

5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템의 성능향상을 위한 블록터보코드(Block Turbo Code)의 응용

Application of Block Turbo Code for Improving the Performance of 5 GHz IEEE 802.11a WLAN System

김 한 종 · 이 병 남

Han-Jong Kim · Byoung-Nam Lee

요 약

본 논문에서는 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템의 채널 부호화와 복호화 방법으로 길쌈부호기(convolutional code)와 연판정(soft decision) 비터비 복호기를 사용하는 기존의 방식 대신에 에러정정 능력을 높이기 위하여 송신단에서는 블록터보코드(Block Turbo Code)를 사용하여 채널을 부호화를 하고 수신단에서는 반복(iterative) 복호 알고리즘을 사용하여 복호하는 방법을 WLAN 시스템에 적용시킨 시스템 모델을 제안하고 성능을 비교 분석한다. 실험 결과 기존의 방법보다 본 논문에서 제안한 방법을 WLAN 시스템에 적용 시 각 전송속도에 따라 2.5 dB ~ 3.5 dB의 성능효과를 보였다.

Abstract

In this paper we apply block turbo coding at the transmitter and iterative decoding algorithm at the receiver for different operating modes, based on the 5 GHz IEEE 802.11a WLAN system, instead of convolutional coding and soft decision viterbi algorithm to improve forward error correcting performance.

Experimental results showed that each coding scheme outperforms coding gains of up to 3.5 dB at the BER of 10^{-3} .

Key words : OFDM, WLAN, Block Turbo Code

I. 서 론

최근 들어 5 GHz대의 무선랜(WLAN) 시스템이 미국(IEEE 802.11a), 유럽(HIPERLAN/2), 일본(MMAC HISWANs) 등에서 개발되어 왔다. 이러한 시스템은 채널부호화 방법으로 COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing)을 채택하고 있다^{[1],[2]}. COFDM은 다중경로에 의해 발생하는 주파수 선택적 페이딩^{[1],[2]} 문제를 줄여서 이동체 수신기에 고품질의 신호 전송을 위하여 다중캐리어변조(OFDM) 기술과 길쌈(Convolution)부호화 방법을 결합한 기술이다. 다중캐리어변조는 전송하려는 데이터 열을 보

다 낮은 비트율을 가지는 여러 개의 병렬 비트열로 나눈 후 여러 개의 서브캐리어에 실어서 송신하는 방식이다. 다중경로 간섭과 같은 선형왜곡에 의하여 각 서브채널의 에너지가 인접채널들에 퍼지게 되면 심볼간 간섭이 발생하게 된다^{[3],[4]}. 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템은 이와 같은 심볼간 간섭을 피하기 위하여 각 심볼앞에 보호구간을 삽입한다. 그러나 보호구간을 사용하더라도 서브캐리어간의 간섭이 여전히 존재함으로 캐리어간 간섭을 제거하기 위해서는 수신단에서 에러정정 과정을 수행하여야 한다. 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템은 에러정정을 위하여 송신단에서는 채널부호화를 위해

한국기술교육대학교 대학원 전기전자공학과(School of Electrical and Electronics Engineering, Korea University of Technology and Education)

· 논문 번호 : 20031006-136

· 수정완료일자 : 2003년 11월 25일

부호율이 1/2인 길쌈(Convolution)부호를 모체부호(mother code)로 사용하며 수신단에서는 연판정(soft)비터비 복호기를 사용한다^[5]. 수신된 신호열에 대해서 보다 정확하게 에러정정을 수행하기 위해서는 기존의 채널 부호화 방법보다 우수한 성능의 부호화 방법의 제안은 필수적이라 할 수 있다. 최근 들어 강력한 오류정정부호로서 주목을 받고 있는 터보코드(Turbo Code)는 Shannon의 한계에 거의 도달하는 우수한 성능을 보이는 부호로 알려져 있으며 이 분야에 대한 연구 및 여러 시스템에 터보코드가 적용되어지고 있다^{[6][7]}.

