

논문 2011-5-25

고속 전력선 통신 시스템을 위한 반복 부호화 기법

Iterative Coding for High Speed Power Line Communication Systems

김요철*, 조봉열*, 이재조**, 김진영***

Yocheol Kim, Bong-Youl Cho, Jae-Jo Lee, Jin-Young Kim

요 약 본 논문에서, 고속 PLC 시스템을 위한 반복 부호화 기법인 이중 이진 터보 코드의 성능을 분석하고 실험하였다. PLC 시스템은 고속 데이터 전송에 열악한 환경을 가지므로, 이를 보상하기 위한 강력한 에러 정정 기법은 반드시 필요하다. PLC 채널 모델로서 M. Zimmerman가 안한 모델을 사용하였으며, 노이즈 모델로 Middleton Class A 모델을 적용하였다. 시스템 성능은 비트오류율 (BER) 측면에서 평가하였다. 모의실험 결과로부터 이중 이진 터보 코딩이 PLC 시스템에 상당한 코딩 이득을 제공한다는 것을 확인하였다. 또한 복호화 프로세스에서 사용된 반복 횟수가 증가할수록 BER 성능이 현저하게 향상된다는 것을 알 수 있었으며, 부호율이 증가할수록 시스템 성능이 감소하고, 부호율이 감소할수록 시스템 성능이 증가한다는 것도 확인하였다.

Abstract In this paper, we simulate and analyze performance of iterative coding scheme, double binary turbo code, for high speed power line communication (PLC) systems. PLC system has hostile environment for high speed data transmission, so error correction method is necessary to compensate effects of PLC channel. We employ the PLC model proposed by M. Zimmerman and Middleton Class A interference model, and system performance is evaluated in terms of bit error rate (BER). From the simulation results, we confirm double binary turbo code provides considerable coding gains to PLC system and BER performance is significantly improved as the number of iteration increase. It is also confirmed that BER performance increases as code rate is larger, while it decreases as the code rate is smaller.

Key Words : Double binary turbo code, power line communication, Max-log-MAP, OFDM

1. 서 론

스마트 그리드 산업이 이슈가 되면서 유선 액세스 네트워크 솔루션 중 높은 잠재력을 갖고 있는 전력선통신 (PLC : Power Line Communication) 기술이 많은 주목을 받고 있다. PLC가 각광받는 대표적인 이유는 별도의

케이블 설치없이 기존의 전력을 사용하여 통신을 할 수 있으며, 전국적인 네트워크 형성이 되어 있기 때문이다^[1-2]. 따라서 PLC는 저렴한 설치비용으로 인하여 시골에 광대역 연결을 제공하는데 선호되며 전화선과 케이블이 없는 곳에서도 전력선이 닿는다면 통신이 가능하다. 하지만 전력선은 원래 데이터 전송을 위해 설계되었지 않고 데이터 전송에 대한 열악한 환경을 갖고 있기 때문에 해결해야 할 많은 문제들이 남아있다. 전송 채널로서 전력선의 주요 이슈는 다양한 임피던스, 일반적인 화이트 가우시안 노이즈가 아닌 임펄스 노이즈와 높은 레벨의 주파수 의존 감쇄이다. PLC 채널은 수신단 앞

*광운대학교 전파공학과

*준회원, 광운대학교 전파공학과

**준회원, 전기연구원

***정회원, 광운대학교 전파공학과

접수일자 2010.10.4, 수정일자 2011.9.2

게재확정일자 2011.10.14

단(front end)의 화이트 가우시안 노이즈(WGN)와 유사한 특성을 거의 갖지 않는다. 따라서 전력 온/오프에 의해 발생하는 임펄스 노이즈가 중요한 문제중 하나로 고려된다. 게다가, 집 안에서 두 개의 장치들 사이에 채널은 복잡한 라인 네트워크의 전송 기능을 갖는다. 그러므로 신호 전파의 다중경로가 발생한다^[3-5].

