

MIMO 시스템에서 LDPC 부호 기반의 터보등화 방식 연구

백창욱*, 정지원^o

A Study on Turbo Equalization for MIMO Systems Based on LDPC Codes

Chang-Uk Baek*, Ji-Won Jung^o

요약

본 논문은 외부 부호로 DVB-S2 시스템에서 표준으로 제안된 LDPC 부호와 내부 부호로는 시공간 격자 부호를 사용하는 터보등화 방식의 MIMO 시스템을 제안한다. 시공간 격자 부호와 LDPC 복호기를 연결시킨 계층적 시공간 부호기는 duo-binary 터보 복호기와 연결시킨 터보 등화 방식과는 달리 LDPC 복호기의 내부에서만 반복 복호를 시행하여 성능이 저하되는 문제점을 가지고 있다. 이를 해결하기 위해 시공간 격자 부호화 방식을 BCJR 복호기를 적용하여 LDPC 복호기가 전체 반복을 통하여 성능을 향상시키는 방안을 제시하고 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과 본 논문에서 제시하는 효율적인 연결 방식을 이용하면 기존 연판정 기반의 LDPC와 시공간 격자 부호를 연결하는 방식에 비하여 약 0.6 dB의 성능이 향상되었다.

Key Words : Multiple-Input Multiple-Output(MIMO), Space time code, Low Density Parity Check(LDPC) code, Layered Space Time code(LST), Turbo equalizer

ABSTRACT

In this paper, MIMO system based on turbo equalization techniques which LDPC codes were outer code and space time trellis codes (STTC) were employed as an inner code are studied. LDPC decoder and STTC decoder are connected through the interleaving and de-interleaving that updates each other's information repeatedly. In conventional turbo equalization of MIMO system, BCJR decoder which decodes STTC coded bits required two-bit wise decoding processing. Therefore duo-binary turbo codes are optimal for MIMO system combined with STTC codes. However a LDPC decoder requires bit unit processing, because LDPC codes can't be applied to these system. Therefore this paper proposed turbo equalization for MIMO system based on LDPC codes combined with STTC codes. By the simulation results, we confirmed performance of proposed turbo equalization model was improved about 0.6dB than that of conventional LDPC codes.

I. 서론

차세대 무선 및 위성통신에서는 다양한 서비스와 함께 빠른 전송 효율, 오류가 없는 높은 신뢰도의 통신을 요구하고 있다. 따라서 높은 신뢰도와 함께 고속

의 데이터 전송이 필요하기 때문에 스펙트럼의 효율성을 높이면서 다이버시티 및 부호화 이득을 향상시키기 위한 연구가 진행 중에 있다. 이러한 요구를 만족시키기 위한 연구 방법은 높은 성능을 갖는 채널 부호화 기술이 있다. 또한, 다수의 송수신 안테나를 이

※ 이 논문은 2015년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초 연구 사업임(NRF-2015R1D1A1A01060931)

• First Author : Korea Maritime and Ocean University Dept. of Radio Communication Eng., cubaek@kmou.ac.kr, 학생회원

◦ Corresponding Author : Korea Maritime and Ocean University Dept. of Radio Communication Eng., jwjung@kmou.ac.kr, 정회원
논문번호 : KICS2016-02-025, Received February 1, 2016; Revised April 20, 2016; Accepted May 23, 2016

용한 시공간 부호화 기술 기반의 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템에서 다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 얻는 방법이 있다^{11,12}. 그리고 시공간 부호화 기법과 외부 부호로 반복 부호를 결합하는 계층적인 시공간 부호화 기법이 연구되었다^{13,14}. 또한, 시공간 격자부호와 터보 부호기를 결합시키는 터보 등화 기반의 계층적 시공간 부호화 방식에 대한 연구도 진행되었다⁵.

외부 정보를 이용하여 내부 부호와 외부 부호를 연결하여 반복을 통하여 성능을 향상시키는 터보 등화 방식의 복호부를 구성하기 위해서 고려되는 외부 부호로는 DVB-RCS NG(Digital Video Broadcasting - Return Channel by Satellite Next Generation)에서 적용을 권장하는 duo-binary 터보 파이 부호와, DVB-S2(Digital Video Broadcasting - Satellite 2), 802.11n 등에서 표준으로 채택되어 사용되어지고 있는 LDPC(Low Density Parity Check) 부호화 방식이 고려되고 있다⁶. LDPC 부호는 터보 부호에 비해 복호화의 복잡도가 낮을 뿐 아니라 좋은 거리 특성으로 오류마루 현상이 나타나지 않고, 완전 병렬 처리로 고속 처리가 가능한 장점이 있으며, 성능 또한 큰 사이즈의 부호화기를 구성할 수 있어 우수하다^{7,8}.

