차 0° 및 180° 에서 위상 오차가 없는 기존 극 부호의 성능과 유사한 결과를 얻을 수 있다.

Key Words : Polar code, Non-data-aided carrier recovery, Rotationally invariant code

ABSTRACT

In this paper, we propose a 180° rotationally invariant polar code suitable for digital communication systems employing binary phase-shift keying and non-data-aided carrier phase recovery. Generator matrix of polar code can be constructed by kronecker power product of a lower triangular square matrix and thus, every columns of the generator matrix has a power of 2 number of 1's except for the last column. Also, the inverse of the generator matrix is same to the generator matrix. Hence, every information bits except for the last one can be represented as an XOR of even number of coded bits. Based on this observation, we propose a 180° rotationally invariant polar code. The proposed polar code not only offers identical performance to that of conventional polar code with perfect carrier phase recovery under both 0° and 180° carrier phase offsets but also requires identical encoding and decoding complexities to those of the conventional polar code.

* First Author: Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, arim@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, 정희원

논문번호 : KICS2017-09-234, Received September 14, 2017; Revised November 17, 2017; Accepted November 26, 2017

I. 서 론

Arikan에 의해 제안된 극 부호 (polar codes)는 이진 입력 이산 무기억 대칭 채널 (binary-input discrete memoryless symmetric channel, BI-DMS)에서 채널 용량을 달성할 수 있다고 이론적으로 증명된 최초의 오류 정정 부호이다^[1]. 극 부호는 낮은 부호화 및 복호 복잡도를 가지며 채널을 합성 및 분리하여 채널 양극화 (polarization)를 달성하며 양극화 된 채널 중 신뢰도가 높은 채널에 정보 비트를 보내고 신뢰도가 낮은 채널에 고정 비트 (frozen bit)를 전송하여 채널 용량을 달성하는 방식으로 설계 신호대잡음비 (signal to ratio)에 따라 부호 구조가 달라지는 특징이 있다. 극 부호의 복호 기법으로 처음 제안된 연속 제거 복호 (successive cancellation decoding)는 수신된 값과 이전에 복호된 값을 이용하여 현재의 정보 비트를 복호하는 방식으로 연속 제거를 통해 순차적으로 복호를 수행한다. 이 방법의 단점으로는 오류 전파 현상이 발생한다는 것이며 이를 해결하기 위하여 확률이 높은 L 개의 복호 경로를 유지하는 연속 제거 리스트 (successive cancellation list) 방법과 오류검출 방법인 CRC (Cyclic Redundancy Check)를 이용한 기법 등이 제안되었다^[2].

데이터 비도움 (non-data-aided) 반송파 위상 복원 기법은 수신된 신호와 위상 차이가 가장 작은 변조 심볼이 전송된 것으로 가정하고 위상 오차를 복원하는 기법으로 이진 위상천이 (binary phase shift keying) 변조와 데이터 비도움 반송파 위상 복원 기법을 사용하는 디지털 통신시스템에서는 180° 위상 모호성 (ambiguity)이 발생한다^[3]. 이와 같은 경우 복호 과정을 수행하기 전에 위상 모호성을 제거하여야 하지만 180° 회전 불변성 (rotationally invariant)을 갖는 채널 부호를 사용한다면 위상 모호성 제거를 위한 추가적인 과정이 필요하지 않다. 따라서 본 논문에서는 극 부호의 복호 구조 특징을 이용하여 180° 회전 불변성 극 부호를 제안한다.

극 부호의 생성행렬은 하삼각 구조를 가진 2차 정방 행렬의 Kronecker power 연산으로 생성되어 마지막 열을 제외한 나머지 열들은 2의 승수 개의 1로 구성되며 생성행렬 (generator matrix)의 원소는 갈로아 체 (Galois field) 2의 원소들인 0과 1로 구성된다. 극 부호의 복호 구조를 나타내는 생성행렬의 역행렬은 생성행렬과 동일한 특징이 있으며 앞에서 기술한 생성행렬을 구성하는 열들의 특징으로 인하여 극 부호의 마지막 입력 비트를 제외한 나머지 입력 비트들이

2의 승수 개의 부호 비트들의 XOR 연산으로 복호된다. 이러한 복호 구조의 특징으로 인하여 위상 오차가 180° 존재할 때 2의 승수 개의 부호 비트들로 복호되는 입력 비트들은 180° 회전 불변성을 가지지만 마지막 입력 비트는 180° 회전 불변성을 가지지 않는다.

