

블록부호의 트렐리스를 이용한 MAP 알고리즘 및 연결부호의 성능분석

정회원 백동철*, 양경철**

Performance Analysis of MAP Algorithm and Concatenated Codes Using Trellis of Block Codes

Dongcheol Baek*, Kyeongcheol Yang** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 블록부호를 트렐리스상에서 구현하여 블록부호의 연관정 복호 알고리즘인 MAP 복호 알고리즘을 유도하였다. 또한 트렐리스상의 연관정 복호법인 비터비 알고리즘과 MAP 알고리즘을 사용한 모의실험을 통해 그 성능을 분석하였다. 그리고 비교적 간단한 블록부호인 해밍부호를 구성부호로 사용하여 다양한 형태의 직렬연접부호와 병렬연접부호에 대한 성능분석을 수행하였다. 모의실험 결과 블록부호에 연관정 복호 알고리즘을 사용한 경우는 경판정 복호 알고리즘에 비해 높은 부호화 이득을 가짐을 알 수 있었다. 또한 구성부호로 블록부호를 사용하는 연결부호의 모의실험을 수행한 결과 반복복호함으로써 우수한 성능을 가진 연결부호를 얻을 수 있음을 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper we explain a trellis representation of block codes and derive their MAP decoding algorithm based on it. We also analyze the performance of block codes and concatenated codes with block codes as components by computer simulations, which were performed by changing the structures and constituent codes of concatenated codes. Computer simulations show that soft decision decoding of block codes get an extra coding gain than their hard decision decoding and that concatenated codes using block codes have good performance in the case of high code rate.

I. 서 론

디지털 통신 시스템의 신뢰도를 높이기 위한 오류 제어기법(error-control techniques)은 채널의 특성에 따라 여러 가지 형태로 변형될 수 있으나, 기본적인 방법은 오류정정부호(error-correcting codes)를 사용하는 것이다. 오류정정부호는 부호화(encoding) 방식에 따라 크게 블록부호(block codes)와 길쌈부호(convolution codes)로 나뉘어질 수 있다. 길쌈부호의 복호방

법에는 부호어오류확률(codeword error probability)을 최소화하는 Viterbi 알고리즘과 심볼오류확률(symbol error probability)을 가장 작게 하는 MAP (maximum a posteriori probability) 알고리즘이 대표적이다. 블록부호의 복호 알고리즘은 대수적 복호 알고리즘(algebraic decoding algorithm)을 주로 사용하였으나, 최근에는 부호화 이득(coding gain)이 좋은 연관정(soft decision) 복호 알고리즘을 적용하기 위한 다양한 연구가 진행중이다. 특히 블록부호의 패리티 검사 행렬을 이용한 블록부호의 트렐리스 표현법은 1974

* 한국전자통신연구원 성충권통신시스템팀(dcbaek@etri.re.kr),

** 포항공과대학 전자전기공학과(kcyang@postech.ac.kr)

논문번호 : 99041-0201, 접수일자 : 1999년 2월 1일

* 본 연구는 한국과학재단 특정기초사업(과제번호: 97-0100-0501-3)지원으로 수행되었습니다.

년 Bahl 등에 의해 제안되었고, 그후에 Wolf와 Massey등에 의해 발전되었다^{[11],[12],[13]}.

1993년에 Berrou, Glavieux와 Thitimajshima는 귀환 형태의 조직적 길쌈부호(recursive systematic convolution codes: RSC 부호)를 사용하여 병렬연접부호(parallel concatenated codes: PCC 부호)의 일종인 터보부호(turbo codes)를 제안하였다^[5]. 터보부호는 심벌단위의 최적부호방법인 MAP (maximum a posteriori probability) 복호 알고리즘을 사용하고 반복복호(iterative decoding)를 하는 부호로서 Shannon의 한계에 근접하는 뛰어난 성능을 보인다^{[5],[6]}. 터보부호의 발견으로 연접부호와 반복복호법에 대한 많은 연구가 진행되고 있으며, 길쌈부호 뿐만 아니라 블록부호를 이용한 다양한 연접부호에 대한 연구가 시도되고 있다^[8].

