

MIMO 채널에서 고속 무선 통신을 위한 LDPC 부호를 갖는 터보 병렬 시공간 처리 시스템

정희원 조 동 균*, 비회원 박 주 남*, 정희원 황 금 찬*

Turbo Parallel Space-Time Processing System with LDPC Code in MIMO Channel for High-Speed Wireless Communications

Dong-Kyoon Cho* *Regular Member*, Joo-Nam Pak* *Nonmembers*,
Keum-Chan Whang* *Regular Member*

요 약

터보 처리는 무선 단일 입출력 통신 시스템과 마찬가지로 무선 다중 입출력 (MIMO: multi-input multi-output) 통신 시스템에서도 채귀 처리를 통하여 Shannon Limit에 근접하는 방법으로 알려져 왔다. 채귀 처리는 복호와 간섭 제거의 상호 영향을 극대화시킬 수 있으나 LDPC (Low Density Parity Check) 부호는 내부의 복호 처리의 지연으로 인해 터보 처리에 사용되지 않고 있다. 본 논문에서는 고속 무선 통신을 위한 터보 병렬 시공간 처리를 갖는 LDPC 부호화된 다중 입출력 시스템을 제시하고 낮은 신호 대 잡음 비 (SNR: Signal to Noise Ratio) 에서 복호된 프레임의 신뢰도를 판정하기 위한 평균 연출력 신드롬 (ASS: Average Soft-Output Syndrome) 기법을 제안한다. 모의 실험 결과는 제시된 시스템이 기존 시스템보다 성능이 뛰어나고 제안된 ASS 기법은 낮은 SNR에서 성능 저하 없이 터보 처리의 평균 채귀 횟수를 효과적으로 줄이는 것을 보여준다.

Key Words : MIMO, BLAST, LDPC.

ABSTRACT

Turbo processing have been known as methods close to Shannon limit in the aspect of wireless multi-input multi-output (MIMO) communications similarly to wireless single antenna communication. The iterative processing can maximize the mutual effect of coding and interference cancellation, but LDPC coding has not been used for turbo processing because of the inherent decoding process delay. This paper suggests a LDPC coded MIMO system with turbo parallel space-time (Turbo-PAST) processing for high-speed wireless communications and proposes a average soft-output syndrome (ASS) check scheme at low signal to noise ratio (SNR) for the Turbo-PAST system to decide the reliability of decoded frame. Simulation results show that the suggested system outperforms conventional system and the proposed ASS scheme effectively reduces the amount of turbo processing iterations without performance degradation from the point of average number of iterations.

I. 서 론

상당한 단일 사용자 용량으로 인해 많은 관심을 끌었다. 특히, BLAST (Bell-Labs Layered Space Time) 구조에 기반을 둔 다중 입출력 통신 시스템

최근 몇 십 년 동안 다중 입출력 (MIMO: multi-input multi-output) 시스템이 고속 무선 통신에서

* CITY - Center for Information Technology of Yonsei University
연세대학교 전기전자공학과 통신시스템연구실(dkcho@yonsei.ac.kr)
논문번호 : 030251-0613, 접수일자 : 2003년 6월 16일

*본 연구는 산업자원부 산업기초기술연구개발사업 지원 및 LG전자, 에이디칩스 관리로 수행되었습니다.

은 무선 채널에서 전체 전송 파워와 채널 대역폭을 증가시킬 필요 없이 매우 높은 데이터 전송률을 제공할 수 있기 때문에 상당한 관심을 받아왔다^{[1][2][3]}. 기존의 V-BLAST (Vertical-BLAST) 수신기는 ZF (Zero-Forcing) 또는 MMSE (Minimum Mean Square Error) 선형 전환과 뒤따르는 부호화된 심볼에 기반을 둔 가 판정 값을 사용하는 연속 간섭 제거로 구성된 검출기를 채용하고 있다^[4].

지금까지 터보 처리는 단일 안테나 시스템과 마찬가지로 다중 입력력 시스템에서 Shannon limit에 근접한 효과적인 방법으로 알려져 왔다. 이러한 재귀 처리는 복호 이득과 간섭 제거 이득의 상호 영향을 극대화시킬 수 있다. [5]에서는 이러한 터보 처리의 구현으로 송신 및 수신 안테나의 수가 클 때 계층간 통합된 터보 부호를 사용한 시공간 접근과 계층간 병렬 연 간섭 제거를 이용한 터보 병렬 시공간 (Turbo-PAST: Turbo Parallel Space-Time) 처리를 제시하였고 정지기법으로 향상된 순환 잉여 검사 (E-CRC: enhanced cyclic redundancy check) 기법을 제안하였다.

