

# 고속 전력선통신 시스템의 비이진 터보 부호 성능

## Performance of Double Binary Turbo Code for Power Line Communication Systems

이 재 선\*, 양 재 수\*, 우 상 규\*\*, 윤 병 완\*\*, 김 진 영\*

Jae Sun Lee, Jae Su Yang, Sang Kyu Woo, Byung Wan Yoon, Jin-Young Kim

### Abstract

In this paper, performance of a turbo-coded PLC system is analyzed and simulated in a power line communication channel. Since the power line communication system typically operates in a hostile environment, turbo code has been employed to enhance reliability of transmitted data. The performance is evaluated in terms of bit error probability. As turbo decoding algorithms, Max-Log-MAP algorithms are chosen and performances are compared. The results in this paper can be applied to OFDM-based high-speed power line communication systems.

**Keywords** : Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM), Power Line Communication(PLC), Turbo Coding.

### I. 서 론

전력선통신(Power Line Communication) 기술은 유선 액세스 네트워크 솔루션 중 높은 잠재력을 갖고 있는 후보로서 논의되고 분석되어왔다[1-4]. 그 이유는 가정, 사무실 그리고 다른 건물 안에서 네트워킹의 중요성이 증가하고 PLC 네트워크가 이미 존재하기 때문이다. 따라서 PLC는 시골에 광대역 연결을 제공하는데 선호되며 전화선과 케이블이 없는 곳을 원격 조정할 수도 있다. 하지만 여전히 많은 문제들이 남아있다 [5-7]. 전력선은 원래 데이터 전송을 위해 설계되어있지 않고 데이터 전송에 대한 불리한 환경을 제공한다. 전송 채널로서 전력선의 주요 이슈는 변화하는 임피던스, 적지 않은 화이트 노이즈가 아닌 실제 노이즈와 높은 레벨의 주파수 의존 감쇄이다. PLC 채널은 수신단 앞 단(front end)의 화이트 가우시안 노이즈(WGN)와 유사한 특성을 거의 갖지 않는다. 따라서 전력 온/오프에 의한 임펄스 노이즈가 중요한 문제 중 하나로 고려된다 [8-9]. 게다가, 집 안에서 두 개의 장치들 사이에 채널은 복잡한 라인 네트워크의 전송 기능을 갖는다. 그러므로 신호 전파의 다중경로가 발생한다[10].

이러한 불리한 채널 조건을 극복하기 위해서, PLC 채널에 대해 데이터를 전송하는 동안의 손상을 보상하기 위해 채널 코딩 개념이 사용되는데[11-12], 지금까지 PLC 기술에 대한 몇몇 채널 코딩 개념들이 제안되었다. Viterbi 알고리즘을 사용한 Convolutional 코드는 무선 시스템에서 에러를 성능을 강화시키는데 사용되고, Reed-Solomon(RS) 코드는 콤팩트 디스크와 같은 저장 디스크에서의 버스트 에러를 피하기 위해 사용된다. 터보 코드는 1993년 Berrou,

Glavieux, Thitimajshima에 의해 제안되었다. 이러한 코드들은 매우 좋은 에러 정정 능력을 보여주는데, 0.7 dB의  $E_b/N_0$  에서 부가된 화이트 가우시안 노이즈(AWGN) 채널과 BPSK 변조에 대해서 1/2 코딩율을 사용하여 10<sup>-5</sup>의 비트 에러 확률을 나타낸다. 터보 코드는 반복되는 구조를 갖으며 그 성능은 가벼운 정보의 반복되는 처리에 의해 향상된다. 터보 코드 구조를 수정함으로써 에러 정정 능력이 향상된 비이진 터보 코드는 [15-16]에서 제안되었다. 전형적인 터보 코드에서 오직 한 비트만이 터보 인코더에 입력되는 반면 비이진 터보 코드에서는 두 비트가 한꺼번에 인코더에 입력된다. 비이진 터보 코드는 코드 워드들 사이의 최소 거리가 증가하는 경우에 약간의 이점을 갖는데, 이는 결국 복호화 성능을 향상시키고, 처리량을 증가시키면서 비이진 터보 코드가 복호화 되는데 필요한 처리 시간은 감소시킨다.

본 논문에서는 PLC 채널에서 비이진 터보 코드화된 OFDM의 성능을 분석하고 실험하였다. 낮은 복잡도와 높은 처리량, 저전력 소모 때문에 디코딩 과정에서 Max-Log-MAP 알고리즘을 적용하였다. 성능은 비트 에러 확률 측면에서 분석되었다.