일반적인 MIMO 시스템에서 외부 부호와 내부 부호를 연결시키는 직렬 연결 부호화 방식(serial concatenate coding) 방식에서는 어떠한 부호화 방식을 적용하더라도 시스템 구성 시 아무런 문제가 없다. 그러나 터보 등화 기반의 반복 구조의 MIMO 수신기 설계 시에는 여러 조건이 따른다. 내부 및 외부 부호의 종류, 반복 구조 시 입력 비트의 수 등을 예를 들 수 있다. 예를 들어 내부 부호로 시공간 격자 부호를 적용한다면, 외부 부호의 연결 시 가장 고려해야 할 조건은 복호부의 반복 구성에 있다. MIMO 시스템에서 내부 부호의 입력은 두 비트이며, 출력 또한 두 비트가 각 안테나에서 생성되어 변조되어 전송된다. 따라서 복호부의 반복 시 내부 부호의 복호부에서 두 비트에 대한 확률 값이 출력되어야 하며, 외부 부호 역시 출력 값이 두 비트에 대한 확률 값으로 출력되어 이를 내부 부호의 외부 정보로 활용하여 반복을 통하여 성능을 향상시킨다. 외부부호의 개별적인 복호 방식의 성능이 우수하더라도 이러한 조건에 만족하지 못할 때에는 적용할 수가 없다. 따라서 기존의 연구는 duo - binary 터보 부호를 적용시켜 두 비트의 확률을 동시에 획득하여 전체 반복을 수행 하여 성능을 향상시킨다.

또한, 기존의 터보 부호 보다 성능이 우수하고 복호

구조가 간단한 LDPC 부호를 이용하여 MIMO 시스템에서 적용시키기 위한 연구가 진행 중에 있다^{9,13}. 참고문헌 [9]에서는 LDPC 부호와 시공간 블록 부호를 결합한 MIMO 시스템을 고려하였는데 이는 시공간 블록 부호화기의 복호 과정이 수신된 신호의 MRC(Maximum Combine Ratio) 기법 기반의 직교 성분을 이용하여 복호를 하기 때문에 LDPC 출력 외부 정보를 피드백 시키는 터보 등화 기반의 수신기를 적용할 수 없다. 또한 복호기의 출력 정보는 수신신호와 가장 가까운 성상도와의 유클리디언 거리를 이용하여 복호하기 때문에 경관정된 비트가 출력되는데 이 정보를 LDPC 복호기에 입력하면 연관정보보다 성능이 떨어진다. 따라서 참고 문헌 [10]에서는 시공간 블록 부호의 전송률 손실을 줄이기 위해 수신된 정보를 ZF(Zero Forcing) 또는 QR분해를 통해 채널을 분리한 후 복호기에 입력되는데 이 또한 반복 구조의 수신기를 구성할 수 없다. 반복 구조의 MIMO 수신기를 구성하기 위해 참고문헌 [11]에서는 LDPC 부호화기를 두 개를 이용하였으며 수신단에서 LDPC 복호기 두 개를 서로 반복하여 성능을 향상시키는 구조를 제시하였지만, 이 또한 전송률 측면이나 복잡도 측면에서 효율적이지 못하다. 따라서 본 논문에서는 MIMO 시스템에서 시공간 격자 부호와 LDPC 부호를 연결하는 효율적인 구조를 제시하고자 한다.

LDPC 복호기는 비트 단위의 외부 정보를 생성하는데 두 비트의 심볼 단위의 처리를 하는 시공간 격자 부호의 복호기와 정보의 처리 비트 수가 달라 이를 반복 구조로 연결하기에는 문제점이 있다. 따라서 본 논문에서는 비트의 분리 또는 비트의 결합을 통하여 전체 반복을 수행하는 방법을 제안한다. 본 논문에서 적용되는 내부 부호로는 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득을 동시에 가지는 Blum에 의해 제안된 32 상태의 시공간 격자 부호화 기법과 LDPC 부호를 외부 부호로 구성하는 계층적 시공간 부호화 방식을 사용하였다. 시공간 격자 부호와 LDPC 부호를 전체 반복할 수 있는 방법으로 LDPC 복호기의 입력 값으로 BCJR 복호기의 연관정 된 두 비트에 대한 확률 값을 분리하여 한 비트에 대한 확률 값을 생성하여 LDPC 복호기에 입력하고, LDPC 복호기의 한 비트의 LLR 값을 심벌 결합을 통해 두 비트의 LLR 값으로 재구성하는 방식을 적용하여 BCJR(Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv) 복호기의 입력 값으로 활용하여 내부 부호와 외부 부호간의 반복을 통해 성능이 향상되는 것을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

