

# 반복 부호의 다치 변조방식 적용을 위한 최적의 비트 분리 방법 및 성능평가

준회원 배종태\*, 정회원 정지원\*, 준회원 최석순\*, 김민혁\*, 정회원 장대익\*\*

## Optimal Bit Split Methods and Performance Analysis for Applying to Multilevel Modulation of Iterative Codes

Jong Tae Bae\* *Associate Member*, Ji Won Jung\* *Regular Member*,  
Seok Soon Choi\*, Min Hyuk Kim\* *Associate Members*, Dae Ig Chang\*\* *Regular Member*

### 요 약

본 논문에서는 대표적인 반복 부호 알고리즘인 터보 부호, LDPC부호 TPC 등 세 가지 알고리즘에 대해 8PSK 이상의 다치 변조 방식 적용을 위해 수신단에서 비트 분리 방법을 제시한다. 수신된 I, Q 심볼만을 이용하여 세 비트 이상의 비트를 분리하기 위한 LLR 방식에 기초를 하여 LLR 방식의 단점인 복잡도를 개선하기 위해 Euclidean, MAX, Sector 방식을 제시하였으며, 세 가지 반복 부호에 대해 최적의 비트 분리 방법을 제시하였다.

**Key Words** : Turbo Code, Low Density Parity Check Code, Turbo Product Code, Log-Likelihood Ratio

### ABSTRACT

This paper presents bit splitting methods to apply multilevel modulation to iterative codes such as turbo code, low density parity check code and turbo product code. Log-likelihood ratio method splits multilevel symbols to bits using the received in-phase and quadrature component based on Gaussian approximation. However it is too complicate to calculate and implement hardware due to exponential and log calculation. therefore this paper presents Euclidean, MAX and Sector method to reduce the high complexity of LLR method. We propose optimal bit splitting method for three iterative codes.

### I. 서론

무선통신 시스템은 무선채널의 특성으로 비트 오류가 발생하기 쉬우며 이를 정정하기 위해 사용되는 채널 부호는 무선통신 시스템에서 매우 중요한 기술요소이다. 위성통신 및 이동통신 등에서 사용되는 채널부호는 일반적으로 연판정이 가능한 길쌈부호와 연접 오류 특성에 강한 RS(Reed Solomon)부호를 결합한 연접부호(Concatenate Code)를 사용한

다. 연접부호를 이용한 오류제어방식 또한 Shannon's limit에 다소 큰 격차를 보이고 있다. Shannon's limit에 근접하기 위한 최근의 부호화 방식으로는 1993년 Berrou등에 의해 제안되고 Eb/No 0.7dB, 부호율 1/2에서 비트 오류 확률  $10^{-5}$ 의 성능을 보이는 터보 부호<sup>[1][2]</sup>, 1962년 Gallager에 의해 제안<sup>[3]</sup>되어 1996년 Mackay에 의해 재정립된 LDPC(Low Density Parity Check) 부호<sup>[4]</sup>, 그리고 블록 부호의 가로 세로로 product 시켜 고부호화율

\* 한국해양대학교 전기공학과 위성통신 연구실 (ms43bjt@hhu.ac.kr)

\*\* 한국전자통신연구원 광대역 무선 멀티미디어 연구팀

논문번호 : KICS2006-03-144, 접수일자 : 2006년 3월 28일, 최종논문접수일자 : 2007년 12월 20일

에서 효율적인 TPC(Turbo Product Code)<sup>[5]</sup> 등이 있다. 이는 현재 휴대 인터넷의 표준안인 802.16e<sup>[6]</sup>와 국내의 WiBro (Wireless Broadband) 인터넷의 채널 부호화 알고리즘으로 채택되고 있다. 또한 최근의 통신 방식은 고속으로 전송하기 위해 기존의 전력 제어(power control) 보다는 적응형 변조 코딩(AMC, Adaptive Modulation and Coding)을 이용하여 품질을 보장하고 있으며, 이는 변조 방식을 기존의 QPSK 방식에서 8PSK, 16QAM 방식 등으로 확장하면서 채널 상태에 따라 각 변조 방식과 부호율과 조합을 이루면서 전송한다.

위에 제시된 세 가지 부호화 알고리즘에 대해 8PSK 등의 다차 변조 방식을 적용하기 위해서는 수신단에서 수신된 심볼 단위를 비트 단위로 분리하여야 하는데, 수신 심볼의 I(In-phase)와 Q(Quadrature) 성분을 이용하여 각각의 비트로 분리하여야 하며, 성능은 각각의 비트의 거리와 관계가 있기 때문에 비트로 분리하는 방식이 성능에 영향을 미치게 된다. 본 논문에서 제시하고자 하는 비트 분리 방법은 첫째 기존의 논문에서 제시된 가우시안 잡음을 통과한 신호의 "0"과 "1"에 대한 비율을 이용한 LLR(Log Likelihood Ratio) 방식<sup>[7]</sup>, 둘째 LLR의 exponential 계산을 줄여 근사화 시킨 MAX 방식, 셋째로는 MAX 방식에서 잡음 분산 값을 제거하고 단순히 거리의 계산만을 고려하는 Euclidean 방식, 마지막으로 수신신호의 벡터만을 고려하여 계산한 sector 방식을 고려하여 최적의 비트 방식을 제시한다. 본 논문에서는 LLR 방식의 계산량 증가와 구현의 복잡성을 대치할 수 있는 세 가지 알고리즘을 제시하였으며, 네 가지의 비트 분리 방법을 8PSK 변조방식으로 가정할 때, 각 부호방법에 적용하여 최적의 비트 분리 방법을 제시하고자 한다.