이 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서는 비이진 터보 인코더/디코더를 사용한 OFDM 시스템에 대한 설명과 PLC 채널을 제시하였다. 3장에서 비이진 터보 코딩과 디코딩 알고리즘을 설명하였고, 4장에서 실험 결과와 논의를 보여주었다. 마지막으로 5장에서 결론을 제시하였다.

### II. 시스템 모델

비이진 터보 코딩 개념을 사용한 OFDM 블록 다이어그램을 그림 1에 나타내었다. 직렬 데이터 스트림이 비이진 터보 인코더를 사용하여 먼저 부호화 되고 부호화된 데이터 스트림은 16 QAM 성상도 개념을 사용하여 심볼 전송

접수일자 : 2009년 8월 7일

최종완료 : 2009년 8월 7일

\*광운대학교

교신저자, E-mail : abalani@naver.com

\*\*KT 인프라연구소

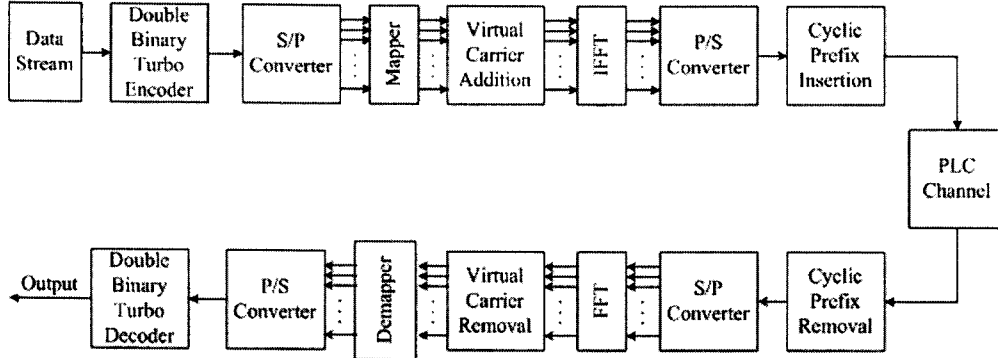


그림 1. 비이진 터보 코딩 개념의 PLC 시스템 기반 OFDM 구조  
 Fig 1. Structure of double binary turbo coded OFDM based PLC system

를  $1/T_s$ 의 데이터 심볼에 맵핑된다. 그 결과 나온 심볼 스트림은  $N_c$  데이터 심볼들의 벡터로 역다중화 (demultiplexed) 된다. 병렬 데이터 심볼 레이트는  $1/(N_c + T_s)$ 이고 병렬 심볼 지속시간은 직렬 심볼 지속시간  $T_s$ 보다  $N_c$ 배 더 길다. 데이터 심볼 벡터의 IFFT는 계산된다. 그 결과들은 다음과 같이 OFDM 신호  $x(n)$ 를 구성한다.

$$x(n) = \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=-K}^K X_k \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N_c}\right) \right), \quad (1)$$

여기서  $n=0, 1, \dots, N_c-1$  이고  $N_c \geq 2K+1$  이다.

다중경로 효과는 시분산 채널들의 내부 심볼 간섭(ISI)를 야기하고 OFDM의 직교성을 왜곡시킨다. PLC 다중경로 채널에서 OFDM의 직교성(orthogonality)을 유지하기 위해 가드 인터벌을 각 OFDM 블록 앞에 삽입한다. 가드 인터벌의 지속시간은 ISI를 제거하기 위해 채널 임펄스 응답보다 커야한다.  $j^{th}$  번째 OFDM 블록의 마지막  $N_g$  샘플들은 OFDM 프레임  $s(n)$ 을 만드는 프리앰블(preamble)로서 복사되고 붙여진다. 이것이 잘 알려진 cyclic prefix(CP)이다. 이 과정을 마친 신호는 전송된다.

수신단에서 전송된 데이터는 CP를 제거한 뒤 얻게 되고, FFT를 사용한 각 프레임의  $N_c$  샘플들은 복조된다. 분산 환경에서 가드 인터벌에 대한 요구사항은  $N_c/(N_c + N_g)$ 에 의해 OFDM 전송의 전체 효율을 확실히 감소시킨다.