본 논문에서는 극 부호를 수정하여 위상 오차가 0° 일 경우와 180° 일 때 동일한 성능을 얻을 수 있는 180° 회전 불변성 극 부호 설계 기법을 제안한다. 제안하는 기법에서는 회전 불변성을 가지지 않는 마지막 입력 비트를 고정 비트로 사용하며 부호화 및 복호 복잡도는 기존 방식과 같으며 위상 오차 0° 및 180° 에서 위상 오차가 없는 기존 극 부호와 유사한 성능을 얻을 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 본 논문에서 고려하는 극 부호의 구조와 채널에 대해 설명하고 3장에서 회전 불변성을 갖는 극 부호를 제안한다. 제안된 극 부호의 성능을 4장에서 제시하고 5장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

극 부호는 양극화된 채널 $N=2^n$ 개 중 신뢰도가 높은 K 개를 선택하여 정보 비트를 전송하고 나머지 $(N-K)$ 개에 고정 비트를 전송하는 방식으로 논문에서는 고정 비트로 0을 사용하였다. 이때 부호율 (code rate)은 $R=K/N$ 이며 정보 비트들의 인덱스 집합은 I , 고정 비트들의 인덱스 집합은 I^c 이다. 극 부호의 부호화 구조는 그림 1과 같으며 그림 1에서 $N \times N$ 인 생성 행렬 \mathbf{G}_N 은 채널 합성과정으로 식 (1)처럼 나타낼 수 있다^[1].

$$\mathbf{G}_N = \mathbf{F}^{\otimes n}. \quad (1)$$

식 (1)에서 볼 수 있는 바와 같이 \mathbf{G}_N 은 하삼각 정방행렬 $\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ & 1 \end{bmatrix}$ 의 n 차 Kronecker power 연산으로 얻을 수 있으며 부호어 \mathbf{x}_0^{N-1} 은 식 (2)처럼 생성행렬 \mathbf{G}_N 과 입력 벡터 \mathbf{u}_0^{N-1} 로 생성할 수 있다.

$$\mathbf{x}_0^{N-1} = \mathbf{u}_0^{N-1} \mathbf{G}_N. \quad (2)$$

식 (2)에서 $\mathbf{u}_i^j = [u_i, u_{i+1}, \dots, u_j]$ 는 i 부터 j 번째까지의 인덱스에 해당하는 u 원소들로 이루어진 벡터를

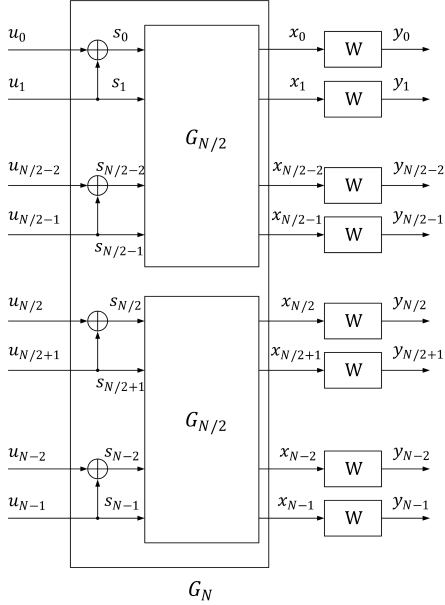


그림 1. 극 부호의 부호화 구조
Fig. 1. Encoder structure of polar code

의미하며 이때 \mathbf{u}_0^{N-1} 은 $u_i = 0, i \in I^c$ 인 고정 비트와 $u_i \in \{0,1\}, i \in I$ 의 정보 비트로 이루어진다. 극 부호의 설계 방법으로는 양극화된 채널을 바타차리아 한계 (Bhattachayya bound), 가우시안 근사화 (Gaussian approximation) 등의 방법으로 신뢰도를 측정하여 설계할 수 있으며 본 논문에서는 각 채널의 오류 확률의 상한 계 (upper bound)를 계산하는 바타차리아 한계를 이용하여 극 부호를 설계하였다^{4,5}. 부호 비트 x_i 는 이진 위상천이 변조된 후 채널을 통해 전송되며 수신된 y_i 는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있으며

$$y_i = e^{j\theta} (-1)^{x_i} + n_i, \quad i = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3)$$

식 (3)에서 θ 는 위상 오차를 나타내며 n_i 는 평균이 0이며 분산은 $N_0/2$ 인 가산성 백색 가우시안 잡음 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 채널이다. 본 논문에서는 데이터 비도움 반송파 위상 복원기를 가정하였으며 완전한 반송파 위상 복원이 이루어졌다고 가정하면 $\theta \in \{0^\circ, 180^\circ\}$ 여서 180° 위상 모호성이

존재한다.

