

DVB-S2 기반 LDPC 복호기의 멀티레벨 변조 방식 적용을 위한 디맵핑 알고리즘

Demapping Algorithm for Applying the Multilevel Modulation Scheme to LDPC Decoding Based on DVB-S2

정 지원 · 정 진 희 · 김 민 혁

Ji-Won Jung · Jin-Hee Jeong · Min-Hyuk Kim

요 약

DVB-S2 표준안에서는 다양한 부호화율과 그에 따른 다양한 변조 방식을 지원한다. 따라서 본 논문에서는 LDPC에 8 PSK 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 제시하였다.

Abstract

DVB-S2 offers various coding rate and modulation schemes. Therefore this paper proposes bit split methods to applying to multilevel modulation. Log-likelihood ratio method splits multilevel symbols to soft decision symbols using the received in-phase and quadrature component based on Gaussian approximation. However it is too complicate to calculate and to implement hardware due to exponential and logarithm calculation. Therefore this paper presents Euclidean, MAX and Sector method to reduce the high complexity of LLR method.

Key words : Bit Split Method, LDPC, Multilevel

I. 서 론

무선 통신 시스템은 무선 채널의 특성으로 비트 오류가 발생하기 쉬우며 이를 정정하기 위해 사용되는 채널 부호는 무선 통신 시스템에서 매우 중요한 기술요소이다. 위성 통신 및 이동 통신 등에서 사용되는 채널 부호는 일반적으로 연관성이 가능한 길쌈 부호와 연접 오류 특성에 강한 RS(Reed Solomon) 부호를 결합한 연접 부호(concatenate code)를 사용한다. 연접 부호를 이용한 오류 제어 방식 또한 Shannon's limit에 다소 큰 격차를 보이고 있다. Shannon's limit에 근접하기 위한 최근의 부호화 방식으로는 1993년 Berrou 등에 의해 제안되고 E_b/N_0 0.7 dB, 부호율 1/2

에서 비트 오류 확률 10^{-5} 의 성능을 보이는 터보 부호^{[1],[2]}, 1962년 Gallager에 의해 제안^[3]되어 1996년 Mackay에 의해 재정립된 LDPC(Low Density Parity Check) 부호^[4] 등이 있다. LDPC 부호는 터보 부호에 비해 정정되지 않는 오류들을 대부분 검출할 수 있고, 복호화의 복잡도가 낮을 뿐 아니라 좋은 거리 특성으로 오류마루 현상이 나타나지 않고, 완전 병렬 처리로 고속 처리가 가능한 장점이 있다. 반면에 부호화 부분의 높은 복잡도가 LDPC 코드의 단점이었으나 최근에 삼각 행렬 분해법, Linear-Congruence 방법 등 부호화 방법이 제안되고 있다. 또한 적응형 위성 방송에 적용을 위해 BPSK, QPSK, 8 PSK, 16 APSK, 32 APSK의 적용도 고려되고 있다. 현재 DVB-

한국해양대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, Korea Maritime University)

· 논문 번호 : 20060329-030

· 수정완료일자 : 2006년 6월 27일

S2 규격에서는 HNS(Hughes Network Systems)사에서 제안한 LDPC 부호화 알고리즘이 채택되고 있는 실정이다⁵⁾. 따라서 본 논문에서는 HNS사에서 제안한 8 PSK, 16 APSK, 32 APSK 적용 방안에 대해 연구를 한다.

8 PSK, 16 APSK, 32 APSK 변조 신호를 복호하기 위해서는 심볼 단위를 비트 단위로 분리하여야 하는데, 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) 방식⁶⁾, 둘째 LLR의 exponential 계산을 줄여 근사화 시킨 MAX 방식, 셋째로는 MAX 방식에서 잡음 분산 값을 제거하고 단순히 거리의 계산만을 고려하는 Euclidean 방식, 마지막으로 수신 신호의 섹터만을 고려하여 계산한 Sector 방식을 고려하여 최적의 비트 방식을 제시한다. 본 논문에서는 LLR 방식의 계산량 증가와 구현의 복잡성을 대처할 수 있는 세 가지 알고리즘을 제시하였으며, 네 가지의 비트 분리 방법을 8 PSK 변조 방식으로 가정할 때, 8 PSK, 16 APSK, 32 APSK 변조 방식에 대해 제시하고자 한다.