전력선에서 노이즈는 컬러(colored) 노이즈와 백그라운드(background) 노이즈, 임펄스(impulse) 노이즈, 세가지 카테고리로 분류된다. 본 논문에서는 전력선 통신 채널에 대해서 백그라운드 노이즈와 임펄스 노이즈 두가지 타입에 대해 고려할 것이다.

시간 도메인에서 수신된 신호는 다음과 같이 나타낸다.

$$r(n) = x(n) + n(n), \quad (2)$$

여기서,  $n(n) = w(n) + u(n)$  은 수신단 측에서의 결합된 노이즈이다.  $w(n)$ 은 백그라운드 노이즈(평균이 0 이고 분산이  $2\sigma_w^2$ 인 AWGN)이고,  $u(n)$ 은 임펄스 노이즈이다.

임펄스 노이즈를 Bernoulli-Gaussian 프로세스로 가정하

면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u(n) = b(n)g(n), \quad (3)$$

여기서  $b(n)$ 는 Bernoulli 프로세스, 다시 말해서  $\Pr(b(n)=1) = p$ 을 갖는 독립적이고 동일하게 분포된(i.i.d) 0 과 1의 시퀀스이고,  $g(n)$ 는 평균이 0 이고 분산이  $2\sigma_u^2$ 인 복소 WGN이다.

$n(n), p_N(n_R, n_I)$ 의 확률 밀도 함수(PDF)는 [18]에서 설명되었고 다음과 같이 표현할 수 있다. 여기서  $n_R$  과  $n_I$ 는 각각  $n(n)$ 의 상수 부분과 복소수 부분이다.

$$P_n(n_R, n_I) = (1-p) \cdot G(n_R, 0, \sigma_w^2) \cdot G(n_I, 0, \sigma_w^2) \cdot p \cdot G(n_R, 0, \sigma_w^2 + \sigma_u^2) \cdot G(n_I, 0, \sigma_w^2 + \sigma_u^2), \quad (4)$$

$$\text{여기서 } G(x, m_x, \sigma_x^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left(-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma_x^2}\right) \text{ 는}$$

평균  $m_x$ 와 분산  $\sigma_x^2$ 의 가우시안 밀도이다.

$2^M$  QAM의 일반적인 경우에 대하여( $M=2, 4, 8, \dots$ ) 상사도안의 점들은 서로 거리  $d$ 만큼 떨어진 공간에 자리 잡는데, 이는 아래의 식에서 주어진 심볼 에러 확률  $P_{QAM}$ 의 정확한 표현을 쉽게 보여줄 수 있다.

$$P_{QAM} = 1 - \frac{1}{2^{M-2}} \left[ P_1 + \left(2^{\frac{M-1}{2}} - 1\right) P_2 + \left(2^{\frac{M-1}{2}} - 1\right) P_3 + \left(2^{\frac{M-1}{2}} - 1\right) P_4 \right], \quad (5)$$

$$P_1 = \Pr\left(n_R \geq -\frac{d}{2} \ \& \ n_I \geq -\frac{d}{2}\right), \quad (6)$$

$$P_1 = \Pr\left(|n_R| \leq -\frac{d}{2} \ \& \ |n_I| \leq -\frac{d}{2}\right), \quad (7)$$

$$P_1 = \Pr\left(|n_R| \leq -\frac{d}{2} \ \& \ n_I \geq -\frac{d}{2}\right), \quad (8)$$

$$P_1 = \Pr\left(n_R \geq -\frac{d}{2} \ \& \ |n_I| \leq -\frac{d}{2}\right), \quad (9)$$

그렇다면 임펄스 노이즈를 갖는 QAM의 심볼 에러 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{Q,1V} = 1 - \frac{(1-p)}{2^{M-2}} \left[ \left\{ (1-A_0) + \left( 2^{\frac{M}{2}-1} - 1 \right) (1-2A_0) \right\}^2 \right. \\ \left. - \frac{p}{2^{M-2}} \left[ \left\{ (1-A_V) + \left( 2^{\frac{M}{2}-1} - 1 \right) (1-2A_V) \right\}^2 \right] \right] \quad (10)$$

여기서  $A_0 = Q\left(\frac{d}{2\sigma_w}\right)$ ,  $A_V = Q\left(\frac{d}{2\sqrt{\sigma_w^2 + \sigma_u^2}}\right)$ , 그리고  $Q(\cdot)$ 은 에러 함수이다.