## II. 시스템 블록도

변조 방식이 BPSK나 QPSK인 경우에는 반복 복호기로 입력되는 값이 각각 수신 심볼의 I성분과 Q 성분값 자체이나 8PSK 이상의 멀티 레벨 변조 방식에서는 수신 심볼의 I와 Q 성분을 이용하여 비트를 분리하여 복호기로 입력하여야 한다.

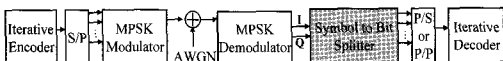


그림 1. 멀티 레벨 변조를 위한 시스템 블록도  
Fig. 1. System block diagram for multilevel modulation

그림 1에서와 같이 8PSK의 경우, 반복 부호기에 의해 부호화된 비트는 Serial to Parallel 을 거쳐 세 비트가 멀티 레벨 변조기에 입력된다. 멀티 레벨 변조기에서는 이 신호들을 I, Q의 신호로 만들어 채널을 통과하게 되고, 복조기에서는 수신된 I, Q 채널의 신호를 이용하여 다시 세 비트로 나누어 반복 복호기에 보내주어야 한다. 따라서 본 논문에서는 그림 1의 시스템 블록도에서처럼 복조된 I, Q 심볼을 복조기에서 비트 단위로 복호하기 위한 방식을 세 가지의 반복 부호에 따라 제시하고, 각각의 부호에 따른 최적의 비트분리 방법을 제시한다. 본 논문에서 각각의 비트 분리 방법을 적용시키기 위한 반복 부호화 알고리즘으로는 터보 부호, LDPC 부호, TPC부호를 적용시키며, III장의 비트 분리 방법을 설명하기에 앞서 다음 각 절에서는 다음 세 가지의 반복부호에 부호화 방식에 대해 간략한 설명을 하고자 한다.

### 2.1 터보 부호화기

터보 부호는 연관성 임/출력(soft-in/soft-out)이 가능하고, 정보 신호에 대해서 서로 다른 인터리버에 의해 분리된 2개 이상의 구성 코드(component code)들이 병렬 연결(parallel concatenation)된 구성을 하고 있다. 터보 부호의 기본 개념은 선행하는 구성코드의 복호기 soft decision output을 다시 나머지 복호기에 입력하고 이러한 과정을 반복함으로써 향상된 decision을 가능하게 하는 것이다. 터보 부호의 복호기로는 SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm), MAP, Sub-MAP복호기 등이 있는데 채널의 잡음분산평가가 필요하다는 단점이 있지만 일반적으로 성능이 우수한 MAP을 사용한다<sup>[8][9]</sup>.

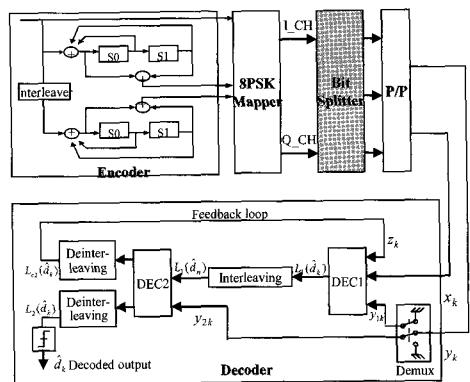


그림 2. 터보 부호화기 구조  
Fig. 2. Construction of turbo encoder and decoder

그림 2에 터보 코드의 부호화기의 블록 다이어그램을 나타내었다. 터보 코드의 부호화기는 systematic 정보와 두 개의 recursive systematic 길쌈 부호기의 출력을 통하여 부호화되며 두 길쌈 부호기 사이에는 인터리버를 두어 서로 다른 정보를 포함할 수 있도록 한다. 여기에서 사용하는 길쌈 부호기는 기존의 non-systematic 구조와 같은 자유거리를 갖는 특성을 가지고 있다. 그림 2의 부호기는 두 개의 MAP 기반의 복호기가 직렬적으로 연결되어 있으며, 외부 정보를 이용하여 계속 반복시켜나가면서 성능을 향상시킨다. 8PSK 적용을 위해서는 부호기에서 출력되는 부호화된 비트를 8PSK 매핑시켜 전송하면, 수신단에서는 I, Q 심볼을 이용하여 다시 세 비트로 나누어 터보 복호기에 입력하게 된다.

2.2 LDPC

최근 모든 무선 통신 분야에서 관심이 되고 있는 채널 부호화 방식인 LDPC 부호화 방식은 터보 부호에 비해 복호화의 복잡도가 낮을 뿐 아니라 좋은 거리 특성으로 오류마루 현상이 나타나지 않고, 완전 병렬 처리로 고속 처리가 가능한 장점이 있다. 실제로 위성 고선명 TV(HDTV) 표준안인 DVB-S2(Digital video Broadcasting) 시스템은 LDPC를 오류정정부호화 방식으로 권고하고 있다<sup>[10]</sup>. 반면에 부호화의 높은 복잡도가 LDPC 코드의 중요한 문제점이었으나 최근에 삼각행렬 분해법, Linear-congruence 방법을 사용하여 부호화기를 간단하게 하였다. DVB-S2에서는 parity 부분을 address를 지정하여 쉽게 부호화하고 있다. LDPC 코드는 sparse parity check matrix  $H_{(n-k) \times n}$ 를 가지는 선형 블록 코드이다. 예로써  $N=8$ 이고  $R=1/2$ 인 parity check matrix를 그림 3에 나타내었다. 그림 4에 이와 같은 코드를 Bit nodes와 check nodes가 서로 연결되어 있는 형태의 bipartite graph를 나타내었다.