본 논문에서는 블록부호의 패리티 검사행렬을 이용한 트렐리스 표현법에 대하여 설명하고, Pietrobon 등이 제안한 간략화된 Bahl 알고리즘을 바탕으로^[11], 블록부호의 연관성 복호 알고리즘인 MAP 알고리즘을 유도한다. 또한 비교적 간단한 블록부호인 해밍부호(Hamming codes)에 MAP 알고리즘을 적용하여 성능을 분석하고, 해밍부호를 구성부호로 사용한 병렬연접부호 및 직렬연접부호(serially concatenated codes)의 성능을 모의실험을 통해 분석한다.

II. 블록부호의 트렐리스도

유한체(finite field) GF(2) = {0, 1} 상의 선형블록부호는 패리티 검사행렬 H를 이용하여 다음과 같이 정의된다.

정의 1. 유한체 GF(2) 위에서 H를 패리티 검사행렬로 가지는 선형블록부호(linear block code) C는 $Hx = 0$ 을 만족하는 길이가 n인 벡터 x의 집합이다.

여기서 $H = [h_1, h_2, \dots, h_n]$ 이고, h_j 는 H의 j번째 행을 말한다.

블록부호를 트렐리스상에서 정의하는 방법은 생성 다항식을 이용하는 방법과 패리티 검사행렬 H를 사용하는 방법이 모두 가능하며, 이는 서로 등가이다^[13]. 그러므로 본 논문에서는 패리티 검사행렬을 이용한 블록부호의 트렐리스를 정의하며 부호어의 부분오중(partial syndrom)을 이용함으로써 가능하다^{[11],[10],[12]}.

s_r 을 시간 r에서의 상태벡터(state vector)라 하고,

시간 r+1에서의 상태벡터 s_{r+1} 을 다음의 식으로 정의하자:

$$s_{r+1} = s_r + x_r \cdot h_r = \sum_{i=1}^r x_i \cdot h_i \tag{1}$$

여기서 x_r 은 시간 r에서 가능한 부호어 심볼이다. 식 (1)에서 $s_r = \sum_{i=1}^r x_i \cdot h_i$ 은 H행렬의 r-1 행을 이용한 부호어의 부분오중에 해당되는 값으로 만약 벡터 x가 부호어가 되기 위해서는 $s_{n+1} = Hx = 0$ 이 만족되어야 한다.

예로서 아래와 같은 패리티 검사행렬을 가진 [7, 4, 3] 해밍 부호에 대한 트렐리스를 그림 1에 나타내었다.

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

그림 1에서 트렐리스상의 하나의 가지(branch)는 하나의 부호어 심볼을 나타내며, $s_r = s_{r+1}$ 인 가지에서 부호어 심볼 x_r 은 '0'이고, $s_r \neq s_{r+1}$ 이고 s_r 과 s_{r+1} 이 서로 연결된 가지에서 부호어 심볼 x_r 은 '1'이다. 또한 그림 1에서 점선으로 연결된 가지들은 $s_{n+1} = 0$ 에 이르지 않으므로 부호어가 되지 않는 벡터를 의미한다.

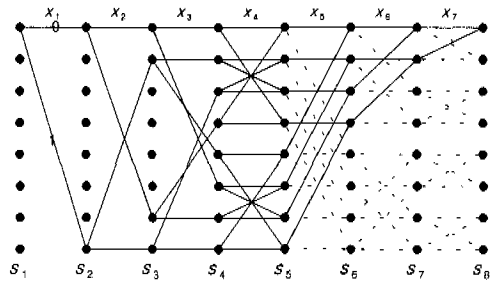


그림 1. [7, 4, 3] 해밍부호의 트렐리스도

III. 블록부호의 트렐리스도를 이용한 MAP 복호 알고리즘

채널(channel)을 백색가우시안 잡음 채널(additive white gaussian noise channel)이라 가정하고 시간이 k 일 때의 트렐리스상의 상태를 S_k , 부호어 비트를 X_k 라 하자. 또한 수신된 수열은 $R^N = (R_1, \dots, R_N)$

이고 $R_k = x_k$ 라 하자. 이때 수신된 비트는 잡음과 결합되어 다음과 같은 값을 가진다:

$$x_k = (2X_k - 1) + p_k.$$

여기서 p_k 는 평균이 0 이고 분산이 σ^2 인 가우시안 랜덤 변수(gaussian random variable)이다.