### III. 비이진 터보 코딩과 디코딩

#### 1. 비이진 터보 인코더

비이진 터보 인코더 [15,16]는 그림 2에 나타나 있다. 여기서  $S_1$ ,  $S_2$  그리고  $S_3$ 는 시프트 레지스터를 가리킨다. 정보 비트  $W$ 로 구성된 부호화될 데이터 시퀀스는 순환 컨볼루션(CRSC) 인코더에 두 번 입력된다. 첫 번째는 스위치가 위치 1에 있을 때 데이터 원래의 순서대로 입력된다. 그 다음은 스위치가 위치 2에 있을 때 시간 순서치환 블록인 컨볼루션 터보 코드(CTC) 인터리버에 의해 데이터가 섞인 순서대로 입력되는데, 인코더에  $W=2 \times M$  비트 블록들이 입력된다.  $M$ 은 4의 배수이다. 따라서  $W$ 는 8의 배수이다. 버스트 프리엠블 후, 첫 비트의 MSB는 A, 그 다음 비트는 B, 그리고 나머지 비트들도 A, B에 차례대로 할당된다.

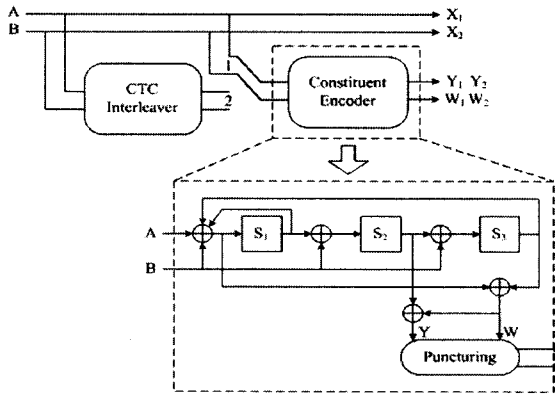


그림 2. 비이진 터보 코딩 인코더 구조  
Fig 2. Structure of double binary turbo encoder

먼저, 인코더는 모두 제로 상태로 초기화된 다음 증가하는 어드레스( $i=0, \dots, M-1$ )를 갖는 원래 순서의 시퀀스에 의해 입력된다. 데이터 시퀀스는 한번 인코딩되며, 마지막 상태  $S_{2T}^0$ 에 도달한다. 그러면 순환 상태  $S_c$  값은 아래 식으로부터 계산된다.

$$S_c = \langle I + G^M \rangle^{-1} \cdot S_{1T}^0 \quad (11)$$

여기서  $I$ 는 단위 행렬,  $G^M$ 은 다루어지는 코드의 행렬 발생기이다. 표 1은  $M$ 의 서로 다른 값에 대한  $S_c$ 와  $S_{1T}^0$ 사이의 관계를 보여준다.

게다가, 인코더는 순환 상태  $S_{c1}$ 를 갖는 원래 순서와 같은 시퀀스에 의해 입력된다. 이 첫 인코딩을  $C_1$  인코딩이라 부른다.

표 1. 순환 상태 응답  
Table 1. Circular states response

$S_M^0$ → $M \bmod$	0	1	2	3	4	5	6	7
1	$S_c=0$	6	4	2	7	1	3	5
2	0	3	7	4	5	6	2	1
3	0	5	3	6	1	7	1	1
4	0	4	1	5	6	2	7	3
5	0	2	5	7	1	3	4	6
6	0	7	6	1	3	4	5	2

두 번째로, 초기화 후 인코더는  $C_1$  인코딩과 같은 방법에서 선부호화(pre-encoding) 후에 나타난 순환 상태  $S_{C2}$ 를 갖는 증가 어드레스( $i=0, \dots, M-1$ )의 데이터가 섞인(interleaved) 시퀀스에 의해 입력된다. 이 두 번째 인코딩을  $C_2$  인코딩이라 부른다.

데이터 시퀀스의 완벽한 인코딩 동작을 수행하기 위해 두가지 순환 상태가 결정되어야 하는데, 각 구성 요소 인코더를 위한 것과 그 시퀀스는 두 번 대신 네 번 부호화되어야 한다.

각 데이터 쌍에 대해 부호화된 코드 워드는 두 개의 systematic 비트들을 포함하는데, 그 비트들은 입력쌍( $X_1$ 과  $X_2$ )과 정상적인 순서와 인터리브가 된 순서 각각에 대한 4개의 패리티 비트( $Y_1, W_1, Y_2, W_2$ )들이다.