본 논문에서는 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템의 채널 부호화·복호화 방법으로 길쌈부호기와 연판정 비터비 복호기를 사용하는 기존의 방식 대신에 에러정정 능력을 높이기 위하여 프레임 구조에 대한 수정없이 송신단에서 터보코드의 일종인 블록터보코드(Block Turbo Code)를 사용하여 부호화를 하고 수신단에서는 반복 복호 알고리즘을 사용하여 복호하는 시스템 모델을 제안하고 성능을 비교 분석하여 본다.

본 논문의 II장에서는 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템의 송·수신기의 구조 및 PPDU 프레임 구조를 설명하고, III장에서는 블록터보코드와 성능향상을 위해 본 논문에서 제안한 블록터보코드를 WLAN 시스템에 적용하는 방법에 대해서 설명한다. IV장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 기존의 방식과 블록터보코드를 적용한 시스템과의 성능을 비교·분석하고, 마지막으로 V장에서는 결론을 맺는다.

II. 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템의 송·수신기 및 PPDU 프레임 구조

5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템의 송신기 구조는 그림 1과 같이 스크램블러, 길쌈부호기, 인터리버, 신호 변조부, OFDM 변조부(IFFT) 등으로 구성되어 있다. 여기서 인덱스 l 과 k 를 각각 OFDM 심

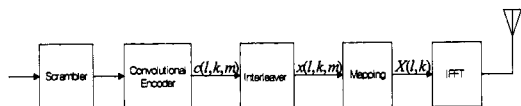


그림 1. 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN의 송신기 구조
Fig. 1. Transmitter of 5 GHz IEEE802.11a WLAN system.

볼과 그 심볼내의 부반송파를 나타낼 때, 송신될 데이터 비트열은 스크램블러와 부호율이 1/2인 길쌈부호기를 거쳐 $c(l, k, m)$ 의 비트열이 된다. 이 비트열은 인터리빙 과정을 거쳐 $x(l, k, m)$ 의 비트열로 재배열되며, 신호 변조 후 $X(l, k)$ 의 신호열로 변환된다. 이런 과정을 거치면서 $L \times K \times M$ 비트열은 $L \times K$ 의 신호열로 된다. 마지막으로 이 신호열은 IFFT 과정을 통해 OFDM 심볼로 변조된 후 전송되게 된다.

5 GHz대 WLAN 시스템에 사용되는 송신기의 오류정정 부호기로는 그림 2와 같이 구속장의 길이가 7이고, 식 (1)의 생성 다항식을 가지며 부호율 1/2의 길쌈부호기가 사용된다.

$$G_1 = 133_8, G_2 = 171_8 \quad (1)$$

5 GHz대 WLAN 시스템에서는 기본 부호율 1/2 외에도 평처링(puncturing) 과정을 통하여 1/2로 부호화된 비트의 일부분을 규칙적으로 생략하여, 전송되는 비트수를 줄이고 부호율을 높인다. 이러한 평처링과 변조방식에 따라 5 GHz대 WLAN 시스템은 표 1과 같이 8가지 전송률의 파라미터를 가진다.

그림 3은 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템의 PPDU(PLCP Protocol Data Unit) 프레임 구조를 보여준다. PCLP 프리앰블은 AGC, 다이버시티 선택, 대략(coarse)적인 주파수 동기, 시간 동기화 등에 이용되는 10개의 동일한 짧은 훈련 심볼과 채널추정 및 미세(fine)한 주파수 동기를 위한 2개의 동일한 긴 훈련 심볼 및 보호구간 등으로 구성되어 있다. 또한 SIGNAL OFDM 심볼에는 RATE, Reserved, LENGTH, Parity와 Tail 비트 등 총 24비트들로 구성되어 전송 메시지의 정보를 나타내며, 신뢰성과 복조의 효율을 고려해 가장 안정적인 BPSK 변조와 1/2 부호화를 거쳐 전송된다.

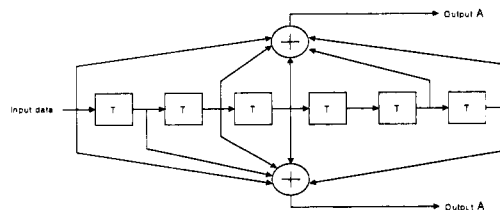


그림 2. 길쌈부호기
Fig. 2. Convolutional encoder.

표 1. 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 전송률에 따른 파라미터

Table 1. Rate-dependent parameters of 5 GHz IEEE 802.11a WLAN system.