1993년 Berrou et al.^[6]이 제안한 터보 부호는 블록이 길어지고 반복횟수가 증가 할수록 오류율이 개선되어 Shannon limit에 근접 하지만 복호 과정의 시스템의 복잡도가 크고 높은 SNR에서는 오류율이 더 이상 감소하지 않는 오류 한도 현상이 발생한다. 이러한 기존 부호화 기법의 문제점들을 해결하는 대안으로 Low-Density Parity-Check(LDPC)가 새로운 관심사로 떠오르고 있다. LDPC는 1962년 Gallager^[7]에 의해 맨 처음 제안되었다. 당시에 균일화 LDPC 부호방식을 사용하여 가능성을 보였지만 하드웨어적 한계와 연결 부호화 방식이 더 효율적이라는 추측으로 인해 사장되었다. 그러나 마침내 1996년 Mackay, Neal에 의해 그 우수성이 다시 평가되었다^{[8][9]}. 최근 S.Y. Chang, Forney는 1/2의 부호 비율을 이용하는 불균일화 LDPC를 이용해 0.0045dB까지 근접하는 부호를 발견하였다^[10].

LDPC 부호 기법에서의 복잡도는 복호기 보다는 부호기에 집중이 되어 있어, 하드웨어적 제약이 큰 이동통신 수단으로 적합하다. 특히 오류 한도 현상이 발생하지 않고 블록 크기가 약 10^4 이상일 경우 부터는 오류 율에 대한 성능이 터보 부호화 기법을 능가하는 것으로 알려져 있다. 따라서 최근 LDPC 부호는 다양한 시스템에 적용되고 있다.

LDPC 부호는 블록 부호이므로 신드롬 확인을 통해 프레임의 신뢰도를 자체적으로 판정할 수 있고 채

널 인터리버를 사용할 필요가 없기 때문에 시스템 구현이 비교적 간단하지만 약 50번 이상의 많은 수의 LDPC 내부 반복 횟수를 요구한다^[11]. 따라서 본 논문에서는 오류 율을 개선시키면서 동시에 반복 횟수를 줄이는 기법으로 시공간 처리 구조에 연 관 정 출력이 되는 LDPC를 적용한 Turbo-PAST 시스템을 제시하였다. LDPC 내부 반복 감소는 시스템의 처리 속도를 줄이고 오류 율을 개선할 수 있지만 낮은 SNR에서는 오류 프레임이 최대 외부반복 횟수까지 수행되면서 시스템 전체의 처리속도를 느리게 만드는 요인이 된다. 따라서 오류가 개선되지 못할 것으로 예상되는 프레임의 복호 초기에 종료하는 평균 연출력 신드롬 (ASS: Average Soft-Output Syndrom) 기법을 제안하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 LDPC 부호를 갖는 Turbo-PAST 구조의 기본 개념을 기술하였고 3장에서는 평균 연출력 신드롬 기법에 대해 자세히 설명하였고 시뮬레이션 결과와 분석은 4장에 나타내었다. 그리고 5장에서는 요약과 결론을 제시하였다.

II. LDPC 부호를 갖는 Turbo-PAST 시스템 구조

1. 기본 개념

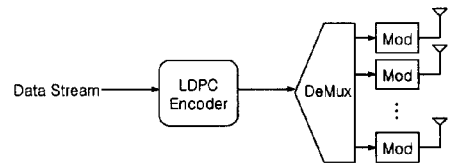


그림 1. LDPC 부호를 갖는 송신기 구조

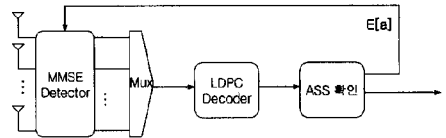


그림 2. LDPC 복호를 갖는 Turbo-PAST 수신기 구조

그림1과 그림2에서는 LDPC 부호화된 터보 병렬 시공간 접근을 보여준다. 이러한 접근에서 정보는 먼저 LDPC 부호화되고 N개의 부호화된 부스트림으로 할당되는데 각각은 독립적으로 심볼로 매칭된

다. 수신기에서는 N 개의 정보 부스트림이 검출되고 재할당되며 복호되고 평균 연출력 신드롬 확인으로 재귀 여부가 결정된다.

그림 2에서 수신기는 크게 두 부분으로 구분할 수 있다. 공간 축을 기준으로 안테나간의 간섭을 제거해 나가는 MMSE 검출기 블록과 시간 축을 기준으로 기대 값을 출력하는 연 판정 LDPC 복호화 블록으로 구성되었다. 시공간 시스템은 MMSE 검출기 블록과 LDPC 복호기 블록을 반복하는 외부반복과 LDPC 블록내부의 복호 과정에서 반복되는 내부반복으로 구분된다. MMSE 검출기는 논문 [12]에 잘 설명되어있다.