#### 2. 비이진 터보 디코더

그림 3은 비이진 터보 디코더의 구조를 보여준다. systematic 정보는 정보 심볼  $d_w = \{00, 01, 10, 11\}$ 의 채널 값이다. 패리티 1과 패리티 2는 인코더 패리티 비트 결과의 채널 값이다.  $L_i(\hat{d}_w)$ 는  $i=1, 2, 3$ 에 대한 사후확률(posteriori probability)의 로그 우도비(log-likelihood ratio, LLR)이고  $L_i^e(\hat{d}_w)$ 는 외인성 정보이다.

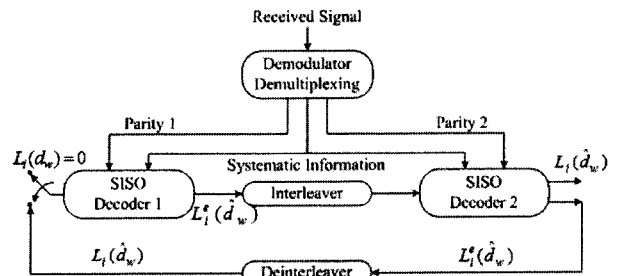


그림 3. 비이진 터보 코딩 디코더 구조  
Fig 3. Structure of double binary turbo decoder

터보 디코더에서 시퀀스 입력 비트들은 trellis MUX를 통해 정보 비트와 패리티 비트로 나누어진다. 그리고 정보/패리티 비트와 SISO(soft input soft output) 디코더에 생성된 우선순위 정보가 디코딩 과정에 사용된다. 디코딩 프로세스의 결과는 이전에 디코딩된 결과와 비교되는데, 디코딩 결과들의 신뢰성을 증가시키기 위해 이러한 디코딩 과정을 반복한다. 몇 번의 반복 후에 마지막 값들이 soft decision에 의해 결정된다.

### 3. Max-Log-MAP 알고리즘

본 논문에서는 시스템의 계산의 복잡성을 줄이고, 처리량을 높이며, 전력 소모를 줄이기 위해서 비이진 터보 부호에 대해서 복호화 알고리즘으로 Max Log-MAP 알고리즘을 고려하였다.

먼저 복호화 규칙에 따라 다음과 같은 branch 천이 확률 알고리즘을 찾는다.

$$\overline{\gamma}_w(S_{w-1}, S_w) = \ln \gamma_w^i(S_{w-1}, S_w) = \ln p(y_w, d_w) P(d_w), \quad (12)$$

여기서  $S_w$ 는 시간  $w$ 에서 인코더의 상태를 나타내고,  $y_w$ 는 수신된 심볼을 나타내며,  $d_w$ 는 정보 심볼을 나타낸다. 식 (12)의 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{\gamma}_w(S_{w-1}, S_w) &= \frac{1}{2} L_C [y_w^{s,I} x_w^{s,I}(i) + y_w^{s,Q} x_w^{s,Q}(i)] + \ln P(d_w) + W \\ &= \frac{1}{2} L_C [y_w^{p,I} x_w^{p,I}(i, S_{w-1}, S_w) + y_w^{p,Q} x_w^{p,Q}(i, S_{w-1}, S_w)] \end{aligned} \quad (13)$$

여기서  $y_w^{s,I}$ ,  $y_w^{s,Q}$ ,  $y_w^{p,I}$  그리고  $y_w^{p,Q}$ 는 각각  $I$  채널 및  $Q$  채널을 통하여 수신된 systematic 비트와 패리티 비트 값을 나타낸다. 그리고  $x_w^{s,I}(i)$ ,  $x_w^{s,Q}(i)$ ,  $x_w^{p,I}(i, S_{w-1}, S_w)$  과  $x_w^{p,Q}(i, S_{w-1}, S_w)$ 는 각각 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 성상도에 맵핑된 코드워드 비트를 나타내며  $W$ 는 상수이다. 본 논문에서는 QPSK 변조방식을 사용하지 않고 PPM 변조 방식을 사용하였으므로  $I$  채널 및  $Q$  채널로 데이터를 전송하는 것이 없다. 따라서 비이진 터보 부호화를 적용할 수가 없다. 하지만 비이진 터보 부호화를 적용하기 위하여 부호화된 신호 중  $I$  채널로 전송되는 신호를 홀수 번째 비트로 하고  $Q$  채널로 전송하는 신호를 짝수 번째 비트로 하여 PPM 변조를 수행하였다.