이제 X_k 에 대한 우도함수(likelihood function) $L(X_k)$ 를 아래와 같이 정의한다:

$$L(X_k) = \log \frac{\Pr(X_k = 1 | R_k^N)}{\Pr(X_k = 0 | R_k^N)}.$$

$L(X_k)$ 를 유도하기 위한 다른 확률식 $\lambda_k^i(m)$ 를 아래와 같이 정의한다:

$$\begin{aligned} \lambda_k^i(m) &= \Pr(X_k = i, S_k = m | R_k^N) \\ &= \frac{\Pr(X_k = i, S_k = m, R_k^N, R_{k+1}^N)}{\Pr(R_k^N)} \\ &= \frac{\Pr(X_k = i, S_k = m, R_k^N) \Pr(R_{k+1}^N | X_k = i, S_k = m, R_k^N)}{\Pr(R_k^N)} \\ &= \frac{\Pr(X_k = i, S_k = m, R_k^N) \Pr(R_{k+1}^N | X_k = i, S_k = m)}{\Pr(R_k^N)}. \end{aligned}$$

$\lambda_k^i(m)$ 를 아래와 같이 정의된 매개변수 $a_k^i(m)$ 와 $\beta_k^i(m)$ 를 이용하여 다시 나타내면 다음과 같다:

$$\begin{aligned} a_k^i(m) &= \Pr(X_k = i, S_k = m, R_k^N), \\ \beta_k^i(m) &= \Pr(R_{k+1}^N | X_k = i, S_k = m), \\ \lambda_k^i(m) &= \frac{a_k^{d_k=i}(m) \beta_k^{d_k=i}(m)}{\Pr(R_k^N)}. \end{aligned}$$

따라서 $L(X_k)$ 는 다음과 같이 다시 표현할 수 있다:

$$\begin{aligned} L(X_k) &= \log \frac{\sum_m \lambda_k^{X_k=1}(m)}{\sum_m \lambda_k^{X_k=0}(m)} \\ &= \log \frac{\sum_m a_k^1(m) \beta_k^1(m)}{\sum_m a_k^0(m) \beta_k^0(m)}. \end{aligned}$$

$a_k^i(m)$ 와 $\beta_k^i(m)$ 는 상태 메트릭(state metric)을 나타내며, 각각 자신의 이전 값 혹은 이후 값과 가지 메트릭(branch metric)인 $\delta_i(R_k, m)$ 의 합으로 나타낼 수 있다.

1. $a_k^i(m)$ 의 유도

$a_k^i(m)$ 은 아래와 같이 이전의 $a_{k-1}^i(m)$ 과

$\gamma_{X_k=i, X_{k-1}=j}(R_k, m, m')$ 값으로 유도된다:

$$\begin{aligned} a_k^i(m) &= \Pr(X_k = i, S_k = m, R_k^{k-1} | R_k) \\ &= \sum_m \sum_{j=0}^1 \Pr(X_k = i, X_{k-1} = j, S_k = m, S_{k-1} = m', R_k^{k-1} | R_k) \\ &= \sum_m \sum_{j=0}^1 \Pr(X_{k-1} = j, S_{k-1} = m', R_k^{k-1}) \\ &\quad \times \Pr(X_k = i, S_k = m, R_k | X_{k-1} = j, S_{k-1} = m') \\ &= \sum_m \sum_{j=0}^1 a_{k-1}^{X_{k-1}=j}(m') \gamma_{X_k=i, X_{k-1}=j}(R_k, m, m'). \end{aligned}$$

또한 $\gamma_{X_k=i, X_{k-1}=j}(R_k, m, m')$ 은 다음과 같이 세 가지 확률값으로 나눌 수 있으며

$$\begin{aligned} \gamma_{X_k=i, X_{k-1}=j}(R_k, m, m') &= \Pr(X_k = i, S_k = m, R_k \\ &\quad | X_{k-1} = j, S_{k-1} = m') \\ &= \Pr(R_k | X_k = i, S_k = m, X_{k-1} = j, S_{k-1} = m') \\ &\quad \times \Pr(X_k = i | S_k = m, X_{k-1} = j, S_{k-1} = m') \\ &\quad \times \Pr(S_k = m | X_{k-1} = j, S_{k-1} = m') \end{aligned}$$