III. 수정된 극 부호

극 부호에서 경관정 (hard decision) 복호를 고려하면 복호된 비트 $\hat{\mathbf{u}}_0^{N-1}$ 은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있으며

$$\hat{\mathbf{u}}_0^{N-1} = \hat{\mathbf{x}}_0^{N-1} \mathbf{G}_N^{-1} = \hat{\mathbf{x}}_0^{N-1} \mathbf{H}_N, \quad (4)$$

여기에서 $\hat{\mathbf{x}}_0^{N-1}$ 은 수신된 값 \mathbf{y}_0^{N-1} 의 경관정 값을 나타내며 \mathbf{H}_N 은 생성행렬의 역행렬 \mathbf{G}_N^{-1} 으로 주어진다. 갈로아 체 2 상에서 \mathbf{F}^{-1} 은 식 (5)와 같이 쓸 수 있으며

$$\mathbf{F}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} = \mathbf{F}, \quad (5)$$

행렬 \mathbf{A} 와 \mathbf{B} 의 Kronecker power $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ 의 역행렬은 $\mathbf{A}^{-1} \otimes \mathbf{B}^{-1}$ 으로 표현되므로⁶ \mathbf{H}_N 은 식 (6)과 같이 표현 할 수 있다.

$$\mathbf{H}_N = \mathbf{G}_N^{-1} = (\mathbf{F}^{\otimes n})^{-1} = \mathbf{F}^{\otimes n} = \mathbf{G}_N. \quad (6)$$

식 (6)에서 볼 수 있는 바와 같이 \mathbf{H}_N 과 \mathbf{G}_N 은 동일한 행렬이며 이에 따라 \mathbf{H}_N 의 마지막 열을 제외한 모든 열들은 짝수 개의 1을 갖는다. 따라서 식 (4)에서 $\hat{\mathbf{u}}_0^{N-1}$ 의 원소들 중 \hat{u}_{N-1} 을 제외한 모든 원소들은 짝수 개의 부호 비트들의 경관정 값들의 XOR 연산으로 복호되므로 $\theta = 180^\circ$ 일 경우에 $\hat{\mathbf{u}}_0^{N-2}$ 는 180° 회전 불변성을 갖는다. 이와 같은 특징은 극 부호의 연관정 (soft decision) 복호에서도 동일하게 나타난다.

LLR (log likelihood ratio)을 사용하는 연관정 복호에서 그림 2의 \hat{b}_i 과 \hat{b}_{i+1} 의 LLR을 구하는 연산을 각각 노드 연산 $f(\cdot)$ 와 노드 연산 $g(\cdot)$ 라고 하면 $L(\hat{b}_i)$ 는 식 (7)과 같이 계산할 수 있으며 $L(\hat{b}_{i+1})$ 은 식 (8)과 같이 구할 수 있다⁷. 식 (7)과 식

$$L(\hat{b}_i) = f(L(\hat{a}_i), L(\hat{a}_{i+1})) = \tanh^{-1}(\tanh(L(\hat{a}_i)/2)\tanh(L(\hat{a}_{i+1})/2)), \quad (7)$$

$$L(\hat{b}_{i+1}) = g(L(\hat{a}_i), L(\hat{a}_{i+1}), \hat{b}_i) = (-1)^{\hat{b}_i} L(\hat{a}_i) + L(\hat{a}_{i+1}). \quad (8)$$

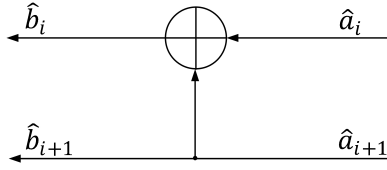


그림 2. 극 부호의 복호 기본 구조
Fig. 2. Basic structure of decoder for polar codes

(8)에서와 같이 $f(\alpha, \beta) = f(-\alpha, -\beta)$ 이며 $g(\alpha, \beta, \gamma) = -g(-\alpha, -\beta, \gamma)$ 이다. $N=8$ 인 극 부호의 연판정 복호 과정을 도식화하면 그림 3과 같다.