이러한 불리한 채널 조건을 극복하기 위해서, PLC 채널에 대해 데이터를 전송하는 동안의 손상을 보상하기 위해 채널 코딩 개념이 사용되는데^[6-7], 지금까지 PLC 기술에 대한 몇몇 채널 코딩 개념들이 제안되었다. 1993년 Berrou, Glavieux, Thitimajshima에 의해 제안된 터보 코드는 반복되는 구조를 통하여 성능 향상을 꾀하였다^[8]. 그 후, 터보 코드의 구조를 수정하여 여러 정정 능력을 더욱 향상시킨 이중 이진 터보 코드도 제안되었다^[9-10]. 전형적인 터보 코드에서 오직 한 비트만이 터보 인코더(encoder)에 입력되는 반면, 이중 이진 터보 코드에서는 두 비트가 한꺼번에 인코더에 입력된다. 이중 이진 터보 코드는 코드 워드들 사이의 최소 거리가 증가하는 경우에 약간의 이점을 갖는데, 이는 결국 복호화 성능을 향상시키고, 처리량을 증가시키면서 이중 이진 터보 코드가 복호화 되는데 필요한 처리 시간은 감소시킨다.

본 논문에서, 고속 PLC 시스템을 위한 반복 부호화 기법인 이중 이진 터보 코드의 성능을 분석하고 실험하였다. 낮은 복잡도와 높은 처리량, 저전력 소모 때문에 디코딩 과정에서 Max-Log-MAP 알고리즘을 적용하였으며, 성능은 비트 에러 확률 측면에서 분석하였다.

본 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 이중 이진 터보 인코더/디코더(decoder)를 사용한 OFDM 시스템에 대한 설명과 PLC 채널을 제시하였다. III장에서 터보 코딩과 디코딩 알고리즘을 설명하였고, IV장에서 실험 결과와 논의를 보여주었다. 마지막으로 V장에서 결론을 제시하였다.

II. 전력선 통신 시스템

1. 시스템 모델

터보 코딩 개념을 사용한 OFDM 블록 다이어그램을 그림 1에 나타내었다. 직렬 데이터 스트림이 터보 인코더(encoder)를 사용하여 먼저 부호화 되고 부호화된 데

이터 스트림은 16 QAM 성상도 개념을 사용하여 심볼 전송률 $1/T_s$ 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.

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

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 $N_g/(N_c + N_g)$ 에 의해 OFDM 전송의 전체 효율을 확실히 감소시킨다.

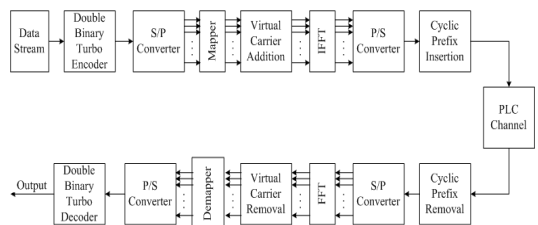


그림 1. 이중 이진 터보 코딩 개념의 PLC 시스템 기반 OFDM 구조

Fig. 1. OFDM structure based on PLC system with double binary turbo code

2. 채널 모델

전력선은 그에 연결된 가전제품들의 다양한 임피던스로 인하여 데이터 전송에 불리한 채널 특성을 갖는다. 이는 임피던스 부정합이 되는 부분에서 신호의 반사를 일으키기 때문에, 신호가 오직 송/수신단 사이의 직접적인 경로로만 전파되지 않음을 유념해야한다. 즉, 전송 매체가 유선이라 할지라도 무선 환경과 같은 주파수 선택적 다중 경로 채널 특성을 띤다.

전력선에서는 대체로 다중 반사로 인하여 수많은 전파 경로가 생성되는데, 각 경로 i 는 각 경로에 따른 반사계수와 투과계수의 곱인 weighting factor g_i 를 갖는다. 전력선상에서의 모든 반사계수와 투과계수는 1보다 작거나 같다. 따라서 g_i 역시 1보다 작거나 같다. 경로를 따라 과도전류와 반사가 많이 발생할수록, g_i 는 더욱 작아질 것이다. 게다가, 경로가 길수록 감쇄도 심해진다. 따라서 이러한 경로를 경유하여 도달한 신호들은 수신 지점에서의 전체 신호에 큰 영향을 주지 못한다. 따라서 수많은 경로를 N 개의 주요 경로로 근사화 하고 가능한 적은 N 개의 경로로 만드는 것이 합리적이다. 주로 PLC 채널 모델은 M. Zimmerman과 K. Dostert가 제안한 한 개의 주 전력선과 branch 전력선으로 이루어진 다중 경로 모델을 사용하며, 채널 주파수 응답은 다음 수식과 같이 나타낼 수 있다^[5].