전송률 (Mbit/s)	변조 방식	부호율 (R)	부반송파당 비트수 (Nbps)	OFDM 심볼당 부호화된 비트수 (Ncbps)	OFDM 심볼당 데이터 비트수 (Ndbps)
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16QAM	1/2	4	192	96
36	16QAM	3/4	4	192	144
48	64QAM	2/3	6	288	192
54	64QAM	3/4	6	288	216

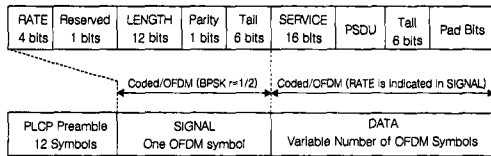


그림 3. 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN의 PPDU 프레임 구조

Fig. 3. PPDU frame structure of 5 GHz IEEE 802.11a WLAN system.

길쌈부호화기를 거쳐 인터리빙된 데이터는 전송률에 따라서 BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM으로 변조된다. 입력 데이터는 먼저 하나의 부반송파에 실리는 비트수 그룹(Nbps)으로 나누어지고, BPSK, QPSK, 16-QAM, 64QAM 성상도의 심볼을 나타내는 복소수로 변환된다. 이렇게 변환된 복소수 값에는 정규화 값 K_{MOD} 가 곱해지는데 정규화는 변조방식이 전송의 중간에서 변할 수 있기 때문에 모든 변조방식에서 같은 평균 전력을 갖도록 하기 위해 필요하다. 변조방식에 따른 정규화 값 K_{MOD} 는 표 2와 같다. WLAN 시스템에서는 48개의 변조된 데이터 값과 주파수 오프셋과 위상 잡음을 보상하기 위한 4개의 부반송파 및 채널간 간섭을 방지하기 위하여 DC 값을 포함한 12개의 가상반송파(virtual carrier)가 더해져 64-point OFDM 변조가 이루어진 후 심볼간 간섭을 방지하기 위한 보호구간이 삽입되어 하나의 전

표 2. 변조방식에 따른 정규화 값(K_{MOD})

Table 2. Modulation-dependent Normalization factor (K_{MOD}).

변조방식	K_{MOD}
BPSK	1
QPSK	$1/\sqrt{2}$
16-QAM	$1/\sqrt{10}$
64-QAM	$1/\sqrt{42}$

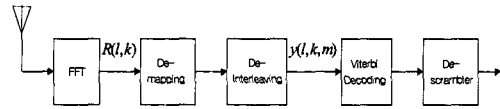


그림 4. 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN의 수신기 구조
Fig. 4. Receiver of 5 GHz IEEE 802.11a WLAN system.

송 심볼을 이루게 된다.

그림 4는 5 GHz대 WLAN시스템의 수신기 구조를 나타낸다.

수신단 안테나에 도달하는 수신신호는 50 ns 간격으로 샘플링이 된 후, 심볼간 간섭을 방지하기 위해 첨부된 보호구간이 제거되고, FFT 연산을 통하여 OFDM 복조가 이루어지게 된다. 여기서 OFDM 복조 후 신호열의 PLCP 프리엠블 부분은 채널상태를 추정하는데 이용된다.

수신단 안테나에 수신된 신호는 아래 식 (2)와 같이 표현된다.

$$R(l, k) = H(l, k) \cdot X(l, k) + W(l, k) \quad (2)$$

여기서 $H(l, k) = a(k)e^{j\phi(k)}$ 와 $W(l, k)$ 은 다중경로 페이딩과 AWGN을 나타낸다. 수신된 신호의 PLCP 프리엠블 부분에서 2개의 긴 훈련심볼을 이용한 채널 상태 추정은 아래 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$H(l, k) = \frac{\left(\frac{R_1(l, k)}{P_L(l, k)} + \frac{R_2(l, k)}{P_L(l, k)} \right)}{2} \quad (3)$$

여기서 $R_i(l, k)$ 와 $P_L(l, k)$ 는 수신된 신호의 PLCP 프리엠블의 긴 훈련심볼과 PLCP 프리엠블에 정의된 긴 훈련심볼 값을 나타낸다.