II. 반복 부호와 결합된 계층적 시공간 격자 부호

$$R_j = \{r_1, r_2, \dots, r_l\} \quad (4)$$

최근의 통신 시스템에서 요구하는 사항들을 만족시키기 위해서는 N 개의 송신 안테나와 M 개의 수신안테나를 이용하여 다이버시티 이득을 가지는 시공간 부호와 함께 강력한 오류 정정률을 보이는 채널부호화 기법을 연접하여 전송하여야 한다. 반복 부호와 시공간 격자 부호기를 연접한 계층적 시공간 격자 부호의 구조를 그림 1에 나타내었다.

그림 1에서 전송하고자 하는 원 신호 비트열 D 는 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$D = \{d_1, d_2, \dots, d_k\} \quad (1)$$

전송하고자 하는 원 신호 비트열은 K 의 크기를 가지며, 먼저 반복 기반의 채널 부호화기(N, K)를 통하여 부호화되어진다. 반복 부호화 후 비트열 C 는 식 (2)와 같다.

$$C = \{c_1, c_2, \dots, c_N\} \quad (2)$$

N 은 부호화 된 비트의 길이를 나타낸다. 반복 부호화 후 비트열 C 는 S/P(Serial / Parallel)를 통하여 두 비트씩 묶어 시공간 격자 부호화기로 입력된다. 각 송신 안테나에서 변조된 신호는 식 (3)과 같다.

$$S_i = \{s_1, s_2, \dots, s_l\} \quad (3)$$

여기에서 S_i 는 $i(i = 1, 2, \dots, N)$ 번째 송신 안테나에서의 전송 신호를 나타내며, l 은 변조 방식에 따라 값이 변한다. 예를 들어 변조 방식이 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)인 경우 $l = \frac{N}{2}$ 이 된다. 각 안테나에서 수신되는 신호는 식(4)와 같다.

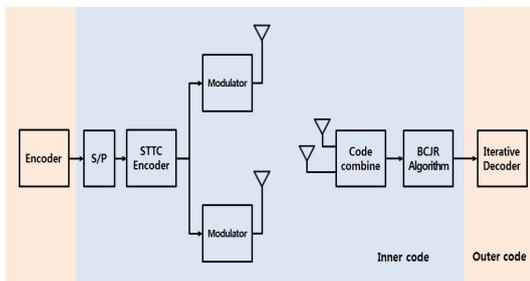


그림 1. 반복 부호와 시공간 격자 부호기의 연접
Fig. 1. STTC combined with iterative code

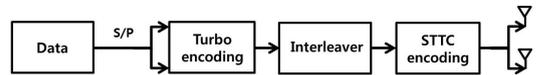
여기에서 R_j 는 $j(j = 1, 2, \dots, M)$ 번째 수신 안테나에서의 수신 신호를 나타낸다. 레일레이 페이딩 채널을 통과한 수신 신호 R_j 는 M 개의 수신 안테나 수만큼 결합하여 평균값을 취하는 code combine 계산을 통하여 MIMO의 특성인 다이버시티 이득을 가지게 된다. Code combine 된 신호는 시공간 격자 복호기로 입력된다. 시공간 격자 복호기의 출력 값은 반복 복호기로 입력되는 구조이다. 이때 연접시키고자 하는 채널 부호화 기법과 함께 시공간 부호의 선택에 따라서 성능의 차이점을 보이게 된다. 본 장에서는 기존의 duo-binary 터보 부호와 LDPC 부호를 이용한 MIMO 시스템에 대해 논의한다.

2.1 기존의 터보 부호와의 연접 방법

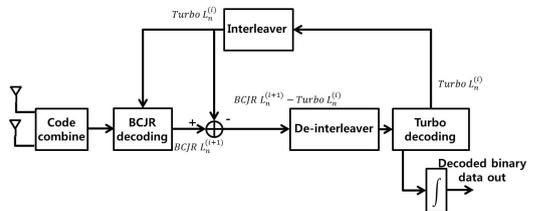
시공간 격자부호와 터보 부호와의 연접을 통한 계층적 시공간 부호 구조는 그림 2와 같다^[5].

송수신 구조는 그림 2.(a)와 (b)와 같다. 터보 부호와 시공간 격자 부호를 연접하여 서로간의 반복적인 연산을 통하여 성능을 개선하는 구조이다. 터보 부호는 기존의 한 비트가 입력되어 출력되는 binary 구조가 아니라 두 비트가 입력되어 출력되는 double binary 구조이다.