다음으로 MAP 알고리즘에서 순방향 반복과 역방향 반복에 의해 생성된 값  $\alpha_w(s_w)$ 와  $\beta_w(s_w)$ 를 구하고 이의 최대값을 구한다.

$$\overline{\alpha}_w(S_w) \approx \max_{S_{w-1}} [\overline{\gamma}_w(S_{w-1}, S_w) + \overline{\alpha}_{w-1}(S_{w-1})], \quad (14)$$

$$\overline{\beta}_{w-1}(S_{w-1}) \approx \max_{S_w} [\overline{\gamma}_w(S_{w-1}, S_w) + \overline{\beta}_w(S_w)], \quad (15)$$

그리고 LLR을 계산한다.

$$L_i(d_w) = \ln \frac{\sum_{(S_{w-1}, S_w)} \gamma_w^{j(e)}(S_{w-1}, S_w) \alpha_{w-1}(S_{w-1}) \beta_w(S_w)}{\sum_{(S_{w-1}, S_w)} \gamma_w^{j(o)}(S_{w-1}, S_w) \alpha_{w-1}(S_{w-1}) \beta_w(S_w)}, \quad (16)$$

여기서  $i = 1, 2, 3$  이다.

그리고 외인성 정보는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$L_i^e(\hat{d}_w) = \ln \frac{\sum_{(S_{w-1}, S_w)} \gamma_w^{j(e)}(S_{w-1}, S_w) \alpha_{w-1}(S_{w-1}) \beta_w(S_w)}{\sum_{(S_{w-1}, S_w)} \gamma_w^{j(o)}(S_{w-1}, S_w) \alpha_{w-1}(S_{w-1}) \beta_w(S_w)}, \quad (17)$$

SISO 디코더 1의  $L_i^e(\hat{d}_w)$ 는 SISO 디코더 2의 이전 정보이다. 또한 SISO 디코더 2에서 디코딩 과정이 SISO 디코더 1에서의 같은 방법으로 수행된다. SISO 디코더 2의  $L_i^e(\hat{d}_w)$ 는 SISO 디코더 1의 이전 정보이다. 몇 번의 복호화 과정을 반복 후, soft decisions이 다음 식에 의해 만들어진다.

$$\hat{d}_w = \begin{cases} 01 & \text{if } L(\hat{d}_w) = L_1(\hat{d}_w) \text{ and } L_1(\hat{d}_w) > 0 \\ 10 & \text{if } L(\hat{d}_w) = L_2(\hat{d}_w) \text{ and } L_2(\hat{d}_w) > 0 \\ 11 & \text{if } L(\hat{d}_w) = L_3(\hat{d}_w) \text{ and } L_3(\hat{d}_w) > 0 \\ 00 & \text{else} \end{cases} \quad (18)$$

여기서  $L(\hat{d}_w) = \max(L_1(\hat{d}_w), L_2(\hat{d}_w), L_3(\hat{d}_w))$  이다.

### IV. 실험 결과

본 장에서는 PLC 채널에서 앞에서 설명한 비이진 터보 코드 OFDM 시스템의 성능을 보여주기 위해 실험 결과를 나타내었다. 실험에서 사용한 비이진 터보 코드의 인코더는 8개의 상태를 갖는다. 입력 데이터의 크기는 A, B가 각각 212비트로 총 424비트이다. 임펄스 노이즈의 영향 고려하기 위해 Bernoulli\_Gaussian 노이즈를 사용하였다.  $g(n)$ 의 표준 편차를  $5\sigma_w$ ,  $p$ 를 0.01에서 설정하였다. FFT 포인트는 512이고 CP의 길이는 128이다.