II. 시스템 블록도

DVB-S2 시스템은 변조 방식이 BPSK, QPSK, 8 PSK, 16 APSK, 32 APSK 등을 지원하고 있으며, 변조 방식이 BPSK나 QPSK인 경우에는 반복 복호기로 입력되는 값이 각각 수신 심볼의 I 성분과 Q 성분 값 자체이나 8 PSK 이상의 멀티 레벨 변조 방식에서는 수신 심볼의 I와 Q 성분을 이용하여 비트를 분리하여 복호기로 입력하여야 한다.

그림 1에서와 같이 반복 부호기에 의해 부호화된 비트는 serial to parallel을 심볼로 변환된 후 멀티 레벨 변조기에 입력된다. 멀티 레벨 변조기에서는 이 신호들을 I, Q의 신호로 만들어 채널을 통과하게 되고, 복조기에서는 수신된 I, Q 채널의 신호를 이용

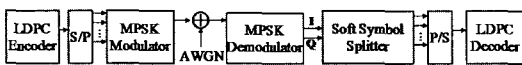


그림 1. 멀티 레벨 LDPC를 위한 시스템 블록도
Fig. 1. System block diagram for multilevel modulated LDPC.



그림 2. BPSK 성상도
Fig. 2. BPSK constellation.

하여 다시 비트로 나누어 반복 복호기에 보내주어야 한다. 따라서 본 논문에서는 복조된 I, Q 심볼을 복호기에서 비트 단위로 복호하기 위한 방식을 기존의 LLR 방식에 대해 분석한 후, 세 가지의 비트 분리 방법에 대해 분석한다.

III. 디맵핑 알고리즘

3-1 LLR Method

채널로부터 수신된 신호 r 을 표현하면 다음과 같다.

$$r = s + n \quad (1)$$

여기서 s 는 변조된 신호이고 n 은 Gaussian noise이다. BPSK 변조 신호일 경우 성상도는 그림 2와 같다.

송신단에서는 부호기의 신호가 0일 경우에는 '+1'로, 1일 경우에는 '-1'로 신호를 전송한다. 수신 신호에 대한 LLR 값은 다음 식 (2)와 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} LLR &= \log \frac{P_o}{P_i} = \log \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{(r-1)^2}{2\delta^2}}}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{(r+1)^2}{2\delta^2}}} \\ &= \log e^{-\frac{(r-1)^2 - (r+1)^2}{2\delta^2}} = \frac{2}{\delta^2} \cdot r \end{aligned} \quad (2)$$

8 PSK 변조 신호일 경우 성상도는 그림 3과 같고 각각의 비트는 성상도에 의해 하나의 심볼로 계산할 수 있다.

수신된 신호는 각각 8개의 심볼에 관하여서 잡음이 AWGN이라고 가정하였을 때 최소 오차 확률을 가지는 결정 규칙은 식 (3)과 같이 수신 신호와 원형 신호 벡터 사이의 거리에 의해서 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} r &= r_{re} + j \times r_{im} \\ \|r - s^i\|^2 &= (r_{re} - s_{re}^i)^2 + (r_{im} - s_{im}^i)^2 \\ i &= 0, 1, \dots, 7 \end{aligned} \quad (3)$$

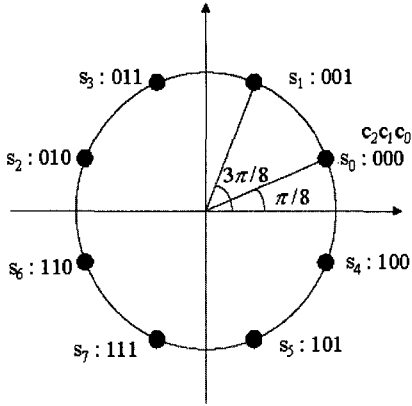


그림 3. 8 PSK 성상도
Fig. 3. 8 PSK constellation.