MIMO 시스템에서는 N 개의 송신 안테나와 M 개의 수신안테나를 이용하여 통신을 한다. 시공간 격자 부호 중 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득을 동시에 가지는 Blum에 의해 제안된 32 상태의 시공간 격자 부호화 방식은 아래 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다^[14].



(a) Transmitter



(b) Receiver

그림 2. 터보 부호를 기반으로 한 계층적 시공간 격자 부호
Fig. 2. The layered STTC based on turbo code

$$\begin{aligned}
 s_{n1}(t) &= 2 \times (c_2(t-\tau) \oplus c_1(t-2\tau) \oplus c_2(t-2\tau) \\
 &\quad \oplus c_1(t-3\tau)) + (c_2(t-2\tau) \oplus c_1(t-\tau)) \\
 s_{n2}(t) &= 2 \times (c_2(t) \oplus c_2(t-\tau) \oplus c_2(t-2\tau) \\
 &\quad \oplus c_1(t-3\tau)) + (c_2(t-2\tau) \oplus c_1(t-\tau) \oplus c_1(t))
 \end{aligned} \tag{5}$$

$s_n = \{s_{n1}, s_{n2}\}$ 는 식 (3)에서 n 시점에서 출력 값 s_n 에 대한 송신안테나 2개의 출력 값을 나타낸다. $c_1(t), c_2(t)$ 는 t 시점에서 시공간 격자 부호기의 입력 비트이며, 식 (2)의 부호화된 비트이다. $c(t-\tau)$ 는 입력 신호의 τ 만큼 지연된 신호이다. 따라서 QPSK의 심볼로 4개의 위상점 {0, 1, 2, 3}을 나타내기 위해 식 (5)와 같이 나타내었다. 채널 환경은 심볼 주기 T 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 레일리 페이딩 채널로써 주기 T 동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정하였다. N 개의 송신 안테나에서 M 개의 수신 안테나 중 임의의 m 번째 수신 안테나에서 수신 신호 $R_m(t)$ 는 다음 식 (6)과 같다.

$$R_m(t) = \sum_{i=1}^N h_{i,m}(t) s_i(t) + \eta(t) \tag{6}$$

여기에서 $t(t=1,2,\dots,T)$ 는 송신신호에 대한 시간이며, $s_i(t)$ 는 시간 t 에서 $i(i=1,2,\dots,N)$ 번째 송신 안테나에서의 전송 심벌이다. 그리고 $h_{i,m}(t)$ 는 i 번째 송신안테나와 m 번째 수신 안테나에서의 페이딩 진폭을 나타내며, $\eta(t)$ 는 가우시안 잡음을 나타낸다. 시공간 부호화되어 전송되어진 수신 신호 $R_m(t)$ 는 수신 안테나의 수에 따라 code combine을 통하여 신호를 합성하게 된다. 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도를 이용하여, 시공간 부호화되어 전송되어진 수신 신호는 BCJR 부호기에 입력된다. BCJR 부호기에서는 BM(Branch Matrix), FSM(Forward State Matrix), BSM(Backward State Matrix) 를 구하기 위하여 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도를 이용하여 부호한다¹⁵⁾. 시공간 격자 부호단에서 BCJR 부호기를 통하여 수신 비트 스트림 크기만큼의 LLR 값이 출력된다. 각 상태에서 ‘00’, ‘01’, ‘10’, ‘11’의 확률 값을 출력하게 된다. 따라서 식 (5)의 시공간 격자부호의 입력 S 에 대한 LLR 값은 k 시점 및 각 상태 m 에서 네 개의 두 비트 i, j 에 대한 LLR 값 $L(S_k^{i,j})$ 은

다음 식(7)을 통해 구할 수 있다.

$$L(S_k^{i,j}) = \min \left\{ \sum_m \lambda_k^{00}(m), \sum_m \lambda_k^{01}(m), \sum_m \lambda_k^{10}(m), \sum_m \lambda_k^{11}(m) \right\} \tag{7}$$

($k=1,2,\dots,K$)

$\lambda_k^{i,j}(m)$ 은 k 시점에서 BCJR 부호기 각 상태 m 에 서의 입력 비트 i, j 에 대한 LLR 값을 나타낸다. 시공간 격자 부호기에 부호기인 BCJR의 부호 방식은 두 비트의 입력 값에 따른 각 상태에서 LLR 값을 계산 한다. 추정되어진 LLR 값은 역-인터리버를 통하여 송신단에서의 인터리버 이전의 주소로 재배치하여 터보 부호기에 입력된다. 터보 부호기는 두 비트에 대한 LLR 값을 입력 받아 두 비트의 확률로 부호가 이루어 지므로 FSM, BSM 과정을 통하여 식 (7)과 같은 동일한 형태의 LLR 값이 출력된다. 따라서 일정한 반복 후에 식 (7)과 같이 i, j 비트 열을 부호하게 된다.