이들 각각은 아래와 같이 간략화 된다.

$$\begin{aligned} \textcircled{1} \quad &\Pr(R_k | X_k = i, S_k = m, X_{k-1} = j, S_{k-1} = m') \\ &= \Pr(R_k | X_k = i, S_k = m) \end{aligned}$$

평균이 0 이고 분산이 σ^2 인 AWGN 채널인 경우에는

$$\begin{aligned} &\Pr(R_k | X_k = i, S_k = m) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2}(x_k - (2X_k - 1))^2\right) \\ &= K_k \cdot \exp\left(\frac{2}{\sigma^2}(x_k X_k)\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \textcircled{2} \quad &\Pr(X_k = i | S_k = m, X_{k-1} = j, S_{k-1} = m') \\ &= \Pr(X_k = i | S_k = m) \end{aligned}$$

$$= \begin{cases} 1 & m \text{에서 가능한 } X_k \text{가 } i \text{뿐일 때} \\ 1/2 & m \text{에서 가능한 } X_k \text{가 } 0, 1 \text{ 두가지일 때} \\ 0 & m \text{에서 가능한 } X_k \text{가 없을 때} \end{cases}$$

$$\textcircled{3} \quad \Pr(S_k = m | X_{k-1} = j, S_{k-1} = m')$$

$$= \begin{cases} 1 & \text{if } S_b^{X_{k-1}=j}(m) = m' \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

여기서 $S_b^{X_{k-1}=j}(m)$ 은 $X_{k-1} = j$ 이고 $S_k = m$ 에

이르게 하는 이전의 상태를 말한다. 따라서 $\gamma_{X_k=i, X_{k-1}=j}(R_k, m, m')$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \gamma_{X_k=i, X_{k-1}=j}(R_k, m, m') \\ &= \Pr(R_k | X_k = i, S_k = m) \Pr(X_k = i | S_k = m) \\ &= \delta_{X_k=i}(R_k, m). \end{aligned}$$

이를 종합하여 $\alpha_k^i(m)$ 을 정리하면

$$\begin{aligned} \alpha_k^i(m) &= \sum_m \sum_{j=0}^1 \alpha_{k-1}^{X_{k-1}=j}(m') \delta_{X_k=i}(R_k, m) \\ &= \delta_{X_k=i}(R_k, m) \sum_m \sum_{j=0}^1 \alpha_{k-1}^{X_{k-1}=j}(m') \\ &= \delta_{X_k=i}(R_k, m) \sum_{j=0}^1 \alpha_{k-1}^{X_{k-1}=j}(S_b^{X_{k-1}=j}(m)) \end{aligned}$$

이다. 여기서 $S_b^{X_{k-1}=j}(m)$ 은 트렐리스에 따라 항상 2개가 존재하는 것이 아니고 하나가 존재할 수 있다.

2. $\beta_k^i(m)$ 의 유도

$\beta_k^i(m)$ 은 $\alpha_k^i(m)$ 와 마찬가지로 다음과 같이 이전의 $\beta_{k+1}^i(m)$ 과 $\gamma_{X_k=i, X_{k-1}=j}(R_k, m, m')$ 값으로 유도된다.

$$\begin{aligned} \beta_k^i(m) &= \Pr(R_{k+1}, R_{k+2}^N | X_k = i, S_k = m) \\ &= \sum_m \sum_{j=0}^1 \Pr(X_{k+1} = j, S_{k+1} = m', R_{k+1}, R_{k+2}^N \\ & \quad | X_k = i, S_k = m) \\ &= \sum_m \sum_{j=0}^1 \beta_{k+1}^{X_{k+1}=j}(m') \gamma_{X_{k+1}=j, X_k=i}(R_{k+1}, m', m). \end{aligned}$$

여기서 $\gamma_{X_{k+1}=j, X_k=i}(R_{k+1}, m', m)$ 은 $\alpha_k^i(m)$ 의 경우와 마찬가지로 다음의 세 가지 확률식으로 전개된다.