여기서 r^r 은 수신 신호 r 의 실수 부분이며, r^i 은 허수 부분을 의미한다. 마찬가지로 s_i^r 는 성상도의 i 번째 지점인 s_i 에서 실수부분, s_i^i 은 허수 부분을 의미한다.

가우시안 잡음 후의 오차 확률 P 는 식 (4)에 의해 구한 각각의 거리를 이용하여 각 8개의 지점에서 구할 수 있다.

$$P_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{\|r-s_i\|^2}{2\delta^2}}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, 7 \quad (4)$$

8개의 오차 확률을 이용하여 3개의 비트를 구하는 방법은 그림 3의 각 성상도의 매핑 점을 이용하여 LLR을 계산하여 구할 수 있다. 수신 비트가 c_2, c_1, c_0 이라 하면, c_2 이 0일 때 오차 확률은 P_0, P_1, P_2, P_3 가 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 (5)와 같이 LLR을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} LLR[c_2] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3}{P_4 + P_5 + P_6 + P_7} \\ LLR[c_1] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_4 + P_5}{P_2 + P_3 + P_6 + P_7} \\ LLR[c_0] &= \log \frac{P_0 + P_2 + P_4 + P_6}{P_1 + P_3 + P_5 + P_7} \end{aligned} \quad (5)$$

그림 4는 16 APSK 신호의 성상도를 나타낸다. 위의 8 PSK의 LLR 복호 방법과 같은 방법으로 계

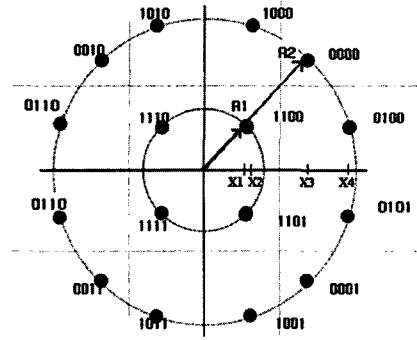


그림 4. 16 APSK 성상도
Fig. 4. 16 APSK constellation.

산할 수 있다. 16개의 성상점을 이용하여 16개의 오차 확률을 통해 4개의 비트를 식 (6)과 같이 LLR 방식으로 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} LLR[c_0] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7}{P_8 + P_9 + P_{10} + P_{11} + P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15}} \\ LLR[c_1] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15}}{P_4 + P_5 + P_6 + P_7 + P_8 + P_9 + P_{10} + P_{11}} \\ LLR[c_2] &= \log \frac{P_1 + P_2 + P_5 + P_6 + P_9 + P_{10} + P_{13} + P_{14}}{P_0 + P_3 + P_4 + P_7 + P_8 + P_{11} + P_{12} + P_{15}} \\ LLR[c_3] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_4 + P_5 + P_8 + P_9 + P_{12} + P_{13}}{P_2 + P_3 + P_6 + P_7 + P_{10} + P_{11} + P_{14} + P_{15}} \end{aligned} \quad (6)$$

LLR 방법으로 수신 비트를 결정하기 위해서는 먼저 수신 신호와 성상점 간의 위치를 구하기 위한 제곱 연산을 하고, 채널 추정치를 곱하는 연산과 exponential 연산, 마지막으로 logarithm 연산이 있어 계산량이 많고 하드웨어 구현이 복잡하다는 단점이 있다.