2.2 기존의 LDPC 부호와의 연결 방법

기존의 LDPC 부호와 시공간 격자 부호의 연결을 통한 계층적 시공간 부호의 송수신 구조는 그림1에서 반복 부호를 LDPC 부호를 사용하면 된다. 시공간 격자 부호단에서 BCJR 부호기는 두 비트의 입력 값에 대한 각 상태에서 ‘00’, ‘01’, ‘10’, ‘11’의 확률 값을 출력하는 형태이다. 하지만 LDPC의 부호기는 수신 신호가 한 비트씩 부호기에 입력되어 부호를 진행해야 한다. 따라서, BCJR 부호기의 두 비트에 대한 연판정 출력 값을 LDPC 부호기에 입력 값으로 사용할 수 없고 경판정을 통해 한 비트에 대한 출력 값을 이용하여 LDPC 부호기에 입력하여야 하므로 식 (7)에서 출력된 BCJR의 두 비트에 대한 확률 값을 경판정 해야 한다. 식 (7)에서 결과 값이 정해지면 다음 식 (8)과 같이 경판정 하여 i, j 값이 LDPC 부호기에 입력 한다.

$$\text{if } L(S_k^{i,j}) \equiv \lambda_k^{pq}(m) \text{ then } i=p, j=q \tag{8}$$

BCJR 부호기의 경판정 된 출력 값을 LDPC 부호기의 입력 값으로 활용하여 부호하게 된다. 또한 LDPC 부호기의 출력 또한 각 비트별 LLR 값이므로 이를 두 비트에 대한 확률로 나타낼 수 없으므로 반복이 불가능하다. 이로 인해 시공간 격자 부호와 LDPC

부호 전체의 반복은 불가능하고 각 부호에 대한 복호기 내부 반복만이 가능하므로 성능이 떨어진다.

III. LDPC 부호와 시공간 격자 부호의 효율적인 연결 방법 제안

기존의 시공간 격자 부호와 LDPC 부호의 연결을 통한 계층적 시공간 부호화 방식은 각 부호의 내부 반복만 가능하고, 전체 반복이 불가능하기 때문에 성능 저하가 초래되었다. 이를 극복하기 위해 본 논문에서는 내부 부호와 외부 부호의 반복을 통해 전체 반복이 가능한 효율적인 구조를 그림 3에 제안하였다.

송신 단의 구조는 기존 방식과 동일하다. 전체 반복이 가능하도록 수신단에서 symbol separation 블록과 symbol combine 블록이 추가 된 구조이다. 먼저 symbol separation 블록은 BCJR의 복호기의 출력 값이 경관정이 아닌 한 비트의 연관정 결과 값을 출력해준다. 이를 위해 BCJR 복호기의 출력 LLR 값을 한 비트에 대한 LLR 값으로 재구성 하였고 이는 식 (9)와 (10)에 나타내었다.

$$L(\hat{S}_k^{i0}) = E(\sum_m \lambda_k^{i0}(m), \sum_m \lambda_k^{i1})$$

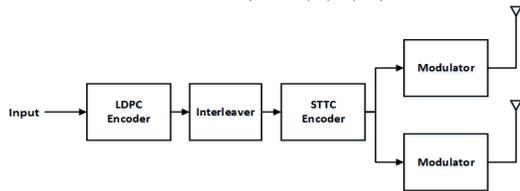
$$L(\hat{S}_k^{0j}) = E(\sum_m \lambda_k^{0j}(m), \sum_m \lambda_k^{1j}) \quad (9)$$

$$(k = 1, 2, \dots, K)$$

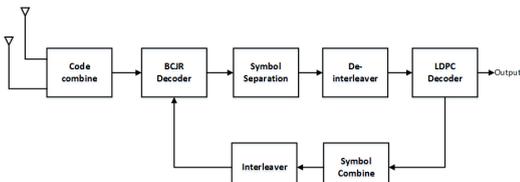
$$L(\hat{R}_{m=2k-1}) = L(\hat{S}_k^{00}) - L(\hat{S}_k^{10})$$