수신된 신호열의 FFT 연산후 PLCP 프리엠블을 제외한 신호열은 신호 복조과정과 역-인터리빙 과정을 거쳐 비터비 복호기의 입력값인 $y(l, k, m)$ 의 데이터 열로 된다. 여기서 복조과정후의 $y(l, k, m)$ 의

부호 및 크기값은 각 비트의 신뢰성(confidence)이 되며, 일반적으로 비터비 복호기는 아래 식 (4)와 같이 각각의 경로 중에서 신뢰성의 합이 최대가 되는 경로를 찾아 데이터 열을 복호하게 된다.

$$\text{Max} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} c(l, k, m)^{mz} \cdot y(l, k, m) \quad (4)$$

여기서 $c(l, k, m)^{mz}$ 는 코드워드의 NRZ 값을 나타낸다. 비터비 복호기를 통과한 데이터열은 역-스크램블링 과정을 거쳐 원래의 데이터열로 된다.

Ⅲ. 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템을 위한 블록터보코드(Block Turbo Code)

3-1 블록터보코드의 부호화

강력한 오류정정부호로서 Shannon의 한계에 거의 도달하는 우수한 성능을 보이는 터보코드의 일종인 블록터보코드는 1994년 Pyndiah et al.^[8]에 의해 제안되었다. 블록터보코드는 선형(linear)블럭코드를 사용하여 최소 해밍거리(minimum hamming distance, δ)를 크게 하여 에러정정 능력을 높이는 부호화 방법으로 2개의 선형블럭코드를 사용하여 부호화가 이루어지게 된다.

만일 체계적인(systematic) 선형블럭코드 C^1 이 파라미터 (n_1, k_1, δ_1) 을 가지고, C^2 가 파라미터 (n_2, k_2, δ_2) 을 가진다고 하자. 여기서 n_i, k_i 그리고 $\delta_i (i=1, 2)$ 은 각각 코드워드 길이, 정보비트 길이 그리고 최소 해밍 거리를 나타낼 때, 블록터보코드 $P=C^1 \otimes C^2$ 는 다음과 같은 방법으로 얻을 수 있다.

- 1) k_1 크기의 행과 k_2 크기의 열로 데이터 비트를 배열한다.
- 2) k_1 크기의 행을 C^2 의 코드로 부호화를 한다.
- 3) n_2 크기의 열을 C^1 의 코드로 부호화를 한다.

위와 같은 절차에 의해 $(k_1 \times k_2)$ 크기의 데이터 비트열은 그림 5와 같은 형태로 블록터보코드를 생성하게 된다. 새롭게 생성된 블록터보코드 P 는 $n=n_1 \times n_2$, $k=k_1 \times k_2$ 그리고 $\delta=\delta_1 \times \delta_2$ 의 파라미터를 각각 가지게 되고, $R_i (i=1, 2)$ 가 각 코드 $C^i (i=1, 2)$ 의 부호율이라고 할 때 블록터보코드의 부호율은 $R=R_1 \times R_2$ 가 된다. 따라서 블록터보

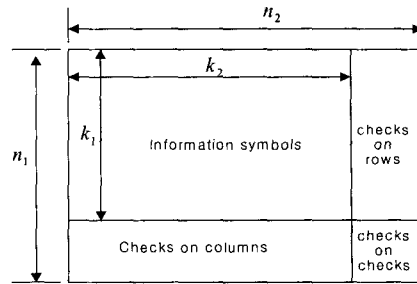


그림 5. 블록터보코드(Block Turbo Code)의 부호화
Fig. 5. Encoding procedure of Block Turbo Code.

드는 작은 해밍거리를 가지는 간단한 선형블럭코드를 결합함으로써 해밍거리가 큰 강력한 코드를 생성하게 된다.

그림 5에서 보듯이 결과적으로 생성된 블록터보코드 P 의 마지막 $(n_2 - k_2)$ 열은 C^1 의 코드워드(codeword)이고, 마지막 $(n_1 - n_2)$ 행은 C^2 의 코드워드가 된다. 따라서 행렬 P 의 모든 행은 C^1 의 코드워드이며 모든 열은 C^2 의 코드워드이다. 또한 생성된 블록터보코드의 해밍거리를 늘리기 위하여 확장된(extended) 블록터보코드를 사용하는데, 이것은 생성된 행과 열의 다음 단에 짝수 패리티(even parity) 비트를 삽입하는 방법으로 생성된 행렬은 $(n_1 + 1) \times (n_2 + 1)$ 로 되어 보다 강력한 블록터보코드를 생성하게 된다. 이렇게 생성된 블록터보코드의 송신은 생성된 행렬 P 의 첫 행의 첫 열부터 순차적으로 송신이 이루어지게 된다.