그림 3에서 $L_k^{(i)}$ 는 k 단계에서 i 번째 LLR을 나타내며 실선과 점선은 연산 $f(\cdot)$ 와 연산 $g(\cdot)$ 의 입력들을 각각 나타낸다. k 단계의 $L_k^{(i)}, k=1, 2, \dots, n, i=0, 1, \dots, N-1$ 은 $(k-1)$ 단계에서 구한 LLR들을 이용하여 식 (9)와 같이 $f(\cdot)$ 연산과 $g(\cdot)$ 연산으로 계산할 수 있으며

$$L_k^{(i)} = \begin{cases} f(L_{k-1}^{(i)}, L_{k-1}^{(i+2^{k-1})}), & \text{for } f \text{ node} \\ g(L_{k-1}^{(i-2^{k-1})}, L_{k-1}^{(i)}, \hat{a}_{k-1}^{(i-2^{k-1})}), & \text{for } g \text{ node,} \end{cases} \quad (9)$$

$L_0^{(i)}$ 은 식 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$L_0^{(i)} = \log \left(\frac{P(y_i | x_i = 0)}{P(y_i | x_i = 1)} \right). \quad (10)$$

식 (10)에서 $L_0^{(i)}$ 는 위상 오차 180° 에서 위상 오차가

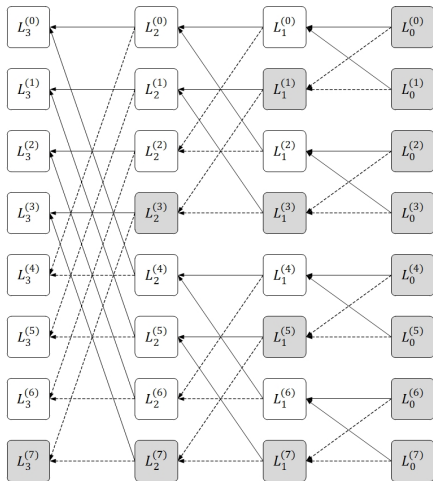


그림 3. 극 부호의 연판정 복호 과정($N=8$)
Fig. 3. Soft decision decoding process of polar code ($N=8$)

없을 경우와 비교하면 평균적으로 부호가 반대인 값을 갖는다. 이때 $L_1^{(i)}$ 을 살펴보면 0단계의 LLR들을 $f(\cdot)$ 연산할 경우 위상 오차가 0° 일 때와 180° 일 때 동일한 값을 가지며 $g(\cdot)$ 연산의 결과는 부호가 반대인 값을 갖는다. 여기에서 각 단계 별로 위상 오차 0° 와 180° 에 관계없이 동일한 값을 갖는 노드들은 흰색으로 표시하였고 부호가 반대인 값을 가지는 노드들은 회색으로 표시하였다. 이와 같은 과정을 거치게 되면 그림 3에서 볼 수 있는 바와 같이 최종 단계에서 마지막 노드만 $\theta = 0^\circ$ 와 180° 인 경우에 부호가 반대이고 나머지 노드들은 모두 동일한 값을 갖는다. 따라서 극 부호의 연판정 복호에서도 마지막 입력 비트를 제외한 나머지 입력 비트들은 180° 회전 불변성을 갖는다. 일반적인 극 부호는 마지막 입력 비트의 부호가 바뀌게 되므로 복호 과정 이전에 위상 모호성을 해결하지 않을 경우 성능 열화가 발생한다. 본 논문에서는 180° 회전 불변성을 갖는 극 부호를 설계하기 위하여 180° 회전 불변성을 갖지 않는 마지막 채널에는 항상 고정 비트를 전송하고 나머지 $(N-1)$ 개의 채널들 중 신뢰도가 높은 K 개의 채널에 정보 비트를 전송하는 기법을 제안한다. 제안하는 극 부호는 일반적인 극 부호와 동일한 부호율을 제공할 수 있으며 부호화 및 복호 복잡도 역시 일반적인 극 부호와 동일하다.