기존의 방식은 매 외부반복 때마다 내부반복을 30회 이상 수행하지만 본 논문에서는 처음 내부반복 후 부가정보를 저장하여 다음 외부반복 중 내부반복 전에 저장된 부가정보를 사용하여 비트 노드를 업데이트하는 기법으로 내부반복의 횟수를 10이하로 줄이면서 동시에 성능도 향상시켰다. 연 판정 LDPC 복호기의 출력 $E[a]$ 은 검출기의 간섭 제거를 위해 귀환 되는데, 기대 값 형태의 부호열 흐름이다. 이와 동시에 일반 블록코드에서 사용되는 신드롬 확인을 확장한 평균 연출력 신드롬 확인을 수행하여 현재 반복타임에 부호열이 정상적으로 복원되었는지 검사하여 반복 도중에 중지하여 경 판정된 정보흐름을 출력한다.

III. 적용형 Turbo-PAST 기법

1. 연출력 LDPC 복호기

LDPC의 패리티 검사행렬 H 는 2진수 행렬로서 대부분 0으로 구성되어 있으며 소수의 1로 되었다. 또한 중축과 횡축의 1의 수가 균일하게 유지된다. 패리티 검사행렬을 구성할 때 1의 분포가 일정한 패턴으로 구성 될 경우 균일화 행렬이라고 하고 랜덤 하게 분포되었을 경우 불 균일화 행렬이라고 부른다.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

식 (1)은 LDPC 복호기를 위한 패리티 검사행렬 H 의 간단한 예이다. 여기서 예를 든 패리티 검사행렬의 크기가 4×6 행렬인데, 이것은 부호길이 $n=6$, 정보길이 $k=2$, 부호화 비율 $R=1/3$ 의 복호기로 동작한다.

최초 수신된 값들은 비트 노드로부터 시작하여 패리티 노드로 정보를 보내고 다시 패리티 노드는 비트 노드로 정보를 보내는 방식으로 내부 반복을 수행한다.

수신된 벡터 r 을 패리티 검사행렬 H 와 곱할 경우 부호길이 벡터로 행렬 곱을 할 경우 나오는 값을 신드롬 벡터 P 라 부른다.

$$P = H \cdot r = \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5 \end{bmatrix} = 0 \quad (2)$$

수신된 값에 잡음에 의한 오류가 없다고 가정할 경우 신드롬 벡터 P 의 요소 값은 모두 0이 되고 연 판정된 값으로 표현한다면 모두 음의 값이 된다. 이 경우 P 의 각 요소 값은 식 (3)로 표현된다.

$$\begin{aligned} s_0 &= c_0 \oplus c_3 \oplus c_4 = 0 \\ s_1 &= c_1 \oplus c_3 \oplus c_5 = 0 \\ s_2 &= c_1 \oplus c_2 \oplus c_5 = 0 \\ s_3 &= c_0 \oplus c_2 \oplus c_4 = 0 \end{aligned} \quad (3)$$

이 때, \oplus 은 모듈로 연산자다. 잡음에 의한 왜곡으로 초기 P 의 요소 값이 모두 음의 값이 아닐 경우라도 반복 복호 과정에 의해 모두 음의 값으로 수렴되도록 복호 된다.

식 (3)와 같은 원리를 이용하여 일반적인 형태의 LDPC 반복 복호 구조를 구성하기 위해 먼저 모듈로 연산에 의한 확률 값을 계산해야 한다.

$$z_L = x_1 \oplus x_2 \oplus \dots \oplus x_{L-1} \quad (4)$$

z_L 이 식 (4)와 같이 가우시안 랜덤변수 x_0, x_1, \dots, x_{L-1} 들의 모듈로 연산에 의하여 만들어진 랜덤변수라고 가정하면 z_L 이 1일 확률은 식 (5)의 확률식으로 표현될 수 있다^[8].

$$\Pr z_L = 1 = \frac{1}{2} \left(1 - \prod_{i=0}^{L-1} (\Pr x_i = 0 - \Pr x_i = 1) \right) \quad (5)$$

그리고 z_L 이 0일 확률은 식 (6)로 표현된다.

$$\Pr z_L = 0 = \frac{1}{2} \left(1 + \prod_{i=0}^{L-1} (\Pr x_i = 0 - \Pr x_i = 1) \right) \quad (6)$$

이제 식 (5)과 식(6)을 이용하여 일반적인 형태의 복호기를 정의하자. 정보부호 벡터 s 가 발생 행렬 G 에 생성되어 가우시안 채널을 통해 수신벡터 r 이 수신된다.