3-2 블록터보코드의 복호화-반복(Iterative) 복호 알고리즘

1994년 R. Pyndiah가 블록터보코드의 복호 기법으로 Soft decoding/Soft decision 방법에 기초한 반복(iterative) 복호 알고리즘^[9]을 제안함으로써 기존의 경판정(hard decision) 복호 알고리즘^{[10],[11]}보다 훨씬 높은 부호이득을 얻을 수 있게 되었다.

Soft decoding/Soft decision 방법은 경판정된 수신 신호 d_i 의 대한 soft-input 복호기의 출력 r_i 을 복호 반복 횟수만큼 신뢰도(reliability)를 높이는 방법으로, 출력 r_i 은 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$r_i = \left(\frac{|R-C|^2 - |R-D|^2}{4} \right) d_i \quad (5)$$

여기서 R 은 수신된 값이고, 체이스(Chase) 알고리즘^[12]에 의해 구하여진 코드워드 집합(subset) Ω 가 q 개의 코드워드를 가지고 있다고 할 때, 각각의 코드워드 C^j ($j=1,2,\dots,q$)와 수신된 신호와의 유클리드(Euclidean) 거리 $|r_i - c_i^j|^2$ 을 구하여 거리가 가장 짧은 코드워드가 D 이며, C 는 코드워드 집합 Ω 에서 $c_i \neq d_i$ 의 조건을 만족하는 코드워드 중에서 유클리드 거리 $|r_i - c_i^j|^2$ 가 가장 짧은 코드워드를 말한다. 만일 여기서 C 가 존재하지 않는다면 식 (6)을 적용하여 출력을 구한다.

$$r'_j = r_j + (\beta \times d_j) \tag{6}$$

여기서 β 는 일반적으로 $\beta(m)=[0.2, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9, 1.0, 1.0, 1.0]$ 의 값을 가진다^[13].

블록터보코드를 위한 반복 복호 알고리즘은 그림 6과 같이 송신된 코드워드 $[E]$ 에 대응하는 수신된 코드워드 $[R]$ 과 체이스 알고리즘을 이용하여 첫 번째 복호화기는 행렬 P 의 행(혹은 열)의 soft output을 구하고, 복호화기에 입력된 soft input에서 soft output을 빼면 행(혹은 열)의 부가정보(extrinsic information) $[W(2)]$ 를 얻을 수 있다. 여기서 괄호 안의 숫자는 N 번째 복호화를 말한다. 두 번째 복호화를 위한 행렬 P 의 열(혹은 행)의 soft input 값은 아래 식 (7)과 같이 주어진다.

$$[R(2)] = [R] + \alpha(2)[W(2)] \tag{7}$$

여기서 α 는 가중치(weight factor)로서 $\alpha(m)=[0.0, 0.2, 0.3, 0.5, 0.7, 0.9, 1.0, 1.0]$ 으로 주어진다.

^[13]. 이와 같은 방법으로 수신된 행렬 P 의 행과 열을 반복 복호화하면 높은 신뢰성을 가지는 soft output 값을 구할 수 있다.

3-3 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템을 위한 블록터보코드의 부호화 및 복호화

본 논문에서 제안한 5 GHz대 WLAN시스템에 기

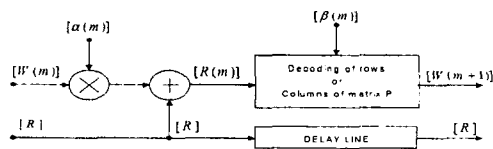


그림 6. 블록터보코드(Block Turbo Code)의 복호화
Fig. 6. Decoding procedure of Block Turbo Code.