그림 4는 PLC 채널에서 반복 횟수에 따른 SNR 대비 비트 에러 확률을 나타낸다. 이 실험에서 부호율은 1/3로 설정하였다. 비이진 터보 코드는 코드를 사용하지 않은 경우와 비교하여 SNR이 증가함에 따라 코딩 이득이 증가하

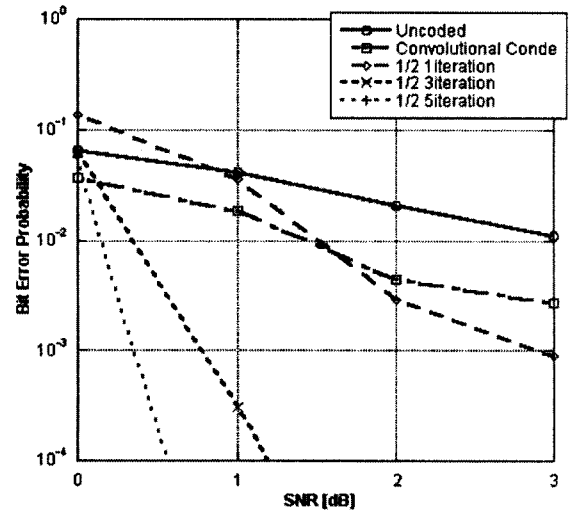


그림 4. 부호화율이 1/2일 때, 반복횟수에 따른 비트에러확률  
Fig 4. Bit error probability for different number of iteration when coding rate is 1/2.

고 있음을 알 수 있다. 따라서 비이진 터보 코드는 PLC 시스템 기반 OFDM 성능 향상에 효과적임을 확인할 수 있었다. 게다가, 반복 횟수가 증가할수록 성능이 더욱 향상되었다. 하지만 반복 횟수는 한계가 있다는 것을 유념해야 한다. 위 실험에서는 5회를 넘을 수 없는데, 충분한 반복 후에는 soft information을 더 이상 이용할 수 없기 때문에 그 이상의 코딩 이득을 얻을 수 없다.

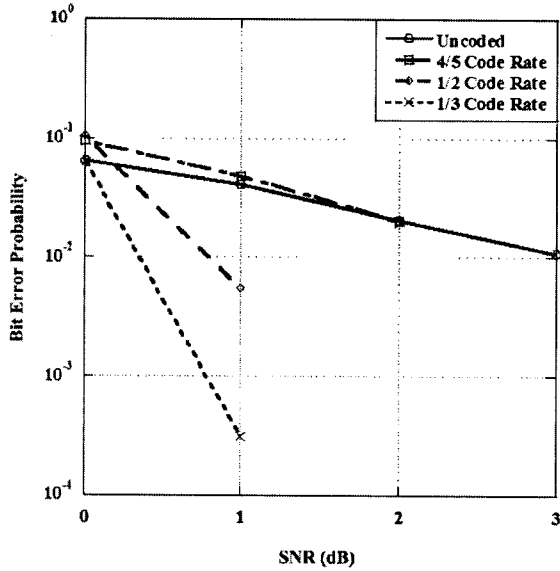


그림 5. 반복횟수가 3일 때, 부호화율에 따른 비트에러확률  
Fig 5. Bit error probability for different coding rate when iteration is 3.

그림 5는 PLC 채널에서 부호율에 따른 SNR 대비 비트 에러 확률을 나타낸다. 이 실험에서는 반복 횟수를 3회로 설정하였고 4/5과 1/2, 1/3. 이 세가지 부호율을 고려하였다. 이 부호율들은 패리티 비트들을 지움으로써 실행하였고, 표 2의 puncturing pattern도 적용하였다. 부호율이 증가할수록 puncturing pattern을 통하여 패리티 비트들이 지워졌기 때문에 부호율이 감소할수록 시스템 성능은 증가하였다.

표 2. 비이진 터보 코드에 대한 Puncturing patterns  
Table 2. Puncturing patterns for double binary turbo code

Code Rate	Puncturing Patterns
1/3	$Y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ $W \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$
1/2	$Y \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ $W \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
4/5	$Y \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ $W \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

### V. 결 과

본 논문에서, PLC 채널에서 비이진 터보 코드를 사용한 OFDM 시스템의 성능을 분석하고 실험하였다. 비이진 터보 코딩이 PLC 시스템 기반의 OFDM에 대해 상당한 코딩 이득을 제공한다는 것을 확인하였다. 우리는 비트 에러 확률 성능이 복호화 프로세스에서 사용된 반복 횟수가 증가

할수록 현저하게 향상된다는 것을 확인하였다. 또한 부호율이 증가할수록 시스템 성능이 감소하고, 부호율이 감소할수록 시스템 성능이 증가한다는 것도 확인하였다.