$$r = Gs + v \quad (7)$$

이 경우 최적의 복호기는 사후 확률이 최대가 되는 값이다. Baye's rule을 사용했을 경우 사후 확

큰 식 (8)과 같다.

$$\Pr(x_j = b | S_j, r) = KPPr(r | x_j = 0) \Pr(S_j | x_j = b, r) \quad (8)$$

식 (8)에서 K 는 상수이고 $\Pr(x_j = b | S_j, r)$ 의 값은 $x_j = b$ 일 때 j 번째 페러티 노드와 연결된 비트 노드들의 모듈로 연산한 결과와 같다. 따라서 모듈로 연산에 의한 확률 값을 정리하면 $x_j = 1$ 일 경우 식 (9)가 된다.

$$\Pr(S_j | x_j = 1, r) = \frac{1}{2} \left(1 - \prod_{n' \in N(m)RSLANT} (q_{mn'}^0 - p_{mn'}^1) \right) \quad (9)$$

그리고 $x_j = 0$ 일 경우는 식 (10)이 된다.

$$\Pr(S_j | x_j = 0, r) = \frac{1}{2} \left(1 + \prod_{n' \in N(m)RSLANT} (q_{mn'}^0 - p_{mn'}^1) \right) \quad (10)$$

여기서 $N(m)$ 은 m 번째 페러티 노드에 연결된 비트 노드이고 $M(j)$ 은 비트 노드에 연결된 페러티 노드의 집합이다. 식 (9)와 식 (10)을 APP에 추가시키면,

$$\Pr(x_j = 0 | S_j, r) = KPPr(r | x_j = 0) \prod_{m \in M(j)} \frac{1}{2} \left(1 + \prod_{n' \in N(m)RSLANT} (q_{mn'}^0 - p_{mn'}^1) \right) \quad (11)$$

$$\Pr(x_j = 1 | S_j, r) = KPPr(r | x_j = 1) \prod_{m \in M(j)} \frac{1}{2} \left(1 - \prod_{n' \in N(m)RSLANT} (q_{mn'}^0 - p_{mn'}^1) \right) \quad (12)$$

가 되고, 식 (11)과 식 (12)로부터 대수 최대우도 비율 (LLR: Log Likelihood Ratio) 을 구할 수 있다.

$$\log \frac{\Pr(x_j = 0 | S_j, r)}{\Pr(x_j = 1 | S_j, r)} = \log \frac{\Pr(r | x_j = 0)}{\Pr(r | x_j = 1)} + \sum_{m \in M(j)} \log \frac{1 + \prod_{n' \in N(m)RSLANT} (q_{mn'}^0 - p_{mn'}^1)}{1 - \prod_{n' \in N(m)RSLANT} (q_{mn'}^0 - p_{mn'}^1)} \quad (13)$$

식 (13)는 결과를 LLR로 표현한 경우이다. 그러나 $q_{mn'}^0$ 와 $p_{mn'}^1$ 는 여전히 확률 값을 사용하고 있다. 여기서 식 (13)을 간단히 하기 위해 함수 $\Psi(x) = \log(|\tanh(x/2)|)$ 을 정의할 경우 다음과 같다.

$$LLR^{posterior}(x_j) = \frac{2r_j}{\sigma^2} - \sum_{m \in M(j)} s_{mj} \Psi(A_{mj}) \quad (14)$$

$$A_{mj} = \sum_{n' \in N(m)j} \Psi(|q_{mn'}^0|) \quad (15)$$

식 (14)는 LDPC 연출력 결과 값을 구하는 식이 된다.

R_{mn} 을 비트 노드 Q_{mn} 는 페러티 노드라고 정의하면 페러티 노드의 갱신을 위해서는 자기 자신의

정보는 제외한 다른 노드의 정보를 이용하여 갱신을 해야 한다. 따라서 식 (16)으로 표현할 수 있다.

$$Q_{mn} = \ln \left[\frac{p_n(1)}{p_n(0)} \right] + \left(\sum_{m' \in \mu(n)} R_{mn'} \right) - R_{mn} \quad (16)$$

m 번째 페러티 노드에 값을 갱신하기 위해 수신된 값과 m 번째 이외에 모든 페러티 노드의 값을 합산하여 페러티 노드를 갱신한다. 이 때 최초 갱신에서 페러티 노드의 값은 연결된 n 번째 복호기 입력 값으로 초기화 한다.