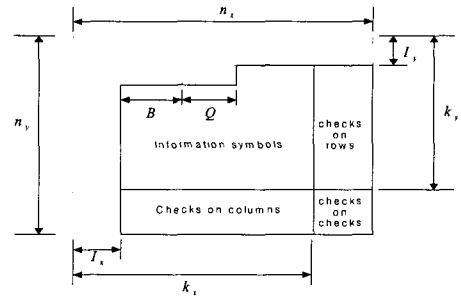


그림 7. 블록터보코드(Block Turbo Code)의 Shortening 절차

Fig. 7. Shortening procedure of Block Turbo Code.

존의 채널 부호화 방법 대신에 블록터보코드를 사용하기 위해서는 기존과 동일한 전송율을 가져야 한다. 기존 5 GHz대 WLAN 시스템과 동일하게 부호율을 맞추기 위해서는 블록터보코드 행렬을 생성 후 그림 7과 같은 shortening 이라는 과정을 수행하여야 하며^[14], 절차는 아래와 같다.

- 1) 행렬에서 I_x 만큼의 행과 I_y 만큼의 열을 제거한다.
- 2) B 만큼의 비트열을 제거한다.
- 3) 1), 2) 과정을 통해 제거된 후의 남은 비트열이 OFDM 변조를 위한 정수배가 되지 않을 시에는 Q 만큼의 비트열을 추가로 제거한다.

제거된 행과 열에는 0(zero)를 삽입하고 나머지 크기 $(k_x - I_x)(k_y - I_y) - B - Q$ 위치에 보내고자 하는 데이터를 순서에 맞추어 배열한 후 부호화를 하면 된다.

블록터보코드의 shortening 과정이 이루어지면 부호율은 식 (8)과 같이 된다.

$$R = \frac{(k_x - I_x)(k_y - I_y) - B - Q}{(n_x - I_x)(n_y - I_y) - B} \tag{8}$$

기존의 5 GHz대 WLAN 시스템의 전송율과 일한 전송율을 갖기 위해서 본 논문에서는 표 3과 같은 파라미터 값을 갖도록 구성코드(Constituent codes)의 사용 및 shortening 과정을 수행하였다.

부호화된 데이터열은 각 전송율에 맞게 신호 변조후 OFDM 변조를 거쳐 PLCP 프리앰블 부분이 첨부되어 송신이 되고, 수신단에서는 shortening 된 I_x, I_y, B, Q 부분에 0(zero)값을 삽입한 후 반복 복호 알고리즘을 사용하여 복호가 이루어지게 된다.

표 3. 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템을 위한 블록터보코드의 파라미터

Table 3. Parameters of Block Turbo Code for 5 GHz IEEE802.11a WLAN system.

전송률 [Mbit/s]	변조 방식	구성코드 $(N_x, K_x)(N_y, K_y)$	데이터 블록 크기 [Byte]	부호화된 데이터 블록 크기 [Bytes]	부호율	코드 파라미터
54	64 QAM	(32, 31) (64, 57)	108	144	3/4	$I_x=13, I_y=3, B=7, Q=101$
48	64 QAM	(64, 57) (32, 26)	92	144	2/3	$I_x=16, I_y=8, B=0, Q=2$
36	16 QAM	(64, 57) (16, 15)	72	96	3/4	$I_x=7, I_y=2, B=30, Q=44$
24	16 QAM	(32, 26) (32, 26)	48	96	1/2	$I_x=0, I_y=8, B=0, Q=84$
18	QPSK	(8, 7) (64, 57)	35	48	3/4	$I_x=1, I_y=9, B=1, Q=7$
12	QPSK	(32, 26) (16, 11)	23	48	1/2	$I_x=4, I_y=2, B=8, Q=6$