$$H = \begin{bmatrix} n_1 & n_2 & n_3 & n_4 & n_5 & n_6 & n_7 & n_8 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} m_1 \\ m_2 \\ m_3 \\ m_4 \end{matrix}$$

그림 3. Parity check matrix의 예(N=8 and R=1/2)  
Fig. 3. Example of parity check matrix(N=8 and R=1/2)

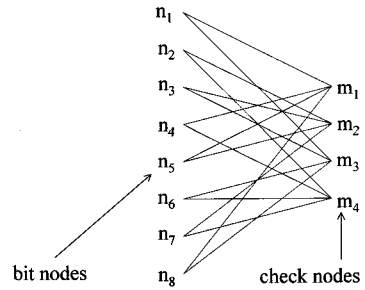


그림 4. LDPC의 Bipartite graph  
Fig. 4. Bipartite graph of LDPC

LDPC 복호기는 전송된 심볼을 비트 노드와 체크 노드에서 각각의 확률 값을 구하여 반복을 통해 전송된 비트를 결정하는 것이다. LDPC의 복호 순서는 그림 5와 같이 수신 비트에다 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, Check node 확률을 구하는 CNU(check Node Update), 비트 확률을 구하는 BNU(Bit Node Update)의 다음 세 가지 단계를 거쳐 복호하게 된다.

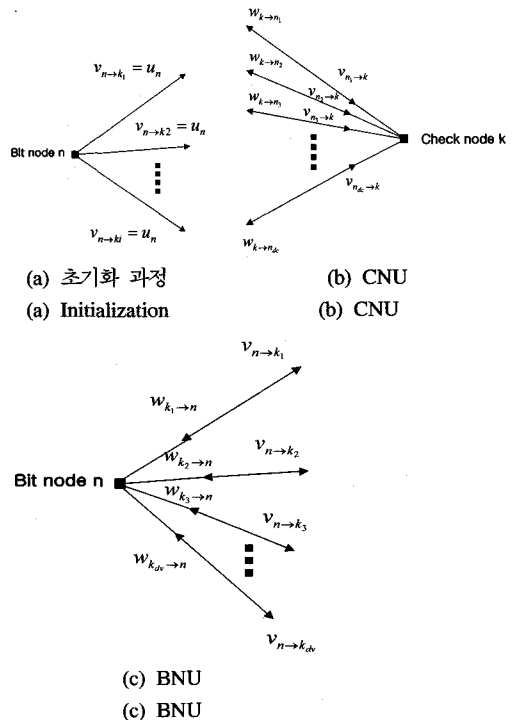


그림 5. LDPC의 복호 과정  
Fig. 5. Decoding procedure of LDPC

1) 단계 1. 초기화

$$u_n = -L_c \cdot r_n \left( L_c = \frac{2}{\sigma^2} \right), \quad n = (0, 1, \dots, N-1) \quad (1)$$

식 (1)에서 보는 바와 같이 수신비트에다가 채널 추정 값을 구하여 비트 노드를 결정한다. 여기서 N 은 codeword의 크기이고  $\sigma$ 는 가우시안 잡음의 편차이다.

2) 단계 2. Check node update (CNU)

그림 5(b)에서 보는 것과 같이, 비트 노드로부터 체크 노드 k로 들어오는 dc개의 메시지를  $v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{dc} \rightarrow k}$  라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를  $w_{k \rightarrow n_1}, w_{k \rightarrow n_2}, \dots, w_{k \rightarrow n_{dc}}$  하자. 그렇다고 하면 체크 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식 (2)와 같이 표현된다.

$$w_{k \rightarrow n_i} = g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{i-1} \rightarrow k}, v_{n_{i+1} \rightarrow k}, \dots, v_{n_{dc} \rightarrow k}) \quad (2)$$

여기서,

$$g(a, b) = \text{sign}(a) \times \text{sign}(b) \times \{ \min(|a|, |b|) \} + LUT_g(a, b),$$

$$LUT_g(a, b) = \log(1 + e^{-|a+b|}) - \log(1 + e^{-|a-b|}) \text{ 이다.}$$

$LUT_g(\cdot)$  함수는 look up table로 구현 가능하다.

3) 단계 3. Bit Node Update (BNU)

그림 5(c)에서 보는 것과 같이, 체크 노드로부터 비트 노드 n으로 들어오는 dv개의 메시지를  $w_{k_1 \rightarrow n}, w_{k_2 \rightarrow n}, \dots, w_{k_{dv} \rightarrow n}$  라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를  $v_{n \rightarrow k_1}, v_{n \rightarrow k_2}, \dots, v_{n \rightarrow k_{dv}}$  하자. 비트 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식(3)과 같이 계산할 수 있다.

$$v_{n \rightarrow k_i} = u_n + \sum_{j \neq i} w_{k_j \rightarrow n} \quad (3)$$

현재 DVB-S2 규격에서는 HNS(Hughes Network Systems)사에서 제안한 LDPC 부호화 알고리즘이 채택되고 있으며, 본 논문에서는 HNS사에서 제안한  $R=2/3$  일 때, 8PSK 적용시 비트 분리 방법을 적용하여 성능을 분석하였다.

2.3 TPC

1998년 Pyndiah에 의해 소개된 TPC(Turbo Product Code)<sup>[5]</sup>는 기존의 LDPC 부호의 단점인 부호화 시 구성 어려움, 그리고 성능 향상을 위한 많은 블록 크기를 요구한다는 것과 Turbo 부호의 많은 계산 량과 고속 복호기 구성의 어려움 등의 단점을 보완한 작은 블록 크기를 가로 세로로 product 시킨 후 같은 복잡도로써 많은 블록 크기의 효과를 얻을 수 있고 복호기가 간단하여 고속 구현이 가능하며, 높은 부호화율에서 Shannon Limit에 근접하는 새로운 차세대 오류정정 부호화 방식으로 무선 멀티미디어 통신을 요구하는 최근의 무선 통신시스템에 오류정정방식으로 적합하다.