$$\begin{aligned} & \gamma_{X_{k+1}=j, X_k=i}(R_{k+1}, m', m) \\ &= \Pr(X_{k+1} = j, S_{k+1} = m', R_{k+1} | X_k = i, S_k = m) \\ &= \Pr(R_{k+1} | X_{k+1} = j, S_{k+1} = m') \\ & \times \Pr(X_{k+1} = j | S_{k+1} = m') \\ & \times \Pr(S_{k+1} = m' | X_k = i, S_k = m) / 2 \\ &= \delta_{X_{k+1}=j}(R_{k+1}, m'). \end{aligned}$$

따라서 $\beta_k^i(m)$ 은 다음과 같이 요약된다.

$$\beta_k^i(m) = \sum_m \sum_{j=0}^1 \beta_{k+1}^{X_{k+1}=j}(m) \delta_{X_{k+1}=j}(R_{k+1}, m')$$

$$= \sum_{j=0}^1 \beta_{k+1}^{X_{k+1}=j}(S_f^{X_k=i}(m)) \delta_{X_{k+1}=j}(R_{k+1}, S_f^{X_k=i}(m)).$$

여기서 $S_f^{X_k=i}(m)$ 은 $S_k = m$ 이고 $X_k = i$ 일 때, 다음 레지스터 상태를 말한다. $\alpha_k^i(m)$ 의 경우와 마찬가지로 $S_f^{X_k=i}(m)$ 는 항상 두 가지가 존재하는 것은 아니다.

IV. MAP 알고리즘을 이용한 블록부호의 성능분석

본 절에서는 블록부호의 MAP 알고리즘을 이용하여 비교적 간단한 블록부호인 해밍부호에 대해 모의실험을 수행하고 성능을 분석하였다. 일반적으로 해밍부호의 길이와 차원은 각각 $2^m - 1$, $2^m - m - 1$ 이며, 최소거리(minimum distance)가 3이다. 모의실험은 백색가우시안 잡음채널을 가정하고 $m = 4, 5$ 인 해밍부호에 대하여 수행하였으며, 사용한 복호 알고리즘은 경판정(hard decision) 복호 알고리즘으로 표준배열(standard array) 복호법을 사용하였고, 연판정 복호 알고리즘으로 비터비 복호법과 MAP 복호법을 이용하였다.

모의실험 결과 연판정 복호법인 비터비 알고리즘과 MAP 알고리즘의 성능이 경판정 복호 알고리즘인 표준배열을 사용한 경우에 비해 10^{-3} 의 비트오율에서 약 1 dB 이상의 부호화 이득(coding gain)을 얻을 수 있었다. 또한 반복복호하지 않은 경우라면 비터비 알고리즘과 MAP 알고리즘의 성능이 비슷하며, 그림 2와 3에 모의실험 결과를 도시하였다.

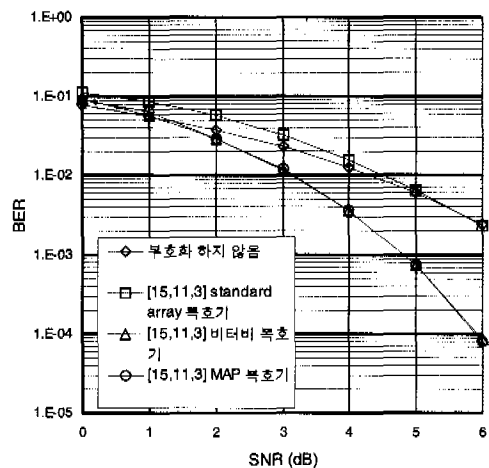


그림 2. [15, 11, 3] 해밍부호의 성능곡선

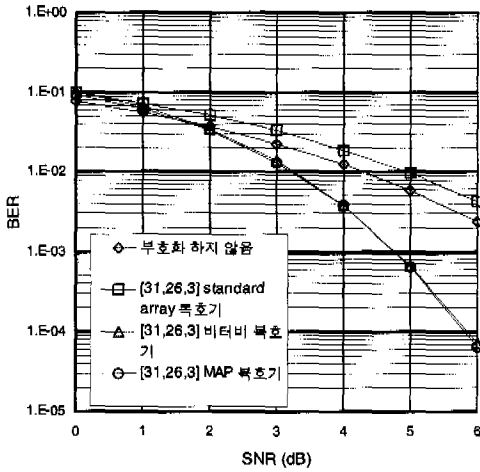


그림 3. [31, 26, 3] 해밍부호의 성능곡선

V. 해밍부호를 이용한 병렬 연결부호의 성능분석

블록부호를 트렐리스상에서 표현함으로써 블록부호의 연판정 복호 알고리즘인 MAP 알고리즘이 가능한 앞절에서 유도하였다. 따라서 간단한 블록부호를 구성부호로 사용하여 인터리버를 통해 상호 연결하는 긴 길이의 연결부호를 구성할 수 있다.