IV. 블록터보코드를 사용한 802.11a 5 GHz WLAN 시스템의 성능평가

그림 8~10은 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템의 8가지 전송률 중에서 기존의 길쌈부호화 방법 대신에 본 논문에서 제안한 블록터보코드를 5 GHz 대 WLAN 시스템에 채널 부호화 방법으로 사용했을 때 54 Mbits/s, 48 Mbits/s 그리고 24 Mbits/s의 BER 성능곡선을 각각 나타낸다. 각각의 BER 성능곡선은 다중경로 채널환경을 통과한 신호열에 대하여 이상적인 채널환경 및 PLCP 프리앰블의 2개의 긴 훈련심볼 부분을 이용하여 채널을 추정했을 시의 성능을 나타낸다. 여기에 사용된 다중경로 페이딩 채널 환경은 평균 rms 값이 50 ns의 지연특성^[4]을 갖는 전형적인 실내 환경인 채널모델 'A'를 사용하였고, 수신단에서 주파수 및 시간 동기가 완벽하게 이루어졌다고 가정하였다. 길쌈부호화에 대한 복호는 연판정 비터비 알고리즘을 사용했으며 블록터보코드의 복호는 반복횟수 4회, 체이스 알고리즘에 의한 weak point(I)는 4개를 적용한 반복복호 알고리즘을 사용하였다. 하나의 패킷은 각각 54 Mbits/s와 48 Mbit/s의 경우에는 144 Bytes로, 24 Mbit/s의 경우에는 96 Bytes로 구성하였다.

그림 8의 54 Mbits/s 경우 이상적인 채널환경에서는 기존의 방법보다 블록터보코드를 사용시 BER 값이 10^{-3} 에서 3.5 dB 정도의 성능향상을 보이며, PLCP 프리앰블의 긴 훈련심볼 2개를 이용한 채널 추정시의 경우 BER 값이 10^{-2} 에서 2.5 dB의 성능향상을 보임을 알 수 있다.

그림 9와 같이 48 Mbits/s 경우 이상적인 채널환경

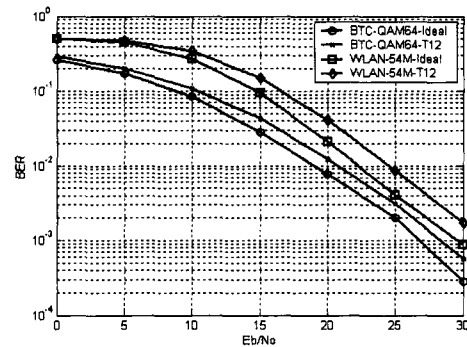


그림 8. IEEE 802.11a 5 GHz WLAN 54 Mbits/s 시스템의 길쌈부호와 블록터보코드의 성능곡선
Fig. 8. BER of convolutional code and Block Turbo Code of 54 Mbits/s-5 GHz IEEE 802.11a WLAN system.

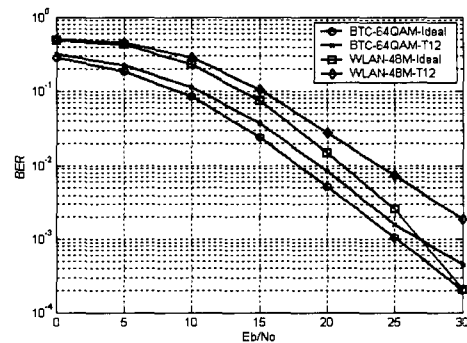


그림 9. IEEE 802.11a 5 GHz WLAN 48 Mbits/s 시스템의 길쌈부호와 블록터보코드의 성능곡선
Fig. 9. BER of convolutional code and Block Turbo Code of 48 Mbits/s-5 GHz IEEE 802.11a WLAN system.

에서는 기존의 방법보다 블록터보코드를 사용시 BER 값이 10^{-3} 에서 2.5 dB 정도의 성능향상을 보

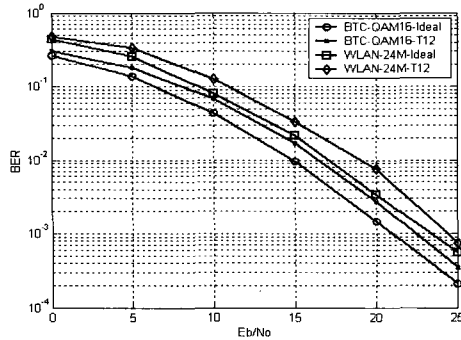


그림 10. IEEE 802.11a 5 GHz WLAN 24 Mbits/s 시스템의 길쌈부호와 블록터보코드의 성능곡선
 Fig. 10. BER of convolutional code and Block Turbo Code of 24 Mbits/s-5 GHz IEEE 802.11a WLAN system.

이며, PLCP 프리앰블의 긴 훈련심볼 2개를 이용한 채널추정의 경우 BER 값이 10^{-3} 에서 3 dB의 성능향상을 보임을 알 수 있다.