TPC 부호는 두 개 혹은 그 이상의 짧은 길이의 블록 부호( $C_1, C_2$ )를 이용하여 긴 블록 부호( $P=C_1 \times C_2$ )를 만드는 것이 가장 효율적이고 간단한 부호화 알고리즘이다. 그림 6은 TPC 부호화기의 구성도를 나타낸다<sup>[5]</sup>.

그림 6과 같이 두 개의 블록 부호를 적용할 경우,  $k_1$ (또는  $k_2$ )개의 정보 비트를 가로(또는 세로)로 배치한 후, 가로는 ( $n_1, k_1, \delta_1$ )을 가지는 블록 코드  $C_1$ 으로 부호화 시키고, 세로는 ( $n_2, k_2, \delta_2$ )를 가지는  $C_2$ 로 부호화시켜 전송한다. TPC부호 ( $P=C_1 \times C_2$ )이므로, ( $n, k, \delta$ )를 가진다. 여기서  $n=n_1 \times n_2, k=k_1 \times k_2, \delta=\delta_1 \times \delta_2$ 이고 부호화율은  $R=R_1 \times R_2 (R_1=k_1/n_1, R_2=k_2/n_2)$ 이다.

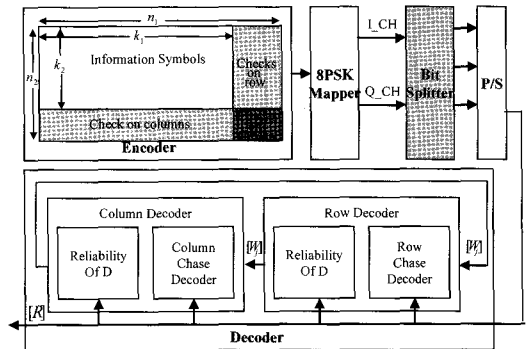


그림 6. TPC 부호화기 구성도 ( $P=C_1 \times C_2$ )  
Fig. 6. Construction of TPC encoder and decoder ( $P=C_1 \times C_2$ )

따라서 두 부호어를 product 함으로써, 높은 부호화율에서 최소 minimum Hamming distance의 증가에 의해서 오류 정정 능력은 향상된다. 그리고 오류를 산발시키는 효과가 있는 인터리버가 필요치 않으며, 부호시 가로 부분을 먼저 부호화 한 후 이를

extrinsic 정보로 이용하여 세로 부분을 복호하면서 반복 복호를 한다. TPC에 적용되는 블록 부호  $C_1$ ,  $C_2$ 는 해밍 부호, BCH부호, RS부호 등 다양한 블록 부호를 적용시킬 수 있다.

### III. 비트 분리 방법

#### 3.1 LLR Method

채널로부터 수신된 신호  $r$ 을 표현하면 다음 식 (4)와 같다.

$$r = s + n \tag{4}$$

여기서  $s$ 는 변조된 신호이고  $n$ 은 Gaussian noise이다. BPSK 변조 신호일 경우 정상도는 그림 7과 같다.

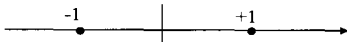


그림 7. BPSK 정상도  
Fig. 7. BPSK constellation

송신단에서는 부호기의 신호가 0일 경우에는 '+1'로, 1일 경우에는 '-1'로 신호를 전송한다. 수신신호에 대한 LLR 값은 다음 식 (5)와 같이 계산할 수 있다.

$$LLR = \log \frac{P_0}{P_1} = \log \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{(r-1)^2}{2\delta^2}}}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{(r+1)^2}{2\delta^2}}} = \log e^{-\frac{(r-1)^2 - (r+1)^2}{2\delta^2}} = \frac{2}{\delta^2} \cdot r \tag{5}$$

8PSK 변조 신호일 경우 정상도는 다음 그림 8과 같다.

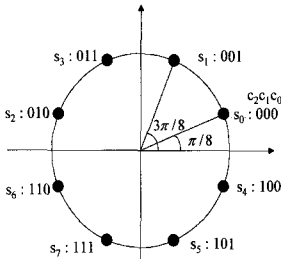


그림 8. 8PSK 정상도  
Fig. 8. 8PSK constellation

부호기의 각각의 비트는 정상도에 의해 다음 식 (6)처럼 하나의 심볼로 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} 000: c_2 c_1 c_0: s_0 &= \cos(\pi/8) + j \sin(\pi/8) \\ 001: c_2 c_1 c_0: s_1 &= \cos(3\pi/8) + j \sin(3\pi/8) \\ 010: c_2 c_1 c_0: s_2 &= -\cos(\pi/8) + j \sin(\pi/8) \\ 011: c_2 c_1 c_0: s_3 &= -\cos(3\pi/8) + j \sin(3\pi/8) \\ 100: c_2 c_1 c_0: s_4 &= \cos(\pi/8) - j \sin(\pi/8) \\ 101: c_2 c_1 c_0: s_5 &= \cos(3\pi/8) - j \sin(3\pi/8) \\ 110: c_2 c_1 c_0: s_6 &= -\cos(\pi/8) - j \sin(\pi/8) \\ 111: c_2 c_1 c_0: s_7 &= -\cos(3\pi/8) - j \sin(3\pi/8) \end{aligned} \tag{6}$$

수신된 신호는 각각 8개의 심볼에 관하여서 잡음이 AWGN 이라고 가정하였을 때 최소 오차 확률을 가지는 결정 규칙은 수신신호와 원형 신호 벡터 사이의 거리에 의해서 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} r &= r_{re} + j \times r_{im} \\ \|r - s_i\| &= (r_{re} - s_i^{re})^2 + (r_{im} - s_i^{im})^2 \quad (7) \\ & \quad i = 0, 1, \dots, 7 \end{aligned}$$

여기서  $r_{re}$ 는 수신신호  $r$ 의 실수 부분이며,  $r_{im}$ 은 허수 부분을 의미한다. 마찬가지로  $s_i^{re}$ 는 정상도의  $i$ 번째 지점인  $s_i$ 에서 실수부분,  $s_i^{im}$ 은 허수 부분을 의미한다.