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i} \cdot e^{-j2\pi f(d_i/v_p)} \quad (2)$$

여기서, g_i 는 weighting factor이고, $e^{-(a_0 + a_1 f^k) d_i}$ 는 감쇄 부분, $e^{-j2\pi f(d_i/v_p)}$ 는 지연 부분을 나타낸다.

3. 노이즈 모델

전력선 통신 시스템에서 데이터 전송에 가장 악영향을 미치는 노이즈는 asynchronous 임펄스 노이즈이다. 이 노이즈는 background 노이즈 보다 50dB 이상의 에너지를 가지고 있기 때문이다. 특히, 노이즈 지속 시간(duration)이 통신 심볼 길이를 종종 넘을 수 있기 때문에, 고속 통신에 심각한 영향을 끼친다. 또한, 가끔 한순간에 폭발적으로 발생하여 데이터의 상당 부분을 손상시킬 수 있다. 이런 종류의 노이즈는 시스템 네트워크에서 on/off에 의한 과도 전류(switching transients) 때문에 발생하게 된다. background 노이즈는 수 초에서

수 분, 심지어 여러 시간 동안 변화 없는 특성(stationary)을 가지지만, 임펄스 노이즈는 microsecond에서 millisecond 동안 급속도로 변화한다. 따라서 임펄스 노이즈 모델 확립은 반드시 필요하다.

임펄스 노이즈 모델을 수립하기 위해 Middleton Class A 노이즈 모델을 고려하였다^[11]. 이 모델에 대하여, 전체 노이즈는 두 가지 독립 요소로 이루어진다고 가정한다.

$$z(t) = z_G(t) + z_P(t) \quad (3)$$

첫 번째 항, $z_G(t)$ 는 stationary background Gaussian 노이즈 요소이고, 두 번째 항, $z_P(t)$ 는 임펄스 노이즈 요소이다. $z_P(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z_P(t) = \sum_l U_l(t, \theta), \quad (4)$$

여기서, U_l 은 간섭 소스로부터의 l 번째 파형을 표현하며 θ 는 파형의 크기와 구조를 설명하는 랜덤 파라미터의 집합을 나타낸다. 관찰되는 지점에서 독립적인 임펄스 노이즈의 도착 시간은 Poisson process를 따르며, 그 노이즈 파형들이 그 시간 안에 겹칠 경우, 비일관적(noncoherently)으로 더해진다고 가정한다. 이러한 가정하에 Class A 노이즈 모델의 확률 밀도 함수(PDF, probability density function)은 다음과 같이 주어진다.

$$f_z(z) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{a_m}{2\pi\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_m^2}\right), \quad (5)$$

$$a_m = e^{-A} \frac{A^m}{m!}, \quad (6)$$

여기서, m 는 임펄스 노이즈의 발생 횟수를 나타내며, A 는 임펄스 노이즈의 평균 발생율과 일반적인 임펄스의 평균 지속시간의 곱으로써, 임펄스 인덱스(index)라 부른다.

식 (4)에서, σ_m^2 는 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma_m^2 = (\sigma_g^2 + \sigma_i^2) \frac{m/A + \Gamma}{\Gamma}. \quad (7)$$

파라미터 σ_g^2 과 σ_i^2 는 각각 background 노이즈와 임

펄스 노이즈의 파워를 표시한다. I 는 background 노이즈 대 임펄스 노이즈 비(background-to-impulsive ratio, $\Gamma = \sigma_g^2 / \sigma_i^2$)를 나타낸다.

III. 반복 부호화 기법

1. 터보 부호화기

이중 이진 터보 인코더는 그림 2에 나타나 있다^[9-10]. 여기서 S_1 , S_2 그리고 S_3 는 시프트 레지스터를 가리킨다. 정보 비트 W 로 구성된 부호화될 데이터 시퀀스는 순환 케환 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 순서 치환 블록인 컨볼루션 터보 코드(CTC) 인터리버에 의해 데이터가 섞인 순서대로 입력되는데, 인코더에 W 비트나 $W = 2 \times M$ 비트 블록들이 입력된다. M 은 4의 배수이다. 따라서 W 는 8의 배수이다. 버스트 프리엠블 후, 첫 바이트의 MSB는 A, 그 다음 비트는 B, 그리고 나머지 비트들도 A, B에 차례대로 할당된다.