$$L(\hat{R}_{m=2k}) = L(\hat{S}_k^{00}) - L(\hat{S}_k^{01}) \quad (10)$$

$$(k = 1, 2, \dots, K)$$



(a) Transmitter



(b) Receiver

그림 3. 제안하는 LDPC 부호와 시공간 격자 부호의 연결
Fig. 3. Proposed STTC combined with LDPC code

식 (9)에서 $L(\hat{S}_k^{i0})$ 는 두 비트의 BCJR 복호기의 출력 LLR 값 중 첫 번째 비트에 대한 확률값을 계산하는 부분이다. $i=0$ 일 경우 ‘0’에 대한 확률과 $i=1$ 일 때 ‘1’에 대한 확률을 나타낸다. $L(\hat{S}_k^{0j})$ 는 두 번째 비트에 대한 확률 값을 계산하고 $j=0$ 또는 $j=1$ 일 경우 두 번째 비트의 ‘0’과 ‘1’에 대한 확률을 나타낸다. 두 비트의 LLR 값을 첫 번째 비트와 두 번째 비트에 대한 LLR 값으로 나누어 계산하고, 식 (10)을 통해 한 비트에 대한 LLR 값을 계산한다. 식(10)에서 $L(\hat{R}_m)$ 은 ‘0’의 확률에서 ‘1’의 확률 값을 빼줌으로써 한 비트에 대한 LLR 값을 재 구성한다.

식(10)에서 BCJR 복호기에서 재구성 된 LLR 값 $L(\hat{R}_m)$ 은 역-인터리버를 통하여 송신단에서 인터리버 이전의 주소로 재배치하여 LDPC 복호기에 입력되고 복호를 진행한다. 하지만 이러한 방식은 기존의 시공간 격자 부호와 LDPC 부호를 연결한 방식에 비해 성능은 크게 향상되지만 전체 반복을 수행할 수는 없는 문제점이 있다. 이는 LDPC 복호기에서 계산되어 추정된 LLR 값 각 비트에 대한 ‘0’과 ‘1’의 확률이므로 이를 두 비트에 대한 확률로 나타낼 수 없으므로 전체 반복을 수행할 수 없다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 그림 3의 수신단의 구조에서 symbol combine을 적용한다.

Symbol combine은 LDPC 복호기에서 계산되어 추정된 LLR 값 $L(u_m)$ 를 식(11)과 식(12)와 같이 비트를 결합한다.

$$L(B_k^{00}) = L(u_{2k-1}) - |L(u_{2k-1})|$$

$$L(B_k^{01}) = |L(u_{2k-1})| \quad (11)$$

$$(L(u_{2k-1}) < 0, k = 1, 2, \dots, K)$$

$$L(B_k^{10}) = L(u_{2k})$$

$$L(B_k^{11}) = L(u_{2k}) - |L(u_{2k})| \quad (12)$$

$$(L(u_{2k}) \geq 0, k = 1, 2, \dots, K)$$

식(11)과 식(12)에서 $L(u_k)$ 는 k번째 LDPC 부호의 입력값 u_k 에 대한 LDPC 복호기 출력값이며, $B_k^{00}, B_k^{01}, B_k^{10}, B_k^{11}$ 은 각 상태에서 LDPC 한 비트의 복호기의 출력 LLR 값을 두 비트에 대한 확률 ‘00’, ‘01’, ‘10’, ‘11’로 나타내기 위해 두 비트의 심볼에 대

한 확률 값으로 나타내기 위해 비트를 결합하는 수식이다.

식(11)과 식(12)를 통해 비트가 결합되어진 후 두 비트에 대한 확률 값을 식 (13)을 통하여 생성한다.

$$\begin{aligned}
 L(\hat{u}_k^{00}) &= L(B_k^{00}) + L(B_k^{10}) \\
 L(\hat{u}_k^{01}) &= L(B_k^{00}) + L(B_k^{11}) \\
 L(\hat{u}_k^{10}) &= L(B_k^{01}) + L(B_k^{10}) \\
 L(\hat{u}_k^{11}) &= L(B_k^{01}) + L(B_k^{11})
 \end{aligned} \tag{13}$$

($k = 1, 2, \dots, K$)

식 (13)을 통해 생성된 LDPC 복호기의 두 비트에 대한 확률 값을 다시 인터리버를 통하여 BCJR 복호기에 업데이트 시켜준다. 제안하는 방식을 통해 시공간 격자 부호와 LDPC 부호의 내·외부 반복, 즉 전체 반복이 가능해져 성능이 향상된다.

IV. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에서 사용한 시공간 부호화기는 2개의 송신안테나를 이용하는 32 상태 구조를 가지는 시공간 격자 부호화기를 이용하였을 때의 수신안테나의 수를 1개와 2개의 경우에 성능을 분석하였다.