가우시안 잡음 후의 오차확률  $P$ 는 위의 식 (7)에 의해 구한 각각의 거리를 이용하여 각 8개의 지점에서 구할 수 있다.

$$P_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{\|r-s_i\|^2}{2\delta^2}}, i = 0, 1, 2, \dots, 7 \tag{8}$$

8개의 오차 확률을 이용하여 3개의 bit를 구하는 방법은 그림의 각 정상도의 정상점을 이용하여 LLR 을 계산하여 구할 수 있다. 수신 비트가  $c_2, c_1, c_0$ 이라고 했을 때,  $c_2$ 가 0일 때 오차 확률은  $P_0, P_1, P_2, P_3$ 이 되고 1일 때 오차 확률은  $P_4, P_5, P_6, P_7$ 이 된다.  $c_1$ 이 0일 때 오차 확률은  $P_0, P_1, P_4, P_5$ 가 되고 1일 때 오차 확률은  $P_2, P_3, P_6, P_7$ 이 된다.  $c_0$ 이 0일 때 오차 확률은  $P_0, P_2, P_4, P_6$ 가 되고 1일 때 오차 확률은  $P_1, P_3, P_5, P_7$ 이 된다. 다음 식 (9)와 같이 LLR 을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 LLR[c_2] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3}{P_4 + P_5 + P_6 + P_7} \\
 LLR[c_1] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_4 + P_5}{P_2 + P_3 + P_6 + P_7} \\
 LLR[c_0] &= \log \frac{P_0 + P_2 + P_4 + P_6}{P_1 + P_3 + P_5 + P_7} \quad (9)
 \end{aligned}$$

LLR방법으로 수신 비트를 결정하기 위해서는 먼저 수신 신호와 성상점 간의 위치를 구하기 위한 제곱 연산을 하고, 채널 추정치를 곱하는 연산과 exponential 연산, 마지막으로 log연산이 필요하므로 계산량이 많고 하드웨어 구현이 복잡하다는 단점이 있다.

### 3.2 Max Method

LLR 방식에서 수신 비트를 결정하기 위해서는 복잡한 연산을 거쳐야 한다. 그러므로 식 (9)에서의 log연산을 좀 더 단순하게 만들 수 있는 방법을 제안한다.

Log안의 덧셈으로 표현된 부분을 정확히 분해할 수는 없지만 다음과 같은 과정을 통해 근사식으로 분해가 가능하다.

$$\begin{aligned}
 \log(e^a + e^b + e^c) &= \log(e^a(1 + e^{b-a} + e^{c-a})) \\
 &\cong \log(e^a) \cong a \quad (\text{if } a > b, a > c), \\
 &= \log(e^b(e^{a-b} + 1 + e^{c-b})) \\
 &\cong \log(e^b) \cong b \quad (\text{if } b > a, b > c), \\
 &= \log(e^c(e^{a-c} + e^{b-c} + 1)) \\
 &\cong \log(e^c) \cong c \quad (\text{if } c > a, c > b). \quad (10)
 \end{aligned}$$

따라서 식 (9)는 (10)을 이용하게 되면 식 (11)처럼 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 LLR[c_2] &= \max(P_0, P_1, P_2, P_3) - \max(P_4, P_5, P_6, P_7) \\
 LLR[c_1] &= \max(P_0, P_1, P_4, P_5) - \max(P_2, P_3, P_6, P_7) \\
 LLR[c_0] &= \max(P_0, P_2, P_4, P_6) - \max(P_1, P_3, P_5, P_7) \quad (11)
 \end{aligned}$$

여기서  $P_i = \frac{-\|r - s_i\|^2}{2\sigma^2}$   $i = 0, \dots, 7$  이다.

이와 같이 수신 결정 비트를 식 (11)을 사용하여 구하면 LLR방식에서의 log연산 과정과 exponential 연산 과정을 생략할 수 있어 하드웨어 구현이 좀 더 쉬운 Max방식이 된다.

### 3.3 Euclidean Method

LLR 방식에서는 네 가지의 구현이 어려운 연산이 있는데, Max 방식에서 그 중의 log 연산 과정과 exponential 연산 과정을 제거하는 방법을 제시하였다. Max 방법에서도  $P_i$ 를 계산하는 부분에서 여전히 채널 추정 부분이 존재한다. 채널 추정치를 곱하는 부분과 exponential 계산을 제거하고 수신 신호와 성상도의 매핑점과의 거리를 구하여 수신 비트를 결정하는 Euclidean 방식을 제시한다.

심볼은 그림 9에서 보는 것과 같이 gray code로 되어 있다. 각각의 비트는 성상도에서 하나의 심볼로 할당되며, 각각의 비트( $c_2, c_1, c_0$ )가 '0'일 때와 '1'일 때의 경계선을 나타낸다.