IV. 전산 실험

본 논문에서는 회전 불변성을 갖는 제안된 극 부호의 성능을 확인하기 위하여 부호율 $R=0.5$ 이며 $N=256, 1024$ 인 경우의 성능을 확인하였다. 전산 실험은 이진 위상천이 변조와 AWGN 채널을 고려하였으며 설계 $E_b/N_0=5$ dB에서 바타차리야 한계 방식으로 극 부호를 설계하여 연속 제거 기법을 사용하여 복호하였다^[1]. 여기에서 E_b 는 정보 비트 당 에너지를 나타낸다.

그림 4는 $E_b/N_0=3.5$ dB, $N=1024$ 인 경우에 대하여 위상 오차에 따른 기존 극 부호와 제안하는 극 부호의 비트오율 (bit error rate)과 프레임오율 (frame error rate) 성능을 비교한 것이다. 그림 4에서 확인할 수 있는 바와 같이 위상 오차가 0° 와 180° 일 때의 비트오율 및 프레임오율 성능이 동일한 제안하는 극 부호와 달리 위상 오차 180° 에서 기존 극 부호는 성능 열화가 발생한다. 특히 프레임오율 성능을 보면 위상 오차가 180° 일 때 기존 극 부호는 마지막 입력 비트로 인해 프레임 오류가 계속 발생한다는 것을 확인할 수

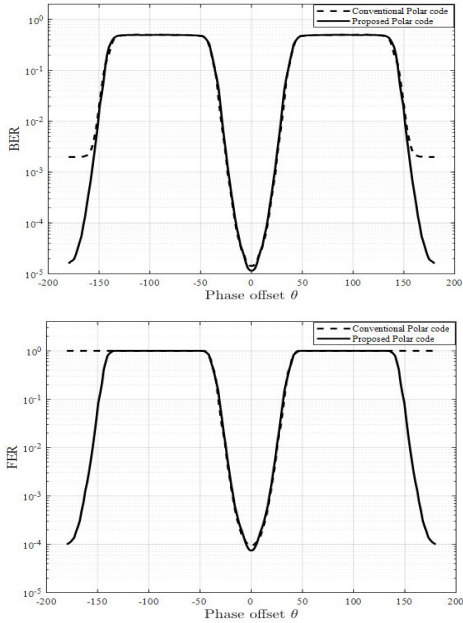


그림 4. $E_b/N_0 = 3.5$ dB에서 위상 오차에 따른 기존 극 부호와 제안하는 극 부호의 비트오율 및 프레임오율 성능 ($N=1024, K=512$)
 Fig. 4. BER and FER performances of the conventional polar code and the proposed polar code versus phase offset for $E_b/N_0 = 3.5$ dB, $N=1024$ and $K=512$

있다.

그림 5와 그림 6은 $N=256, K=128$ 와 $N=1024, K=512$ 일 때 $\theta = 0^\circ$ 와 180° 에서 제안된 극 부호와 기존 극 부호의 E_b/N_0 에 따른 비트오율 성능을 나타낸 것이다. 제안하는 180° 회전 불변성 극 부호에서는 180° 회전 불변성을 달성하기 위하여 기존 극 부호에서 고정 비트 전송에 사용되는 채널들 중 신뢰도가 가장 높은 채널에 추가적으로 정보 비트를 전송한다. 따라서 위상 오차가 없을 경우에는 기존 극 부호 대비 성능 열화가 발생할 수 있다. 그러나 일반적으로 기존 극 부호에서 정보 비트 전송에 사용되는 채널들 중 신뢰도가 가장 낮은 채널의 신뢰도와 제안하는 기법에서 추가적으로 정보 비트가 전송되는 채널의 신뢰도의 차이는 크지 않으며 이와 같은 차이는 부호어의 길이가 길어질수록 줄어든다. 따라서 부호어의 길이가 증가함에 따라 위상 오차가 없는 경우의 기존 극 부호 성능과 0° 및 180° 위상 오차가 있는 경우 제안하는 극 부호의 성능이 유사해지며 이와 같은 현상은 그림 5와 6을 통해 확인할 수 있다. 제안하는 극 부호는 $\theta = 0^\circ$ 와 180° 에서 위상 오차가 없는 기존