비트노드 갱신은 식 (17)를 사용하는데, 부호와 크기를 분리해서 계산할 수 있다.

$$R_{mn} = \Psi^{-1} \left(\left(\sum_{n' \in N(m)} \Psi(Q_{n'm}) \right) - \Psi(Q_{nm}) \right) \cdot \left(\text{sgn}(Q_{nm}) \cdot \prod_{n' \in N(m)} \text{sgn}(Q_{n'm}) \right) \quad (17)$$

2. 평균 연출력 신드롬 확인 기법

평균 연출력 신드롬 원리는 식 (3)의 신드롬 확인과정에서 응용하였다. 신드롬 확인은 시스템의 오류를 판단할 수 있는 기준으로서 정상 프레임은 경판정된 신드롬 값이 모두 0이다. 이와 같은 원리로 연 판정된 신드롬 값을 구할 수 있다. 식 (3)를 연 판정 할 경우 식 (18)로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} L(s_0) &= L(c_0 \oplus c_3 \oplus c_4) < 0 \\ L(s_1) &= L(c_1 \oplus c_3 \oplus c_5) < 0 \\ L(s_2) &= L(c_1 \oplus c_2 \oplus c_3) < 0 \\ L(s_3) &= L(c_1 \oplus c_2 \oplus c_4) < 0 \end{aligned} \quad (18)$$

LLR의 합은 다음 식을 통하여 구할 수 있다.

$$L(c_1 \oplus c_2) = \log \left(\frac{e^{L(c_1)} + e^{L(c_2)}}{1 + e^{L(c_1)} e^{L(c_2)}} \right) \quad (19)$$

연출력 신드롬 값은 LDPC 복호의 연출력으로부터 구할 수 있다. 결국 정상적인 복호 과정이 이루어질 경우 연 판정된 신드롬 값은 모두 음수이고 반복이 지속될수록 음의 신드롬 값은 더욱 커지는 특징을 가지는 반면 복호에 실패하면 신드롬 값은 진동하거나 일정한 값에 수렴하게 된다. 따라서 신드롬 값의 기대값을 구해 복호 가능성을 판단할 수 있다.

신드롬의 기대값을 구하기 위한 식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} E[s_m] &= 1 \times P(s_m = 1) + (-1) \times P(s_m = 0) \\ &= \frac{e^{L(s_m)}}{1 + e^{L(s_m)}} - \frac{1}{1 + e^{L(s_m)}} = \tanh \left(\frac{L(s_m)}{2} \right) \end{aligned} \quad (20)$$

식 (20)은 반복이 진행될수록 -1에 수렴한다. 모든 신드롬 기대값의 평균을 구하면 식 (21)로 표현될 수 있다.

$$S = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E[s_m] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \tanh\left(\frac{L(s_m)}{2}\right) \quad (21)$$

이렇게 하여 식 (21)로부터 최종적인 평균 연출력 신드롬 S 를 얻을 수 있다. 평균 연출력 신드롬은 정상 프레임인 경우 음의 값을 가지며 반복이 증가할수록 -1에 수렴한다.

본 논문에서 사용한 판단기준은 i 번째 외부반복 후 평균 연출력 신드롬의 변화율이 일정한 값 이하로 지정된 횟수만큼 떨어질 때 -1이 아닌 일정한 값으로 수렴한다고 판단하여 불필요한 프레임의 반복을 중지하는 기법을 사용하였다.

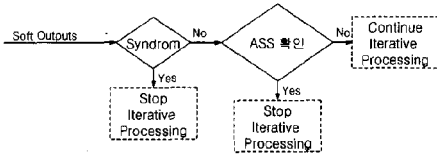


그림 3. 평균 연출력 신드롬 확인 기법

IV. 성능 결과

1. 시뮬레이션 성능 기준과 가정

지금까지 기술된 LDPC 부호를 갖는 Turbo-PAST 시스템의 성능을 설명한다. 송신 안테나 8개와 수신 안테나 8개를 갖는 시스템을 고려하였다. 성능 측정은 유사 정적 레일레이 페이딩 채널에서의 프레임 오류(FER: frame-error rate)를 기반으로 하였다. 가능한 가장 좋은 성능에 접근하기 위해 수신기에서 채널 정보를 완벽하게 추정할 수 있다고 가정하였다. 결과는 Monte Carlo 시뮬레이션을 통해서 얻어졌다. FER은 40,000번의 채널 실험을 통해 평균하였다. 각 안테나당 블록은 400개의 정보 비트를 포함한다. 변조는 QPSK로 하였으며 LDPC 부호율은 1/2인 부호를 사용하였다.

2. LDPC 부호를 갖는 Turbo-PAST 시스템 성능

그림 4는 내부반복 횟수를 1에서 30까지 변화시키면서 매 외부반복 시 내부반복을 반복하는 기존의 시스템과 비교하여 제안된 Turbo-PAST (T=L) 시스템의 성능을 보여준다. 여기서 L은 터보 처리 재귀의 최대 횟수, 즉 병렬 간섭 제거의 단계 횟수를 나타낸다. Turbo-PAST 시스템에서 최대 터보 처리 최대 재귀 횟수는 10과 50으로 고정하였다.