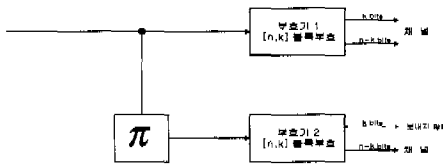


그림 4. 블록부호를 이용한 병렬연접부호 부호기(부호율 = $k/(2n-k)$)

본 논문에서는 $[n, k]$ 블록부호를 이용해 연결부호를 구성하는 첫 번째 방법으로 터보부호와 마찬가지로 블록부호를 병렬로 연결하는 병렬연접부호를 구성하고 이에 대한 성능을 분석하였다. 병렬연접부호의 구성부호로는 복호기의 복잡도를 줄이기 위해 $n-k$ 가 비교적 작은 $[2^m-1, 2^m-m-1]$ 인 해밍부호를 구성부호로 사용하여 $m=4, 5$ 에 대하여 모의실험을 수행하였으며, 인터리버는 크기가 N 인 블록 인터리버를 사용하였다. 또한 연결부호의 부호기를 그림 4와 같이 부호기 2에서 $n-k$ 패리티 부분만 전송하도록 구성하여 총부호율이 $k/(n+n-k)$ 가 되도록 하였다. 병렬연접부호의 복호 알고리즘은 앞에서 유도한 MAP 알고리즘을 사용

하여 반복복호하였다. 반복복호과정을 그림 5에 도시하였으며 그림 6과 7에 다양한 해밍부호를 사용한 병렬연접부호의 성능을 나타내었다.

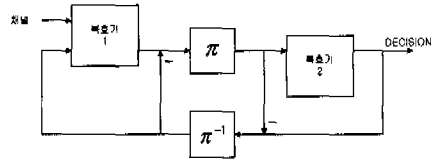


그림 5. 블록부호를 이용한 병렬연접부호 복호기

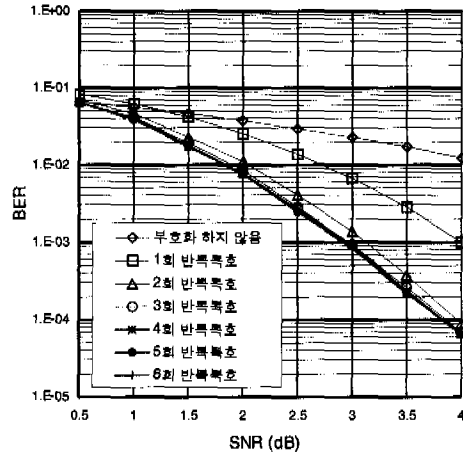


그림 6. [15, 11, 3] 해밍부호를 이용한 병렬연접부호의 성능곡선(부호율=0.579, N=11×11)

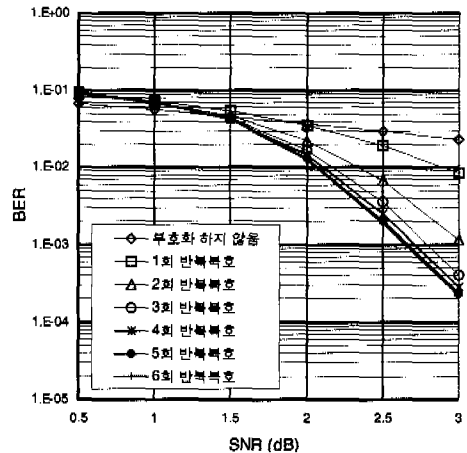


그림 7. [31, 26, 3] 해밍부호를 이용한 병렬연접부호의 성능곡선(부호율=0.722, N=26×26)

모의실험 결과 해밍부호를 구성부호로 사용하는 병렬연접부호의 경우 2.5 dB 이상의 신호대잡음비

(SNR)에서 반복복호법의 효과가 나타났으며, 3 dB 이상의 높은 신호대잡음비에서 고부호율임에도 불구하고 좋은 성능을 보임을 알 수 있었다. 이는 대역폭 (bandwidth)을 늘리지 않고서도 고신뢰도의 정보전송을 가능하게 할 수 있다는 장점이 있다.