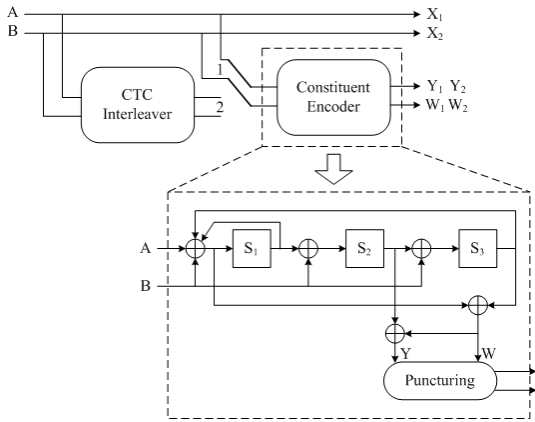


그림 2. 이중 이진 터보 인코더
Fig. 2. Double binary turbo encoder

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_M^2 에 도달한다. 그러면 순환 상

태 S_c 값은 아래 식으로부터 계산된다.

$$S_c = \langle I + G^M \rangle^{-1} \cdot S_M^0 \quad (8)$$

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

표 1. 순환 상태 응답
Table 1. Circulation State Correspondence

$S_M^0 \rightarrow M \bmod 7$	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

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

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 부호화 되어야 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. 터보 복호화기

그림 3은 이중 이진 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 외부 정보 (extrinsic information) 이다.

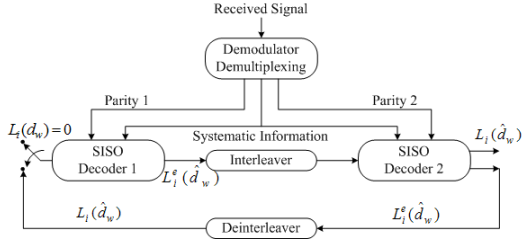


그림 3. 이중 이진 터보 디코더
Fig. 3. Double binary turbo decoder

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 복호 과정에 사용된다. 복호 과정의 결과는 이전에 복호된 결과와 비교되는데, 결과물의 신뢰성을 증가시키기 위해 이러한 복호 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 이중 이진 터보 부호에 대해서 복호화 알고리즘으로 Max Log-MAP 알고리즘을 고려하였다^[6-7].

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

$$\overline{\gamma}_w^j(S_{w-1}, S_w) = \ln \gamma_w^j(S_{w-1}, S_w) = \ln P(y_w, d_w) P(d_w) \quad (9)$$

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.

$$\begin{aligned} \overline{\gamma}_w(S_{w-1}, S_w) &= \frac{1}{2} L_C [y_w^{s,I} x_w^{s,I}(i) + y_w^{s,Q} x_w^{s,Q}(i)] + \ln P(d_w) + W \\ &= \frac{1}{2} L_C [y_w^{p,I} x_w^{p,I}(i, S_{w-1}, S_w) + y_w^{p,Q} x_w^{p,Q}(i, S_{w-1}, S_w)] \end{aligned} \quad (10)$$

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.

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

$$\overline{\alpha}_w(S_w) \approx \max_{S_{w-1}} [\overline{\gamma}_w(S_{w-1}, S_w) + \overline{\alpha}_{w-1}(S_{w-1})] \quad (11)$$

$$\overline{\beta}_{w-1}(S_{w-1}) \approx \max_{S_w} [\overline{\gamma}_w(S_{w-1}, S_w) + \overline{\beta}_w(S_w)] \quad (12)$$

그 다음, LLR을 계산한다.

$$L_i(d_w) = \ln \frac{\sum_{d_w=i}^{(S_{w-1}, S_w)} \gamma_w^j(S_{w-1}, S_w) \alpha_{w-1}(S_{w-1}) \beta_w(S_w)}{\sum_{d_w=0}^{(S_{w-1}, S_w)} \gamma_w^0(S_{w-1}, S_w) \alpha_{w-1}(S_{w-1}) \beta_w(S_w)} \quad (13)$$