LDPC 부호기는 전송 bit의 크기 $K=32400$, 부호화율 $R=1/2$ 을 사용하였다. 시뮬레이션 환경은 심볼 주기 T 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 레일레이 페이딩 채널로써 주기 T 동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정하였다. QPSK 변조방식을 적용하였다.

그림 4는 수신 안테나의 수가 2개일 때 시공간 격자 부호와 LDPC 부호의 연결 시 LDPC 내부 반복에

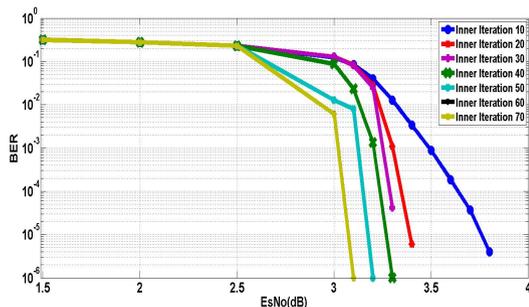


그림 4. LDPC 내부 반복에 따른 성능
Fig. 4. BER performance of increasing LDPC inner iterations.

따른 성능 곡선이다.

그림 4에서 LDPC 내부 반복을 10회에서 70회까지 증가시켰을 때의 성능을 나타내었다. 내부 반복 횟수를 증가시키기에 따라 성능이 증가하는 것을 알 수 있다. 반복을 70회 하였을 때 성능은 60회 반복을 했을 때와 유사하고 복잡도만 증가하는 것을 확인하였다. 이에 본 논문에서는 내부 반복 횟수를 60회로 고정하였다.

전체 반복 복호를 수행할 수 없는 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서 제안한 식 (12)와 식 (13)을 적용하여, 수신 안테나의 수를 2개로 고정하고 전체 반복 횟수를 1회에서 7회 까지 증가시키기에 따른 성능을 그림 5에 나타내었다.

제안하는 방식을 통하여 전체 반복을 7회 하였을 때는 BER 10^{-5} 을 기준으로 반복을 1회 하였을 때보다 0.6dB의 성능이 향상됨을 알 수 있다. 시공간 격자 부호와 LDPC 부호의 전체 반복을 통해 성능이 향상됨을 알 수 있다.

그림 6에 송·수신 안테나의 수가 2개일 때 기준 연판정 기반의 계층적 시공간 부호화 방식과 전체 반복

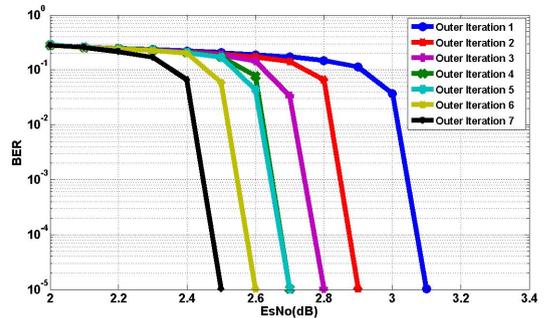


그림 5. 제안하는 방식의 전체 반복 횟수에 따른 성능
Fig. 5. The proposed method for BER performance of increasing whole iteration

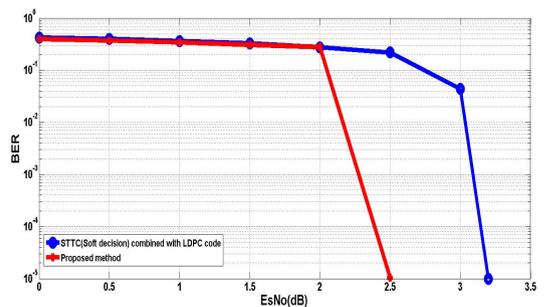


그림 6. 기존 방식과 제안하는 방식의 성능 비교
Fig. 6. BER comparison between conventional and proposed method

을 위해 제안하는 계층적 시공간 부호화 방식에 대한 성능 곡선을 나타내었다.

그림 6의 시뮬레이션 결과를 BER 10^{-4} 을 기준으로 각각 비교하면, 전체 반복을 위한 제안하는 방식은 기존 방식에 비해 0.6dB 만큼 성능이 향상됨을 확인할 수 있었다. 전체 반복을 통하여 성능이 향상되었음을 확인할 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 시공간 격자 부호와 LDPC 부호를 연결 시키는 계층적 시공간 부호화 방식에 대하여 연구하였다. 기존 방법은 수신단에서 각각의 내부 반복 복호만 가능하여 성능이 저하되는 특성을 가지고 있다. 이를 극복하기 위해 전체 반복 복호하는 방법을 제안하고 시뮬레이션을 통하여 성능을 검증하였다. 또한 터보 등화기반의 계층적 시공간 부호화 방식과의 성능을 비교 분석하였다.