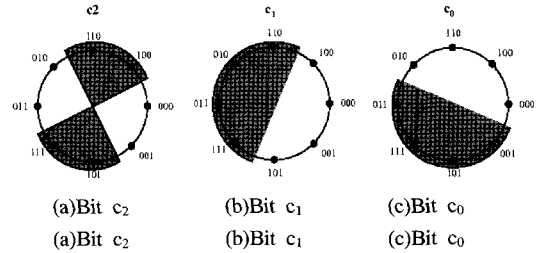


그림 9. Euclidean 거리 이용시 8PSK 성상도  
Fig. 9. 8PSK constellation for Euclidean method

Ungerboeck partitioning<sup>[11]</sup>를 이용하여 세 비트를 출력하는 방법은 식(12)를 사용하여 판정할 수 있다.

$$d = \sqrt{(r_{re} - s_i^{re})^2} + \sqrt{(r_{im} - s_i^{im})^2} \quad (12)$$

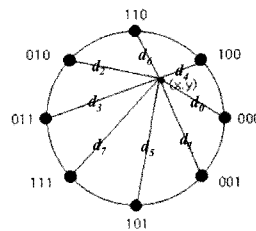


그림 10. 각 비트들에 대한 Euclidean 거리  
Fig. 10. Euclidean distance between received symbol and constellation points

그림 10은 수신신호와 성상도 상의 성상점과의 거리 관계를 나타내었다.  $r_{re}, r_{im}$ 는 수신된 I채널, Q 채널 값이고  $s_i^{re}, s_i^{im}$ 는 그림 10의 각 성상도에서의 매핑점이다. 수신 신호와 성상점 간의 거리를 구한 후 다음 식 (13)에 의하여 비트를 결정할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 LLR[c_2] &= \min(d_0, d_1, d_2, d_3) - \min(d_4, d_5, d_6, d_7) \\
 LLR[c_1] &= \min(d_0, d_1, d_4, d_5) - \min(d_2, d_3, d_6, d_7) \\
 LLR[c_0] &= \min(d_0, d_2, d_4, d_6) - \min(d_1, d_3, d_5, d_7) \quad (13)
 \end{aligned}$$

이렇게 구하여진 각 비트에 대한 거리는 각 비트가 양수 혹은 음수에 따라 복호기로 입력되는 값 자체 역시 양수 혹은 음수로 입력되어짐을 알 수 있다.

### 3.4 Sector Method

Euclidean 방식 또한 거리를 구하기 위해서 제곱과 제곱근 연산을 필요로 하게 된다. 따라서 간단한 절대치만을 이용하여 수신 신호를 비트로 분리하는 방식을 제안한다.

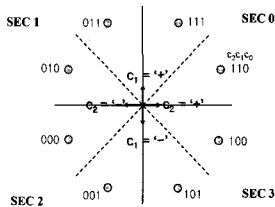


그림 11. Sector방식을 이용하기 위한 8PSK 성상도  
Fig. 11. 8PSK constellation for sector method

Sector를 이용하여 수신된 I/Q 채널을 이용하여 세 비트를 출력하는 방법에 대해 성상도는 그림 11과 같다. 첫 번째 비트,  $c_2$ 는 Q축을 중심으로 좌우로 배치하고  $c_1$ 은 I축을 중심으로 상하로, 그리고  $c_0$ 은 각 분면 내에 각각을 할당하였다. 따라서  $c_2$ 는 Q축을 중심으로 배치하였기 때문에 수신신호의 I성분인 자체가 되며,  $c_1$ 은 I축을 중심으로 배치하였기 때문에 수신신호의 Q성분인 자체가 된다. 세 번째 비트  $c_0$ 은 아래 표 1과 같이 할당하였다.

표 1.  $c_0$  신호 할당  
Table 1. Assignment of  $c_0$

Sector	$c_0$
SEC 0	$r_{im} - r_{re}$
SEC 1	$r_{re} + r_{im}$
SEC 2	$r_{re} - r_{im}$
SEC 3	$-(r_{re} + r_{im})$

따라서 각각의 비트는 아래의 식 (14)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 LLR[c_2] &= |r_{re}| \\
 LLR[c_1] &= |r_{im}| \\
 LLR[c_0] &= \begin{cases} r_{im} - r_{re} & r_{re} \geq 0, r_{im} \geq 0 \\ r_{re} + r_{im} & r_{re} < 0, r_{im} \geq 0 \\ r_{re} - r_{im} & r_{re} < 0, r_{im} < 0 \\ -(r_{im} - r_{re}) & r_{re} \geq 0, r_{im} < 0 \end{cases} \quad (14)
 \end{aligned}$$

따라서 sector 분리 방식을 사용하면 단순히 절대치와 덧셈만으로 수신 신호를 각 비트로 분리하는 것이 가능하므로 계산량이 적고 하드웨어 구현이 용이해 짐을 알 수 있다.

## IV. 복잡도 비교

앞 장에서 제시한 네 가지의 비트 분리 방식의 계산량을 표 2에 비교하였다.

LLR을 이용한 방법을 이용할 시, 수신 신호와 성상점 간의 거리를 구하기 위해서는  $2^M$ 번의 Euclidian 거리를 구해야 하고, 또한  $2^M$  번의 exponential과 M번의 로그를 계산해야만 한다. MAX 방법에서는, 식 (10)에 의하여 exponential과 로그 연산을 제거할 수 있고, Euclidian 방법은 MAX 방법에서 채널 추정치 연산을 계산하지 않는다. 마지막으로 제안된 sector 방법은 절대치만으로 거리를 계산하므로 상당히 계산량이 줄어들음을 알 수 있다.

표 2에 비트 분리 알고리즘 별 연산량을 비교하였다.