여기서 $i = 1, 2, 3$ 이다. 그리고 외부 정보는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$L_i^e(\hat{d}_w) = \ln \frac{\sum_{d_w=i}^{(S_{w-1}, S_w)} \gamma_w^{j(e)}(S_{w-1}, S_w) \alpha_{w-1}(S_{w-1}) \beta_w(S_w)}{\sum_{d_w=0}^{(S_{w-1}, S_w)} \gamma_w^{0(e)}(S_{w-1}, S_w) \alpha_{w-1}(S_{w-1}) \beta_w(S_w)} \quad (14)$$

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.

$$\hat{d}_w = \begin{cases} 01 & \text{if } L(\hat{d}_w) = L_1(\hat{d}_w) \text{ and } L_1(\hat{d}_w) > 0 \\ 10 & \text{if } L(\hat{d}_w) = L_2(\hat{d}_w) \text{ and } L_2(\hat{d}_w) > 0 \\ 11 & \text{if } L(\hat{d}_w) = L_3(\hat{d}_w) \text{ and } L_3(\hat{d}_w) > 0 \\ 00 & \text{else} \end{cases} \quad (15)$$

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

IV. 모의실험 결과

모의실험을 위한 전력선 통신 시스템 구조는 다음과 같다. 주 전력선의 길이는 60m로 설정하였고, 주 전력선에 연결되어는 branch 전선 수는 5개로 가정하였다. 각 branch 전선 길이는 2 ~ 10m 범위 내에서 랜덤하게 정해지며, 중단 디바이스의 on/off 또한 랜덤하게 결정되도록 하였다. 입력 데이터의 크기는 A, B가 각각 212 비트로 총 424비트, FFT 포인트는 512, CP의 길이는 128로 설정하였으며, A와 T는 각각 0.1로 가정하였다.

그림 4는 PLC 채널에서 반복 횟수에 따른 SNR 대비 비트 에러 확률을 나타낸다. 이 실험에서 부호율은 1/3로 설정하였다. 기존의 uncoded 경우와 비교했을 때, 이중 이진 터보 코드를 사용한 경우 SNR이 증가함에 따라 현저하게 향상된 성능 차이를 확인할 수 있다. 그리고 터보 코드의 반복 횟수가 증가할수록 성능은 더욱 향상되었다. 따라서 이중 이진 터보 코드는 PLC 시스템 기반 OFDM 성능 향상에 효과적임을 확인할 수 있었다. 하지만 충분한 반복 후에는 soft information을 더 이상 이용할 수 없기 때문에 그 이상의 코딩 이득을 얻을 수 없다.

그림 5는 PLC 채널에서 부호율에 따른 SNR 대비 비트 에러 확률을 나타낸다. 이 실험에서는 반복 횟수를 10회로 설정하였고 4/5과 1/2, 1/3. 이 세가지 부호율에 대하여 실험을 하였다. 이 부호율들은 puncturing pattern에 따라 패리티 비트들을 제거함으로써 얻을 수 있다. 부호율이 증가할수록 puncturing pattern을 통하여 패리티 비트들이 제거되었기 때문에 BER 성능은 떨어진다. 반대로 부호율이 감소할수록 오류를 정정하는데 필요한 패리티 비트를 많아지므로 시스템 성능은 증가한다.