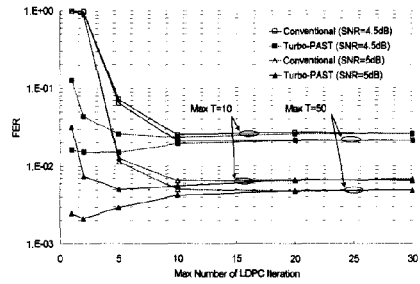


그림 4. 내부반복 횟수에 따른 기존 시스템과 Turbo-PAST 시스템의 성능 비교

그림 4에서 T=10일 때 기존의(Conventional) 시스템은 내부반복이 30에서 10까지는 성능의 차이가 거의 없는 것을 볼 수 있다. 그리고 내부반복이 10 이하로 줄면 성능의 급격히 떨어진다. 하지만 제안된 Turbo-PAST 시스템은 내부반복을 최소 5까지 낮출 수 있고 또한 내부반복이 최소 5일 때 성능이 다소 향상되는 것을 볼 수 있다. 이러한 이유는 두 가지로 나누어 살펴볼 수 있다. 먼저 제안된 Turbo-PAST 시스템에서는 외부반복의 횟수가 증가할수록 내부반복의 횟수가 증가하는 효과를 갖는다. 둘째로 LDPC 부호는 터보 부호와는 달리 내부반복의 횟수가 상당히 커서 프레임에 오류가 존재할 때 연출력으로 나오는 LLR이 수렴하지 않고 발산하는 특징을 갖고 있기 때문이다. 따라서 내부반복을 줄이고 외부반복을 늘리면 LDPC 부호의 연출력이 발산하는 특성을 사전에 제거하여 간섭 제거의 이득을 극대화시킬 수 있고 또한 외부반복을 늘림으로 내부반복이 늘어나는 효과를 얻을 수 있다. 그림 4에서 T=50일 때 기존의 시스템을 살펴보면 T=10일 때보다 성능이 다소 향상되었지만 내부반복이 10 이하일 때 역시 성능이 급격히 나빠진다. 제안된 Turbo-PAST (T=50) 시스템은 내부반복을 최소 2까지 줄일 수 있고 또한 내부반복이 최소 2일 때 성능이 가장 우수함을 볼 수 있다.

그림 5는 기존 시스템과 제안된 Turbo-PAST 시스템의 내부반복 횟수에 따른 평균 외부반복 횟수를 나타낸 것이다. 그림 4와 마찬가지로 기존의 시스템은 내부반복이 10 이하일 때 평균 외부반복 횟수가 급격히 증가하지만 제안된 시스템은 내부반복이 5일 때까지 서서히 증가함을 볼 수 있다. 그리고 평균 SNR이 증가할수록 Turbo-PAST (T=10)와 Turbo-PAST (T=50)의 평균 외부반복 횟수의 차이는 1회에서 0.2회 정도로 상당히 줄어드는 것을 볼

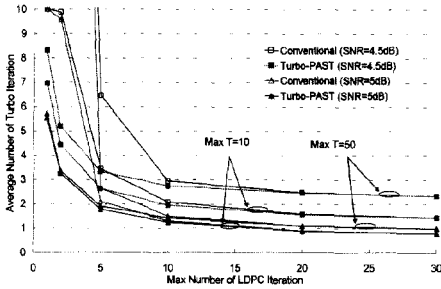


그림 5. Turbo-PAST 시스템의 평균 외부반복 횟수 비교

수 있다. 하지만 평균 SNR이 낮을수록 Max T의 영향은 커지므로, 본 논문에서는 SNR이 낮을 때 ASS 기법을 도입하여 오류가 개선되지 못할 것으로 예상되는 프레임에 복호 반복 초기에 종료함으로써 평균 외부반복의 횟수를 줄여보았다.