3-2 MAX Method

LLR 방식에서 수신 비트를 결정하기 위해서는 여러 가지 복잡한 연산을 거쳐야 한다. 그러므로 식 (5)와 식 (6)에서의 logarithm 연산과 exponential 연산을 좀 더 단순하게 만들 수 있는 방법을 제안한다.

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

따라서 식 (5)와 식 (6)은 식 (7)을 이용하게 되면 식 (8)처럼 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \log(e^a + e^b + e^c) &= \log(e^a(1 + e^{b-a} + e^{c-a})) \\
 &\cong \log(e^a) \cong a \quad (\text{if } a > b, a > c), \\
 &= \log(e^b(e^{a-b} + 1 + e^{c-b})) \\
 &\cong \log(e^b) \cong b \quad (\text{if } b > a, b > c), \\
 &= \log(e^c(e^{a-c} + e^{b-c} + 1)) \\
 &\cong \log(e^c) \cong c \quad (\text{if } c > a, c > b).
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
 LLR[c_2] &= \max(P_0, P_1, P_2, P_3) \\
 &\quad - \max(P_4, P_5, P_6, P_7) \\
 LLR[c_1] &= \max(P_0, P_1, P_4, P_5) \\
 &\quad - \max(P_2, P_3, P_6, P_7) \\
 LLR[c_0] &= \max(P_0, P_2, P_4, P_6) \\
 &\quad - \max(P_1, P_3, P_5, P_7)
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

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

이와 같이 수신 결정 비트를 식 (8)을 사용하여 구하면 LLR 방식에서의 식 (6)의 logarithm 연산 과정과 식 (4)의 exponential 과정을 생략할 수 있어 하드웨어 구현이 좀 더 쉬운 MAX 방식이 된다.

3-3 Euclidean Method

LLR 방식에서는 네 가지의 구현이 어려운 연산이 있는데, MAX 방식에서 그 중의 logarithm 연산 과정과 exponential 연산 과정을 제거하는 방법을 제시하였다. MAX 방법에서도 P_i 를 계산하는 부분에서 여전히 채널 추정 부분이 존재한다. 채널 추정치를 곱하는 부분을 제거하고 수신 신호와 성상도의 매핑 점과의 거리를 구하여 수신 비트를 결정하는 Euclidean 방식을 제시한다.

심볼은 그림 5에서 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.

Ungerboeck partitioning^[7]을 이용하여 세 비트를 출력하는 방법은 식 (9)와 같다.

$$d = \sqrt{(r_{re} - s_i^{re})^2 + (r_{im} - s_i^{im})^2}
 \tag{9}$$

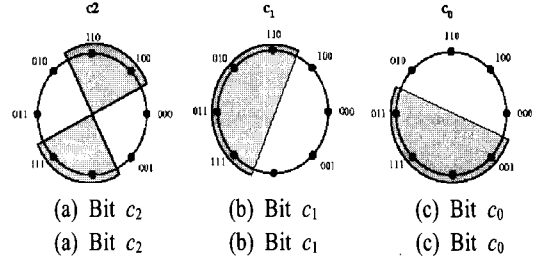


그림 5. Euclidean 거리 이용시 8 PSK 성상도
Fig. 5. 8 PSK constellation for Euclidean method.

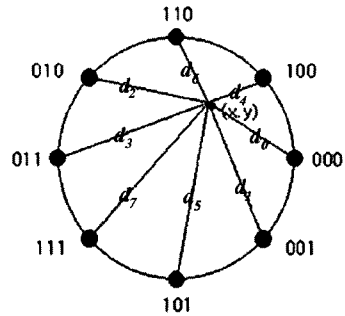


그림 6. 각 비트들에 대한 Euclidean 거리
Fig. 6. Euclidean distances between received symbol and constellation points.

그림 6은 수신 신호와 성상도 상의 매핑 점과의 거리 관계를 나타내었다. r^{re}, r^{im} 는 수신된 I 채널, Q 채널 값이고 s_i^{re} 와, s_i^{im} 는 그림 5의 각 성상도에서의 매핑 점이다.