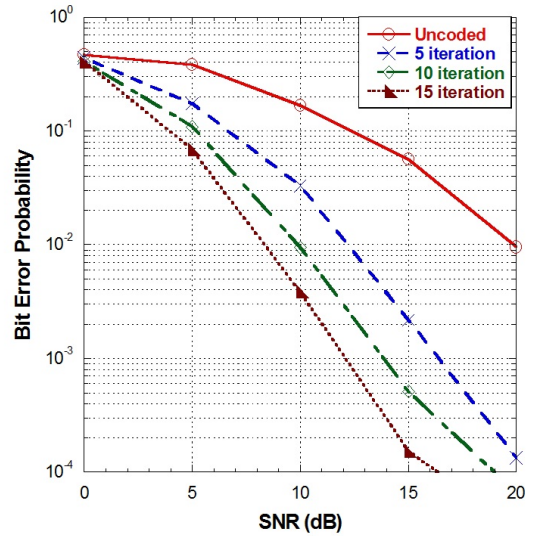


그림 4. 부호율이 1/3일 때, 반복 횟수에 따른 비트 에러 확률

Fig. 4. BER corresponding to the number of iteration with 1/3 code rate

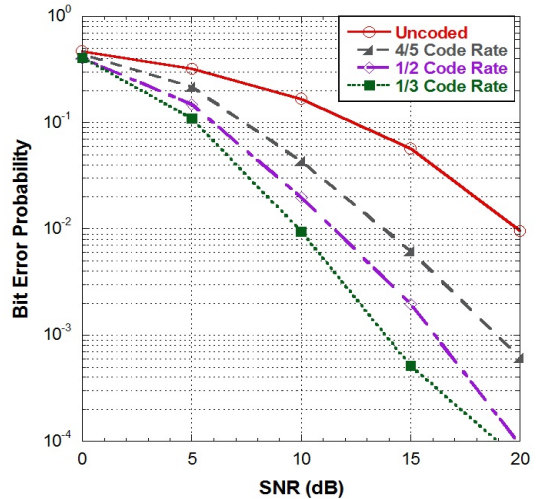


그림 5. 반복 횟수가 3일 때, 부호율에 따른 비트 에러 확률

Fig. 5. BER corresponding to code rate with 10 iteration

V. 결론

본 논문에서, 고속 PLC 시스템을 위한 반복 부호화 기법인 이중 이진 터보 코드의 성능을 분석하고 실험하였다. 모의실험 결과로부터 이중 이진 터보 코딩이 PLC

시스템에 상당한 코딩 이득을 제공한다는 것을 확인하였다. 또한 복호화 프로세스에서 사용된 반복 횟수가 증가할수록 BER 성능이 현저하게 향상된다는 것을 알 수 있었으며, 부호율이 증가할수록 시스템 성능이 감소하고, 부호율이 감소할수록 시스템 성능이 증가한다는 것도 확인하였다. 따라서 이중 이진 터보 코딩은 고속 PLC 시스템 구현에 아주 적합한 기법이라고 판단된다.

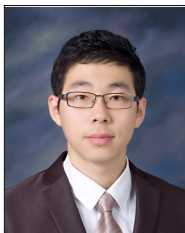
REFERENCES

- [1] J. Y. Kim, *Power Line Communication Systems*, GS Interscience Publisher, Seoul, Korea, 2009.
- [2] A. Majumder and J. Caffery, "Power line communications," *IEEE Potentials*, vol. 23, no. 4, pp. 4-8, Oct. 2004.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] S. Lin and D. J. Costello, *Error Control Coding*, Prentice Hall, 2004.
- [7] S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Prentice Hall, 1995.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] D. Middleton, "Statistical-physical model of electromagnetic interference," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-19, no. 3,

※ This work was supported by the "Green Home Sensor Network (G-HSN) technology development" of the Korea Electrotechnology Research Institute(KERI) grant funded by the Korea government Ministry of Knowledge Economy. (11-12-N0101-26)

저자 소개

김요철(준회원)



- 광운대학교 전파공학과 공학사
 - 광운대학교 전파공학과 석사과정
 - 現) LG전자 MC사업본부 SW연구원
- <주관심분야 : 전력선 통신, 스마트 그리드, 이동무선통신, OFDM, 채널코딩>

이재조(준회원)



- 경희대학교 전자공학과 공학박사
- KERI Power telecommunication networks researcher
- KERI Senior member of technical staff in PLC network
- 現)Project manager of the ubiquitous PLC networks

<주관심분야 : PLC, Home Network, Network Management System>

조 봉 열(준회원)



- 서울대학교 전기공학부 공학석사
- 광운대학교 전자공학과 공학박사
- KTF 연구소, IS-95/WCDMA 연구
- GCT Research, 통신용 모뎀칩 개발
- 인텔 WiMAX Program Office 동아시아 기술담당
- 現) Nokia-Siemens Networks

<주관심분야 : MIMO-OFDM system, high speed wireless communications>

김 진 영(정회원)



- 서울대학교 전자공학과 공학박사
- 서울대학교 반도체공동연구소 특별연구원
- 미국 Princeton University, Research Associate
- SK텔레콤 중앙연구원 책임연구원
- 미국 Massachusetts Institute of Technology (MIT 공대), Visiting

Scientist

- IEEE Senior Member
 - 現)광운대학교 전자융합공학과 교수
- <주관심분야 : 전력선 통신, 스마트 그리드, 가시광 통신, UWB, LED-ID, DMB, RFID/USN 기술, 이동무선통신, 통방 융합기술, 인지 무선 통신>