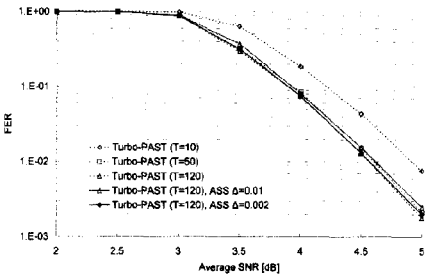


그림 7. ASS 기법의 성능 비교

그림 6은 FER 관점에서 ASS 기법의 성능을 보여준다. 제한된 Turbo-PAST 시스템은 최대 외부반복의 횟수가 증가할수록 성능이 향상되나 그 폭은 줄어드는 것을 볼 수 있다. 본 논문에서는 외부반복의 조기정지 기준으로 ASS의 변화율이 0.01 이하로 5번 이상 떨어질 때와 0.002 이하로 3번 이상 떨어질 때 복호를 정지시켜 보았다. Turbo-PAST (T=120)을 기준으로 ASS Δ=0.01의 성능은 Turbo-PAST (T=50)의 성능과 유사하며 Turbo-PAST (T=10)보다 FER=10⁻¹을 기준으로는 약 0.27dB, FER=10⁻²를 기준으로는 약 0.31dB뛰어남을 볼 수 있다. 그리고 ASS Δ=0.002을 기준으로 정지시킬 때의 성능저하는 거의 없는 것을 볼 수 있다.

그림 7은 평균 연출력 신드롬 확인 기법의 평균 SNR에 따른 평균 외부반복 횟수를 나타낸다. Turbo-PAST (T=120)에서 ASS Δ=0.01로 할 때 평균 외부반복의 횟수는 10이하의 성능을 나타내고

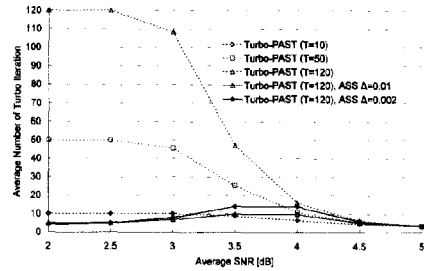


그림 6. ASS 기법의 평균 터보 외부 반복 횟수

ASS Δ=0.002를 기준으로 할 때 평균 14 이하의 외부반복 횟수를 나타내어 Max T=120에 비해 낮은 SNR에서 우수한 성능을 나타낼 수 있다. 낮은 SNR에서는 프레임에 오류가 존재할 때 최대 외부 반복의 횟수만큼 진행시키는 것보다 조기 종료하여 재전송 하면 전체 시스템의 성능은 향상될 것이다.

V. 결론

고속의 MIMO 시스템에서 판정 지연을 줄이면서 Shannon limit에 근접하는 성능을 나타내는 터보 처리 시스템의 구조는 많은 관심을 끌어왔다. 본 논문에서는 판정 지연을 줄이고 부호 이득을 향상시키기 위해 고속 무선 통신을 위한 터보 부호화된 MIMO 시스템에서 LDPC 부호를 적용한 효율적인 Turbo-PAST 수신기 구조를 발전시켰다. 각 재귀 때마다 본 논문에서 제시한 LDPC 복호 단계를 통한 연출력 LLR이 MMSE 검출기를 위한 연 정보로서 사용되었다. 그리고 LDPC 재귀를 터보 처리와 통합함으로써 내부반복의 횟수를 줄임과 동시에 성능향상을 가져왔다. 또한 Turbo-PAST 시스템에서 복호된 프레임의 신뢰도를 결정하기 위한 ASS 기법을 제안하였다. 시뮬레이션 결과를 통하여 제안된 Turbo-PAST 시스템은 최대한 내부반복 횟수를 줄이면서 시스템 성능을 향상시켰으며 제안된 ASS 기법은 낮은 SNR에서 성능 저하 없이 터보 처리 외부반복의 횟수를 효율적으로 줄일 수 있다는 것을 보여주었다.

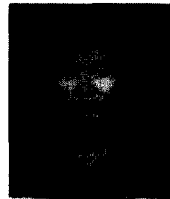
참고 문헌

[1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a

- fading environment when using multiple antennas," Bell Labs Tech. J., vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Pers. Commun., vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [3] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolaniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, pp. 1841-1852, Nov. 1999.
- [4] G. D. Golden, G. D. Foschini, R. A. Valenzuela and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using the VBLAST space-time communication architecture," Electronic Letters, vol. 35, no. 1, pp. 14-15, Jan. 1999.
- [5] 조동균, 김상준, 박주남, 황금찬, "고속 무선 통신을 위한 적응형 터보 시공간 처리를 갖는 터보 부호화된 다중 입출력 시스템", 한국통신학회지 제 28권 9호, 2003.
- [6] C. Berrou, and A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes," in Proc. ICC '93, pp.1064-1070, May 1993.
- [7] R. G. Gallager, "Low-density parity-codes," IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-8, pp. 21-28, Jan. 1962.
- [8] D. J. C. MacKay and R. M. Neal, "Near Shannon limit performance of low-density parity-check codes," Electronics Letters, vol. 32, pp. 1645-1646, Aug. 1996.
- [9] D. J. C. MacKay, "Good error-correcting codes based on very sparse matrices," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, pp. 399-431, Mar. 1999.
- [10] Sae-Young Chung; Forney, G.D., Jr.; Richardson, T.J.; Urbanke, R. "On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of the Shannon limit," IEEE Communications Letters, vol. 5 pp. 58-60, Feb. 2001.
- [11] Jilei Hou, Paul H. Siegel and Laurence B. Milstein, "Performance Analysis and Code Optimization of Low Density Parity-Check Codes on Rayleigh Fading Channels", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 19, no. 5, May, 2001.
- [12] M. Sellathurai and S. Haykin, "Joint Beamformer Estimation and Co-Antenna Interference Cancellation for TURBO-BLAST," ASSP 2001, vol. 4, pp. 2453-2456, 2001.