VI. 해밍부호를 이용한 직렬 연결부호의 성능분석

터보부호의 발견으로 인한 연결부호에 대한 관심은 다양한 구조의 연결부호에 대한 연구를 활성화시켰다. 이에 대한 대표적인 예가 터보부호와 달리 구성부호를 직렬로 연결한 직렬연접부호이다. 직렬연접부호의 구조는 Fomey에 의해 제안된 연결부호와 같이 외부부호와 내부부호를 직렬로 연결한 부호이다 [7]. 길쌈부호를 구성부호로 사용하여 인터리버를 통해 직렬로 연결한 직렬연접부호의 경우, MAP 알고리즘을 사용하여 반복복호함으로써 좋은 성능을 얻을 수 있다는 것은 기지의 사실이다 [2], [3], [4]. 또한 같은 인터리버 크기를 가진다고 할 때, 일반적으로 직렬연접부호가 병렬연접부호(터보부호)보다 좋은 성능을 가지는 것으로 알려져 있다 [2].

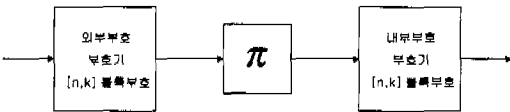


그림 8. 블록부호를 이용한 직렬연접부호 부호기

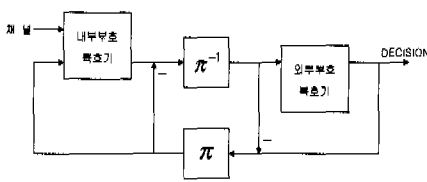


그림 9. 블록부호를 이용한 직렬연접부호 복호기

본 논문에서는 $[n, k]$ 블록부호를 구성부호로 사용한 직렬연접부호의 성능을 모의실험을 통하여 비교 분석하였다. 모의실험에 사용된 블록부호는 병렬연접부호의 경우와 마찬가지로 $n-k$ 값이 비교적 작은 $[2^m - 1, 2^m - m - 1]$ 해밍부호를 구성부호로 사용하여 $m = 4, 5$ 에 대하여 모의실험을 수행하였으며, 인터리버는 크기가 N 인 블록 인터리버이다. 연결부호 부호기의 구성은 그림 8과 같으며 총부호율은 $(k/n)^2$ 이다. 직렬연접부호의 복호 알고리즘은

앞에서 유도한 MAP 알고리즘을 사용하여 그림 9와 같은 과정으로 반복복호하였으며, 그림 10과 11에 모의실험 결과를 도시하였다. 모의실험 결과 해밍부호를 구성부호로 사용하는 직렬연접부호의 경우, 반복복호법의 효과는 병렬연접부호의 경우와 마찬가지로 2.5dB 이상에서 반복복호법의 효과가 나타났으며, 병렬연접부호의 경우와 마찬가지로 고부호율임에도 불구하고 좋은 성능을 보임을 알 수 있었다.

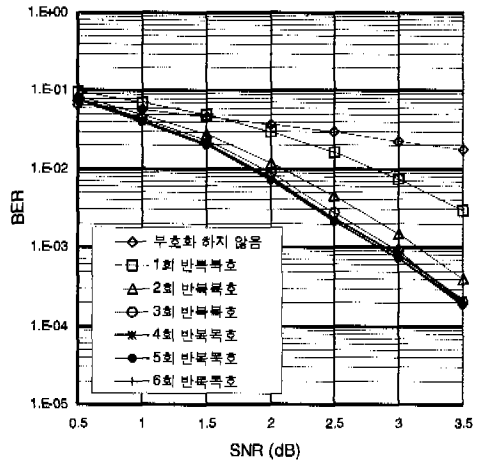


그림 10. [15,11,3] 해밍부호를 이용한 직렬연접부호의 성능곡선(부호율=0.538, N=11×15)