즉, 수신 신호와 성상점 사이의 거리를 구한 후 다음 식 (10)에 의해서 각 비트를 결정한다.

$$\begin{aligned}
 LLR[c_2] &= \min(d_0, d_1, d_2, d_3) \\
 &\quad - \min(d_4, d_5, d_6, d_7) \\
 LLR[c_1] &= \min(d_0, d_1, d_4, d_5) \\
 &\quad - \min(d_2, d_3, d_6, d_7) \\
 LLR[c_0] &= \min(d_0, d_2, d_4, d_6) \\
 &\quad - \min(d_1, d_3, d_5, d_7)
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

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

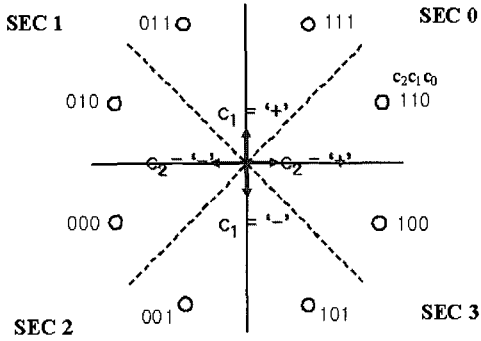


그림 7. Sector 방식을 이용하기 위한 8 PSK 성상도
Fig. 7. 8 PSK constellation for Sector method.

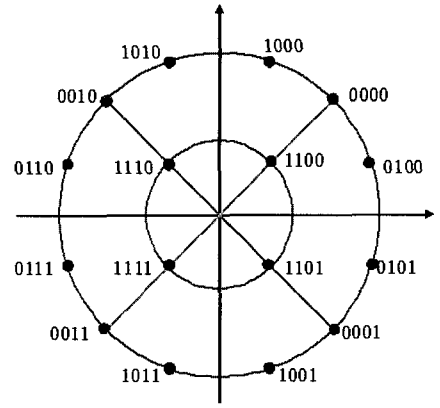


그림 8. 16 APSK 성상도의 비트 매핑
Fig. 8. 16 APSK constellation.

표 1. LLR[c₀] 할당 방법
Table 1. Assignment LLR[c₀].

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})

Euclidean 방식 또한 거리를 구하기 위해 제곱과 root 연산이 필요하다. 따라서 절대치만을 이용하여 수신 신호를 비트로 분리하는 방식을 제안한다.

Sector를 이용하여 수신된 I/Q 채널을 이용하여 세 비트를 출력하는 방법에 대해 성상도는 그림 7과 같다. 첫 번째 비트, c₂는 Q축을 중심으로 좌우로 배치하고 c₁은 I축을 중심으로 상하로, 그리고 c₀는 각 분면 내에 각각을 할당하였다.

따라서 c₂는 Q축을 중심으로 배치하였기 때문에 c₂에 대한 LLR도 수신 신호의 I 성분인 자체가 되며, c₁은 I축을 중심으로 배치하였기 때문에 수신 신호의 Q 성분인 자체가 된다. 세 번째 비트 c₀에 대한 LLR은 표 1과 같이 할당하였다.

따라서 각각의 비트는 식 (11)과 같이 구할 수 있다.

16-APSK 신호일 때의 성상도는 그림 8과 같다. 심볼은 그림에서 보는 것과 같이 gray code로 되어 있으며, 송신단에서는 부호기 출력을 네 비트로 묶어서 변조기로 보내지고, 복조부에서는 각 심볼당 네 비트를 수신된 I/Q 채널 값을 이용하여 만들 수 있다. 그리고 각 비트의 연판정 하는 것을 그림 9에 나타내었다.