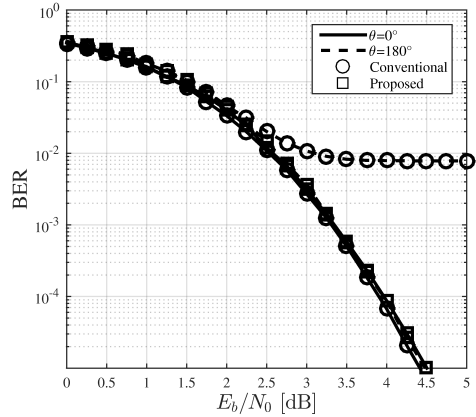


그림 5. $\theta = 0^\circ$ 와 180° 일 때 기존 극 부호와 제안하는 극 부호의 비트오율 성능 ($N=256, K=128$)
 Fig. 5. BER performances of the conventional polar code and the proposed polar code for $\theta = 0^\circ$ and 180° ($N=256, K=128$)

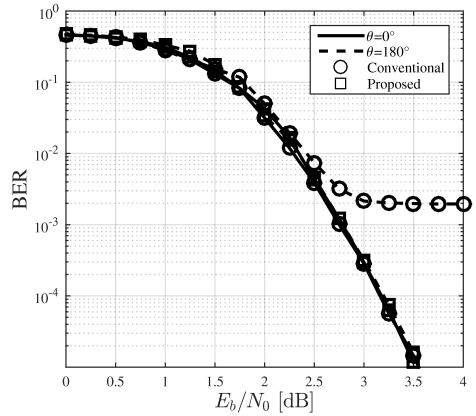


그림 6. $\theta = 0^\circ$ 와 180° 일 때 기존 극 부호와 제안하는 극 부호의 비트오율 성능 ($N=1024, K=512$)
 Fig. 6. BER performances of the conventional polar code and the proposed polar code for $\theta = 0^\circ$ and 180° ($N=1024, K=512$)

극 부호와 유사한 비트오율을 달성하지만 기존 극 부호는 $\theta = 180^\circ$ 인 경우 성능 열화를 나타내며 신호대 잡음비가 증가하더라도 비트오율 성능이 개선되지 않는 오류마루 (error floor) 현상이 존재한다.

V. 결론

본 논문에서는 극 부호의 복호 구조의 특징을 이용하여 위상 오차 $\theta = 0^\circ$ 와 180° 에서 동일한 성능을 얻을 수 있는 180° 회전 불변성 극 부호를 설계하였으며 전산 실험을 통해 그 성능을 확인하였다. 제안하는

극 부호는 마지막 채널에는 항상 고정 비트를 전송하고 나머지 채널들 중 신뢰도가 높은 채널에 정보 비트를 전송하는 방식으로 180° 회전 불변성을 달성한다. 제안하는 극 부호의 경우 위상 오차 $\theta = 0^\circ$ 및 180° 일 경우 위상 오차가 없는 기존 극 부호와 동일한 성능을 얻을 수 있으며 부호화 및 복호 복잡도는 기존 극 부호와 동일하다. 제안하는 극 부호는 데이터 비도움 반송파 위상 복원 기법을 사용하는 이진 위상 변조 시스템과 사용되어 수신기 구현 복잡도를 낮출 수 있는 장점이 있다.

References

[1] E. Arikan, "Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 55, no. 7, pp. 3051-3073, Jul. 2009.

[2] B. Li, H. Shen, and D. Tse, "An adaptive successive cancellation list decoder for polar codes with cyclic redundancy check," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 16, no. 12, pp. 2044-2047, Dec. 2012.

[3] R. D. Gitlin, J. F. Hayes, and S. B. Weinstein, *Data Communications Principles*, Springer Science & Business Media, 1992.

[4] I. Tal and A. Vardy, "How to construct polar codes," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 59, no. 10, pp. 6562-6582, Oct. 2013.

[5] D. Wu, Y. Li, and Y. Sun, "Construction and block error rate analysis of polar codes over AWGN channel based on gaussian approximation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 18, no. 7, pp. 1099-1102, Jul. 2014.

[6] A. N. Langville and W. J. Stewart, "The kronecker product and stochastic automata networks," *J. Computational and Appl. Math.*, vol. 167, no. 2, pp. 429-447, Jun. 2004.

[7] C. Leroux, I. Tal, A. Vardy, and W. J. Gross, "Hardware architectures for successive cancellation decoding of polar codes," in *Proc. IEEE ICASSP Conf.*, pp. 1665-1668, Prague, Czech Republic, May 2011.

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

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