2개의 수신 안테나에서의 시뮬레이션 결과를 BER 10^{-4} 을 기준으로 각각 비교하면, 본 논문에서 제안한 방법을 사용하여 전체 반복을 7회 수행하였을 때 기존 연판정 기반의 계층적 시공간 부호화 방식에 비해 약 0.6dB 만큼 성능이 향상되었다. 이러한 시뮬레이션 결과를 통해 본 논문에서 제시한 구조가 최근의 무선 통신 시스템에 적합하다고 사료된다.

References

[1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.

[2] S. H. Lim, K. S. Kim, and J. W. Choi, "Detection techniques for high dimensional spatial multiplexing MIMO system," *J. KICS*, vol. 39A, no. 7, pp. 413-423, Jul. 2014.

[3] L. Hanzo, T. H. Liew, B. L. Yeap, and R. Y. S. Tee, *Turbo coding, turbo equalisation and space-time coding: exit-chart aided near-capacity designs for wireless channels*, NY, USA: Wiley, Mar. 2010.

[4] P. Samundiswary and S. Kuriakose, "BER

analysis of MIMO-OFDM using V-BLAST system for different modulation schemes," in *Proc. ICCCNT-2012*, pp. 1-6, Tamilnadu, India, Jul. 2012.

[5] T. D. Park and J. W. Jung, "A study on layered space time trellis codes for MIMO system based on iterative decoding algorithm," *J. KNPR*, vol. 36, no. 10, pp. 845-849, 2012.

[6] *Satellite broadcasting system of integrated service digital broadcasting*, ITU-R BO. 1227-2, 1998.

[7] R. G. Gallager, "Low-density parity - check codes," *IRE Trans. Inform. Theory*, vol. 8, no. 1, pp. 21-28, Jan. 1962.

[8] *Digital Video Broadcasting(DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2)*, Eur. Telecommun. Standard Inst. (ETSI) En 302 307 V1.2.1, Apr. 2009.

[9] S. Ding and R. Li, "A combined scheme of LDPC-STBC for image transmission in asynchronous cooperative MIMO systems," in *Proc. Wireless Advanced 2012 (WiAd 2012)*, pp. 90-94, London, United Kingdom, Jun. 2012.

[10] P. Fertl, J. Jaldén, and G. Matz, "Capacity - based performance comparison of MIMO - BICM demodulators," in *Proc. IEEE SPAWC-08 on Signal Processing Advances in Wireless Commun.*, pp. 166 - 170, Recife, Brazil, Jul. 2008.

[11] H. Futaki and T. Ohtsuki, "Low - density parity-check (LDPC) coded MIMO systems with iterative turbo decoding," in *Proc. IEEE VTC 2003-Fall*, pp. 342-346, Orlando, U.S.A., Oct. 2003.

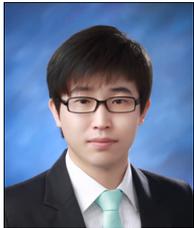
[12] S. J. Park and S. Y. Choi, "Parity check based iterative interference cancellation scheme for LDPC coded MIMO systems," *J. KICS*, vol. 40, no. 9, pp. 1728-1730, Sept. 2015.

[13] S. J. Kang, "An efficient partial detection scheme for MIMO-OFDM systems," *J. KICS*, vol. 40, no. 9, pp. 1722-1724, Sept. 2015.

[14] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wirel. Personal. Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.

[15] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-20, pp. 284-287, 1974.

백 창욱 (Chang-Uk Baek)



2012년 2월 : 한국해양대학교
전파공학과 공학사

2014년 2월 : (주)KTE 기술연
구소 연구원

2016년 2월 : 한국해양대학교
전파공학과 공학석사

2016년 3월~현재 : 한국해양대

학교 전파공학과 박사과정

<관심분야> 위성통신, 수중통신, 변·복조기술, 채널 코딩 등

정 지원 (Ji-Won Jung)



1989년 2월 : 성균관대학교 전
자공학과 공학사

1991년 2월 : 성균관대학교 전
자공학과 공학석사

1995년 2월 : 성균관대학교 정
보공학과 공학박사

1991년 1월~1992년 2월 : LG
정보통신연구소 연구원

1995년 9월~1996년 8월 : 한국통신 위성통신연구실
선임연구원

1997년 3월~1998년 12월 : 한국전자통신연구원 초빙
연구원

1996년 9월~현재 : 한국해양대학교 전파공학과 정교수

2001년 8월~2002년 8월 : 캐나다 NSERC Fellowship
(Communication Research Center 근무)

<관심분야> 위성통신, 수중통신, 변·복조기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등