표 2. 비트 분리 알고리즘 별 연산량 (N/A : Not Applicable)  
Table 2. The number of operation of bit split methos (N/A : Not Applicable)

Bit split method / Operation	LLR	MAX	Euclidean	Sector
Exponential Estimation	$2^M$	N/A	N/A	N/A
Log Estimation	M	N/A	N/A	N/A
Channel Estimation	$2^M$	$2^M$	N/A	N/A
Distance Estimation	$2^M$	$2^M$	$2^M$	N/A

표 2의 내용을 통해 M이 커질수록 계산량이 그에 따라 현저히 줄어들음을 알 수 있다.

### V. 모의실험 결과

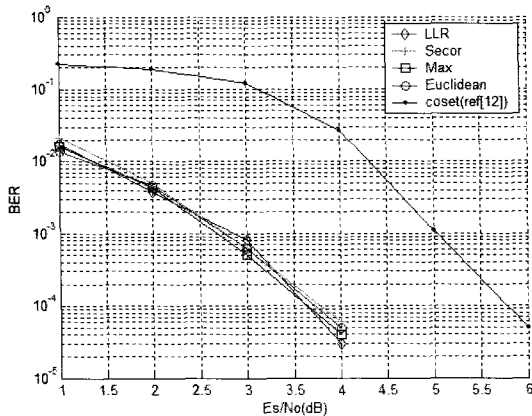
앞 절에서 살펴 본 LLR 방식과 MAX방식, Euclidean 방식 그리고 Sector 방식을 토대로 세 가지의 반복 부호 부호에 적용하여 분석하였다. 각 반복 부호에 대한 모의실험 환경을 표 3에 나타내었다.

표 3. 모의실험 환경

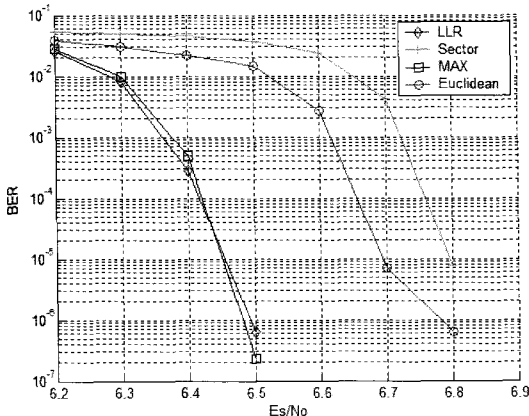
Table 3. Coding parameter

Iterative Codes	Coding Parameter
Turbo code	N=200, R=1/2, Iteration=2, 8PSK
LDPC code	N=64800, K=43200, row weight=10, column weight=13, R=2/3, Iteration=50, 8PSK
TPC	BCH(15,11), R=121/225, Iteration=4, 8PSK

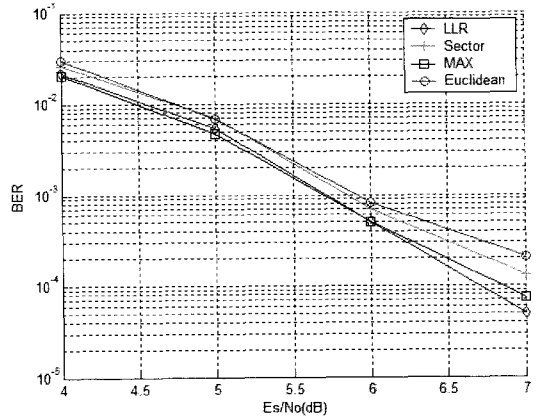
성능 곡선을 다음 그림 12에 각 반복 부호 알고리즘에 따라 나타내었다.



(a)Turbo code에 적용한 비트 분리 방법의 성능 곡선  
(a)Bit split methods' BER performance curves applying to turbo code



(b)LDPC에 적용한 비트 분리 방법의 성능 곡선  
(b)Bit split methods' BER performance curves applying to LDPC



(c) TPC에 적용한 비트 분리 방법의 성능 곡선  
(c) Bit split methods' BER performance curves applying to TPC

그림 12. 세 가지 부호화 방법에 적용한 네 가지 비트 분리 방법에 대한 성능 곡선

Fig. 12. Four bit split methods's BER performance curves applying to three iterative codes

그림 12(a)에서는 터보 부호에서 기존의 코셋 매핑을 이용한 방법<sup>[12]</sup>을 비교하여 제시하였다. 터보 부호의 경우 세 가지 방식 모두 성능이 비슷하며 구현이 간단한 Sector방식이 적합하며, LDPC의 경우 LLR 방식이 성능이 가장 좋으나 Sector 방식은 약 0.3dB ( $10^{-5}$ 기준) 성능 열화를 가져오며, MAX 방식과는 거의 성능이 근접함을 알 수 있어 MAX 방식이 가장 적합하다. TPC의 경우 네 가지 방식이 0.5dB의 분포 내에 성능의 차이를 보인다.

### VI. 결론

변조 방식이 BPSK나 QPSK인 경우에는 반복 부호 복호기로 입력되는 값이 각각 수신 심볼의 I(In-phase)와 Q(Quadrature) 값 자체이나 8PSK 이상의 멀티 레벨 변조 방식에서는 수신 심볼의 I와 Q성분을 이용하여 8PSK인 경우 세 비트를, 16APSK인 경우는 네 비트를 분리하여 복호기로 입력하여야 한다. 각각의 비트로 분리 시 성능은 각각의 비트의 거리와 관계가 있기 때문에 분리하는 방식이 성능에 영향을 미치게 된다.