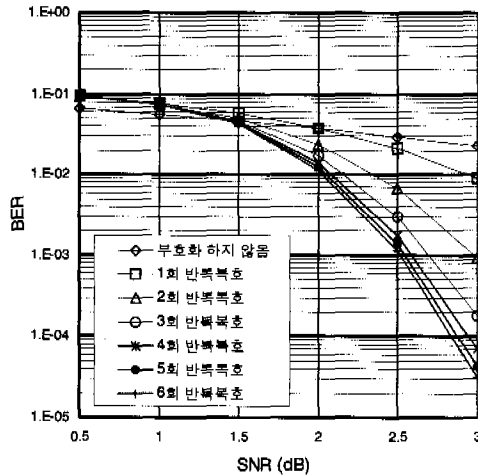


그림 11. [31,26,3] 해밍부호를 이용한 직렬연접부호의 성능곡선(부호율=0.703, N=26×31)

VII. 결론

본 논문에서는 블록부호를 트렐리스상에서 구현하

여 블록부호의 연판정 복호 알고리즘인 MAP 복호 알고리즘을 유도하였으며 모의실험을 통해 그 성능을 분석하였다. 그리고 블록부호를 구성부호로 사용하는 다양한 형태의 직렬연접부호와 병렬연접부호에 대한 성능분석을 수행하였다.

모의실험 결과 블록부호에 연판정 복호 알고리즘을 적용할 경우 경판정 복호 알고리즘에 비해 비트 오류율이 10^{-3} 에서 1 dB 이상의 부호화 이득을 가졌다. 또한 블록부호를 구성부호로 사용하는 연결부호에 대한 모의실험을 수행한 결과 반복복호함으로서 고부호율의 우수한 성능을 가진 연결부호를 얻을 수 있음을 검증하였다.

블록부호를 트렐리스상에서 구현하여 연판정 복호 알고리즘을 적용할 경우 대두되는 문제점은 복호기의 복잡도이다. 그러므로 블록부호를 효과적으로 연판정 복호하기 위해서는 상태벡터(state vector)의 수를 줄이는 최소트렐리스(minimal trellis)에 대한 연구가 필요하다. 또한 블록부호를 이용한 연결부호의 성능분석을 위한 이론적인 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] L. R. 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, Mar. 1974.
- [2] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "A soft-input soft-output maximum a posteriori (MAP) module to decode parallel and serial concatenated codes," *TDAP Report 42-127*, JPL, Pasadena, California, pp. 1-20, November 15, 1996.
- [3] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "Serial concatenation of interleaved codes: Performance analysis, design, and iterative decoding," *The TDAP Report 42-126*, April-june 1996, JPL, Pasadena, California, pp. 1-26, August 15, 1996.
- [4] S. Benedetto and G. Montorsi, "Iterative decoding of serially concatenated convolutional codes," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 13, pp. 1186-1188, June 1996.
- [5] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes(1)," in *Pro., IEEE Int. Conf. on Communications*(Geneva, Switzerland, May 1993), pp. 1064-1070.
- [6] C. Berrou, A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes," *IEEE Trans. on communi*, vol. COM-44, no. 10, pp. 1261-1271, Oct. 1996.
- [7] G. D. Forney, Jr., *Concatenated Codes*, MIT Press, Cambridge, Mass., 1966
- [8] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke, "Iterative decoding of binary block and convolutional codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 43, no. 2, pp. 429-445, March 1996.
- [9] J. L. Massey, "Foundations and methods of channel coding," *Proc. Int. Conf. Inform. Theory Systems, NTG-Fachber.* Vol. 65, pp. 148-157, 1978.
- [10] D. J. Muder, "Minimal trellises for block codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 34, pp. 1049-1053, Sep. 1988.
- [11] S. S. Pietrobon and A. S. Barbuiescu, "A simplification of the modified Bahl decoding algorithm for systematic convolutional codes," *Int. Symp. Inform. Theory & its Applic.*, Sydney, Australia, pp. 1073-1077, Nov. 1994.
- [12] C. Schlegel, *Trellis Coding*, IEEE Press, New York, 1997.
- [13] J. K. Wolf, "Efficient Maximum-likelihood decoding of linear block codes using a trellis," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-22, no. 1, pp. 76-80, 1978.