조 동 균(Dong-Kyoon Cho)

정회원



1997년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업
 1999년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사
 1999년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

<주관심분야> 통신공학, 이동통신시스템, MIMO

박 주 남(Joo-Nam Pak)

비회원



2000년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 졸업
 2003년 8월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사
 2003년 8월 ~ 현재 : 유비컴 연구원

<주관심분야> 통신공학, 전자공학

황 금 찬(Keum-Chan Whang)

정회원

한국통신학회 논문지 제 25권 제 5B호 참조

새로운 p 진 Bent 수열의 생성

준회원 김 영 식, 장 지 웅, 종신회원 노 종 선*

New Constructions of p -ary Bent Sequences

Young-Sik Kim, Ji-Woong Jang Associate Member, Jong-Seon No* Life Members

요 약

본 논문에서는 소수 p 에 대해 Kumar와 Moreno가 소개한 유한체 상에서 정의된 bent 함수를 이용하여 균형성과 최적의 상관성질을 갖는 p 진 bent 수열군의 일반화된 생성방법을 소개한다[3]. 이렇게 생성된 수열군을 일반화된 p 진 수열이라 부르기로 한다. Moriuchi와 Imamura가 [6]에서 소개한 균형성과 최적의 상관특성을 갖는 p 진 수열군은 일반화된 bent 수열의 특별한 예임을 보인다.

ABSTRACT

In this paper, using bent functions defined on the finite field we generalized the construction method of the family of p -ary bent sequences with balanced and optimal correlation property introduced by Kumar and Moreno for an odd prime p [3], called a generalized p -ary bent sequence. It turns out that the family of balanced p -ary sequences with optimal correlation property introduced by Moriuchi and Imamura [6] is a special case of the generalized p -ary bent sequences.

Key Words : bent sequences, bent functions, generalized bent sequences

I. 서 론

Rothaus는 m -tuple 이진 벡터공간에서 $\{0, 1\}$ 로의 사상(mapping)인 이진 bent 함수를 소개하였고 그 후 이진 bent 함수의 다양한 그룹들이 발견되어왔다[1][2][4]. Olsen, Scholtz, Welch는 이진 bent 함수를 이용하여 균형성을 갖고 Welch의 하한값에 근사하는 상관값을 갖는 이진 bent 수열을 생성하였다[9]. Kumar, Scholtz, Welch는 이진에서 q 진으로 문자의 크기를 확장하여 q 진 벡터공간으로부터 modulo q 연산된 정수들의 집합으로의 사상인 일반화된 bent 함수를 소개하였다[4]. Kumar와 Moreno는 홀수 소수 p 에 대해 이진 bent 수열의 생성법을 p 진 bent 함수에 적용하여 p 진 bent 수

열군을 정의하였다[3]. 또한, 이들은 $c|m$, $b \in F_{p^m}^*$ 에 대하여 $\text{tr}_1^m(bx^{p^m+1})$ 로 정의되는 p^m 개의 원소를 갖는 유한체 F_{p^m} 상의 bent 함수를 정의하였는데, 이 bent 함수는 Moriuchi와 Imamura가 제안한 균형성과 최적의 상관 특성을 갖는 p 진 수열의 생성에 이용된다[6].

본 논문에서는 홀수 소수 p 에 대해 유한체에서 정의된 bent 함수를 이용하여 Kumar와 Moreno가 제안한 균형성과 최적의 상관 특성을 갖는 p 진 bent 수열군의 생성법을 일반화시키고 이를 일반화된 bent 수열군이라 부를 것이다. 특히 Moriuchi와 Imamura가 제안한 균형성과 최적의 상관 특성을 갖는 p 진 수열은 일반화된 bent 수열의 특별한 예임을 보인다.

* 서울대학교 전기컴퓨터공학부 부호 및 암호 연구실(jsno@snu.ac.kr)

※본 연구는 ITRC연구과제, BK21의 지원으로 수행되었음.

논문번호: 030258 - 0618, 접수일자: 2003년 6월 18일