본 논문에서는 대표적인 반복 부호 알고리즘인 터보 부호, LDPC부호 TPC 등 세 가지 알고리즘에 대해 8PSK이상의 다차 변조 방식 적용을 위해 LLR 이용한 비트 분리 방식을 분석하고, LLR 방식이 계산량이 많고 하드웨어를 구현함에 있어서



복잡하므로 이를 극복할 수 있는 방법으로 Max 방식과 Euclidean 방식, 그리고 sector 방법을 제시하였고, 이를 모의실험을 통하여 분석하였다.

모의 실험 결과, 전반적으로 LLR 방식이 성능이 가장 우수함을 알 수 있고, 각 방식 모두 0.5dB의 분포 내에서 성능의 차이를 보이고 있다. 성능과 구현 복잡도를 절충(trade-off)하는 관점에서 터보부호의 경우는 Sector방식, LDPC의 경우는 MAX 방식, TPC의 경우는 MAX 방식이 최적임을 알 수 있다.

참 고 문 헌

[1] C. Berrou, A. Glavieux, and P.Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Code and Decoding: Turbo Codes", in *Proc. Of ICC'93*, 1993.

[2] L. R. Bahl et al, "Optimal Decoding of Linear Code for Minimizing Symbol Error Rate", *Trans. on info. Theory*, Vol. IT-20, pp.248-287, Mar., 1994.

[3] R. G. Gallager, "Low-Density Parity-Check Codes," *IRE trans.information theory*, vol.8, PP.21-28, 1962

[4] D. J. C. Mackay and R. M. Neal, "Near Shannon Limit Performance of Low-Density Parity-Check Codes," *Electron. Letter*, Vol.32, PP. 1645-1646, Aug.1996.

[5] R.M. Pyndiah, "Near-optimum decoding of product codes: Block turbo codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp1003-1010, Aug.1998.

[6] IEEE 802.13™-2001, IEEE Standards for Local and Metropolitan Area Networks, April, 2002.

[7] S.Allpress, C.Luschi, and S.Felix, "Exact and Approximated Expressions of the Log-Likelihood Ratio for 16-QAM Signals," *38th Asilomar Conference on Signal, System and Computer*, vol 1, pp.794~798 2004.

[8] D.Divsalar and F.Pollara, "Serial and Hybrid Concatenated Codes with Applications," *Proceedings of the International Symposium on Turbo Codes & Related Topics*, pp.80-87 Sep. 1997.

[9] S.S.Pietrobo, "Implementation and Performance of a Turbo/MAP Decoder," to be appear in *International Journal of Satellite Communications*.

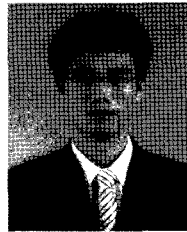
[10] "Digital Video Broadcasting (DVB): Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Satellite News Gathering (DSNG) and Other Contribution Applications by Satellite", *ETSI EN 301 210: European Standard C. C. Clark and J. B. Cain, Error Correcting Coding for Digital Communications*, Plenum Press, 1981.

[11] G.Ungerboeck, "Channel coding with multi-level /phase signals", *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.IT-28, No. 1, Jan. 1982

[12] E.choi, J.Jung, N.Kim, Y.Kim, and D.Oh, "A Simplified Decoding Algorithm Using Symbol Transformation for Turbo Pragmatic Trellis-Coded Modulation", *ETRI Journal*, Vol 27. No.2. April, 2005. PP.223-226

배 종 태 (Jong Tae Bae)

준회원



2007년 2월: 한국해양대학교 전파공학과(공학사)  
 2007년 3월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정  
 <관심분야> 위성통신, 이동통신, 변·복조기술, 채널코딩, FPGA 기술 등

정 지 원 (Ji Won Jung)

정회원



1989년 2월 :성균관대학교 전자공학과(공학사)  
 1991년 2월 :성균관대학교 전자공학과(공학석사)  
 1995년 2월 :성균관대학교 정보공학과(공학박사)  
 1991년 1월~1992년 2월 : LG 정

보통신연구소 연구원

1995년 9월 ~ 1996년 8월 : 한국통신 위성통신연구실 선임연구원  
 1997년 3월 ~ 1998년12월 : 한국전자통신연구원 초빙 연구원  
 1996년 9월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 정교수  
 2001년 8월 ~ 2002년 8월 : 캐나다 NSERC Fellowship (Communication Research Center 근무)  
 <관심분야> 위성통신, 이동통신, 변·복조기술, 채널코딩, FPGA 기술 등

최 석 순 (Seok Soon Choi)

준회원



2007년 2월: 한국해양대학교 전  
파공학과(공학사)  
2007년 3월 ~ 현재: 한국해양대학  
교 전파공학과 석사과정  
<관심분야> 위성통신, 이동통신,  
변·복조기술, 채널코딩, FPGA  
기술 등

장 대 익 (Dae Ig Chang)

정회원



1985년 2월 : 한양대학교 전자정  
보통신공학과(공학사)  
1989년 2월 : 한양대학교 전자정  
보통신공학과(공학석사)  
1999년 2월 : 충남대학교 전자공  
학과 (공학박사)  
1990년 ~ 현재: 한국전자통신연

김 민 혁 (Min Hyuk Kim)

준회원



2006년 2월: 한국해양대학교 전  
파공학과(공학사)  
2006년 3월 ~ 현재: 한국해양대  
학교 전파공학과 석사과정  
<관심분야> 위성통신, 이동통신,  
변·복조기술, 채널코딩,  
FPGA 기술 등

구원 광대역 멀티미디어 연구팀 팀장  
1991년 6월 ~ 1993년 7월 : 캐나다 MPR teltech Ltd  
연구원

2005년 2월 ~ 현재 : 과학기술연합대학원대학교 이동  
통신 및 디지털방송공학부 교수