그림 10과 같이 24 Mbits/s 경우 이상적인 채널환경에서는 기존의 방법보다 블록터보코드를 사용시 BER 값이 10^{-3} 에서 3 dB 정도의 성능향상을 보이며, PLCP 프리앰블의 긴 훈련심볼 2개를 이용한 채널추정의 경우 BER 값이 10^{-3} 에서 2.5 dB의 성능향상을 보임을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 5 GHz대 IEEE 802.11a WLAN 시스템에서 채널부호화 기법으로 사용된 길쌈부호화기 대신에 최근 강력한 채널부호화 기법으로 알려진 블록터보코드를 적용한 시스템을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 시스템의 경우 기존의 시스템보다 2.5 dB ~ 3.5 dB의 성능향상을 보임을 알 수 있다.

블록터보코드를 복호하기 위한 반복 복호 알고리즘의 경우 반복횟수의 증가 및 체이스 알고리즘을 적용하기 위한 weak point(I)의 증가가 성능향상에 기여를 하지만 그만큼 반복횟수로 인한 계산속도의 증가를 가져온다. 따라서 반복횟수 및 weak point를 결정하는 것이 중요한 과제로 남아 있다.

참 고 문 헌

[1] S. Hori, T. Kumagai, M. Mizoguchi and M. Morikura, "A New Space Diversity Reception Scheme

for Packet-Based OFDM Wireless Access Systems", *IEICE Transactions on Comm.*, vol. E85-B, no. 6, pp. 1083-1093, Jun. 2002.

[2] W. Lee, H. Park and J. Park, "Viterbi decoding method using channel state information in COFDM system", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 45, no. 3, pp. 533-537, Aug. 1999.

[3] M. Alard, R. Lassalle, "Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receiver", *EBU Tech. Rev.* no, 224, pp. 168-190, Aug. 1987.

[4] W. Y. Zou, Y. Wu, "COFDM : An Overview", *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 41, no. 1, pp. 1-7, Mar. 1995.

[5] M. R. G. Butler, S. Armour, P. N. Fletcher, A. R. Nix and D. R. Bull, "Viterbi Decoding Strategies for 5 GHz Wireless LAN Systems", *IEEE*, pp. 77-81, 2001.

[6] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes", *IEEE Proc. ICC '93*, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, May 1993.

[7] C. Berrou, A. Glavieux, "Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, no. 10, pp. 1261-1271, Oct. 1996.

[8] R. Pyndish, A. Glavieux, A. Picart and S. Jacq, "Near optimum decoding of product codes", in *Proc. IEEE Globecom Conference*, San Francisco, CA, pp. 339-343, Nov. 1994.

[9] R. Pyndish, A. Glavieux, A. Picart and S. Jacq, "Near optimum decoding of product codes", in *Proc. of IEEE GLOBECOM '94 Conference*, vol. 1/3, Nov.-Dec. 1994.

[10] S. M. Reddy, "On decoding iterated codes", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-16, pp. 624-627, Sep. 1970.

[11] S. M. Reddy, J. P. Robinson, "Random error and burst correction by iterated codes", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, pp. 182-185, Jan. 1972.

[12] D. Chase, "A class of algorithms for decoding

block codes with channel measurement information", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, pp. 170-182, Jan. 1972.

[13] Ramesh, Mahendra and Pyndiah, "Near-Optimum Decoding of Product Codes: Block Turbo Codes", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 46, no. 8, pp. 1003-1010,

Aug. 1998.

[14] IEEE WirelessMAN 802.16a/D5, "Part 16 : Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access System-Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specification for 2-1 GHz", pp. 149, Jul. 2002.

김 한 중



1986년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1988년 8월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1994년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
1994년 9월~현재: 한국기술교육대학교

정보기술공학부 부교수

[주 관심분야] 고속 멀티미디어 통신시스템, 이동통신, 방송통신

이 병 남



2002년 8월: 한국기술교육대학교 정보기술공학부 (공학사)
2002년 8월~현재: 한국기술교육대학교 전기전자공학과 석사과정
[주 관심분야] OFDM 시스템, 이동통신 시스템의 모델구조, 부호이론