### 감사의 글

본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT핵심기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [2007-S- 029-03, 가정용/기업용 WiBro 시스템 기술 개발]

### [참고 문헌]

- [1] A. Majumder and J. Caffery, "Power line communications," *IEEE Potentials*, vol. 23, no. 4, pp. 4-8, Oct. 2004.
- [2] G. Jee, R. D. Rao, and Y. Cern, "Demonstration of the technical viability of PLC systems on medium- and low-voltage lines in the United States," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 41, no. 5, pp. 108-112, May 2003.
- [3] W. Liu, H. Widmer, and P. Raffin, "Broadband PLC access systems and field deployment in European power line networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol.41, no.5, pp. 114-118, May2003.
- [4] N. Pavlidou, A. J. H. Vinck, J. Yazdani, and B. Honary, "Power line communications: State of the art and future trends," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 41, no. 4, pp. 34-40, Apr. 2003.
- [5] H. C. Ferreira, H. M. Grove, O. Hooijen, and A. J. H. Vinck, "Power line communications: an overview," in *Proc. of IEEE 4<sup>th</sup> AFRICON*, Auckland park, South Africa, vol. 2, pp. 558-563, Sep. 1996.
- [6] R. M. Vines, H. J. Trussell, L. J. Gale, and J. B. O'Neal, "Noise on residential power distribution circuits," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 26, no. 4, pp. 161-168, Nov. 1984.
- [7] J. A. Malack and J. R. Engstrom, "RF impedance of United States and European power lines," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 18, no. 1, pp. 36-38, Feb. 1976.
- [8] M. H. L. Chan and R. W. Donaldson, "Amplitude, width, and interarrival distribution for noise impulses on intrabuilding power line communication networks," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 31, no. 3, pp. 320-323, Aug. 1989.
- [9] M. H. L. Chan, D. Friedman, and R. W. Donaldson, "Performance enhancement using forward error correction on power line communication channels," *IEEE Trans. PowerDeliv.*, vol. 9, no. 2, pp. 645-653, Apr. 1994.
- [10] M. Zimmermann and K. Dostert, "A multi-path model for the power line channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 4, pp. 553-559, Apr. 2002.
- [11] S. Lin and D. J. Costello, *Error Control Coding*, Prentice Hall, 2004.
- [12] S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Prentice Hall, 1995.
- [13] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near

Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo codes," in *Proc. of IEEE Int. Conf. Commun.*, Geneva, Switzerland, vol. 2, pp. 1064-1070, May 1993.

- [14] C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 10, pp. 1261-1271, Oct. 1996.
- [15] C. Berrou, C. Douillard, and M. Jezequel, "Multiple parallel concatenation of circular recursive systematic convolutional (CRSC) codes," *Annals of Telecommun.*, vol. 54, no. 3-4, pp. 166-172, Mar. 1999.
- [16] C. Douillard and C. Berrou, "Turbo codes with rate- $m/(m+1)$  constituent convolutional codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 10, pp. 1630-1638, Oct. 2005.



**이 재 선**

2008년 광운대학교 전과과 졸업  
 208년~현재 광운대학교 전과과 석사과정  
 <관심분야> 채널코딩, 전력선 통신, OFDM  
 <e-mail> abalani@naver.com



**양 재 수**

1993년 미국 NJIT 전기및컴퓨터공학 (공학박사)  
 2006년~현재 광운대학교 교수  
 2007년~현재 경기도 정보보호서관  
 <관심분야> u-Eco City, RFID/IP-USN, 무선  
 메쉬 망/차세대이동통신  
 <e-mail> jsyang@kw.ac.kr



**우 상 규**

2006년 성균관대학교 전기전자컴퓨터(공학박사)  
 2006년~현재 KT 인프라연구소 선임연구원  
 <관심분야> WiBro, Femtocell, MIMO, 통신채널  
 <e-mail> wsk@kt.com



**오 영 철**

2007년 한국과학기술원 전자공학과 (공학석사)  
 2007년~현재 KT 인프라연구소  
 <관심분야> Femtocell 시스템  
 <e-mail> ycoh@kt.com



**김 진 영**

1998년 서울대 전자공학과 (공학박사)  
 2000년 미국 Princeton University, Research Associate.  
 2001년 SK텔레콤 네트워크 연구원 책임연구원  
 2001년~현재 광운대학교 전과공학과 부교수  
 2009년 현재 미국 M.I.T 공대 Visiting Scientist  
 <관심분야> 디지털 통신, 신호처리, 채널 부호화  
 <e-mail> jinyoung@kw.ac.kr