$$LLR[c_2] = |r_x|$$

$$LLR[c_1] = |r_y|$$

$$LLR[c_0] = \begin{cases} r_y - r_x & r_x \geq 0, r_y \geq 0 \\ r_x + r_y & r_x < 0, r_y \geq 0 \\ r_x - r_y & r_x < 0, r_y < 0 \\ -(r_y - r_x) & r_x \geq 0, r_y < 0 \end{cases} \quad (11)$$

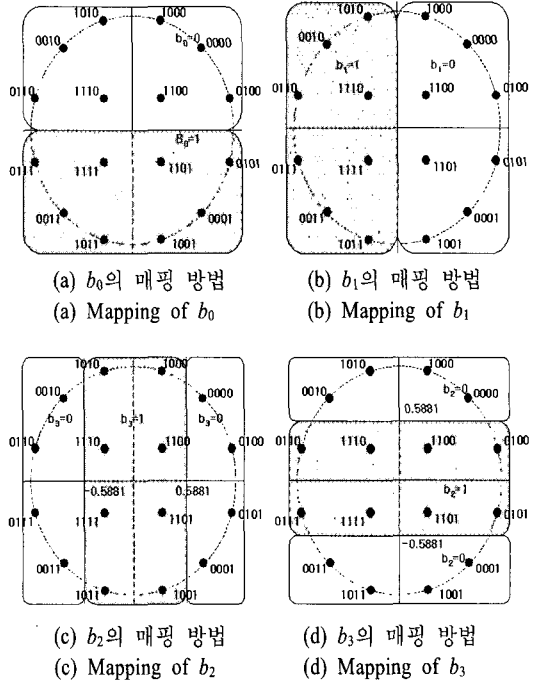


그림 9. b₀, b₁, b₂, b₃의 매핑 방법
Fig. 9. Mapping of b₀, b₁, b₂, b₃.

수신된 I/Q 채널 값을 이용하여 네 비트로 출력하는 방법은 그림 9(a), (b)에서 b_0, b_1 는 각각 I, Q 채널을 중심으로 배치되어 있으므로 각각의 Q, I 채널 값을 반전한 값을 LDPC 복호기로 입력시킨다. (c) 두 번째 비트 b_2 는 Q축의 0에서 1 사이의 거리를 봤을 때 0.5881을 기준으로 두고 Q축으로 절대값을 뺀다. (d) 첫 번째 비트 b_3 는 I축의 0에서 1 사이의 거리를 봤을 때 0.5881을 기준으로 두고 I축으로 절대값을 뺀다. 따라서 각 비트 별로 다음 식 (12)를 적용시킬 수 있다.

$$b_0 = -|Q|, \quad b_1 = -|I|$$

$$b_2 = 0.5881 - |Q|, \quad b_3 = 0.5881 - |I| \quad (12)$$

따라서 Sector 분리 방식을 사용하면 각 bit로 분리하기 위해서 단순히 절대치와 덧셈만 있으면 가능하다. 그러나 이 방식의 단점은 32 APSK일 때 적용이 어렵다는 단점이 있다.

IV. 복잡도 비교

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

LLR을 이용한 방법을 이용할 시, 수신 신호와 상점 간의 거리를 구하기 위해서는 2^M 번의 Euclidian 거리를 구해야 하고, 또한 2^M 번의 exponential과 M번의 logarithm을 계산해야만 한다. MAX 방법에서는, 식 (7)에 의하여 exponential과 로그 연산을 제거할

표 2. M-ary PSK 방식에서 비트 분리 알고리즘별 연산량(N/A: Not Applicable)
Table 2. The number of operations of bit split methods using M-ary PSK scheme(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

수 있으나 여전히 채널 추정치 계산은 남아 있다. Euclidian 방법은 채널 추정치 연산을 계산하지 않는다. 하지만 여전히 Euclidean 거리 계산은 해주어야 하는데 마지막으로 제안된 Sector 방법은 절대치만으로 거리를 계산하므로 상당히 계산량이 줄어들 수 있고, M이 커질수록 그에 따라 상당한 계산량을 줄일 수 있음을 알 수 있다.

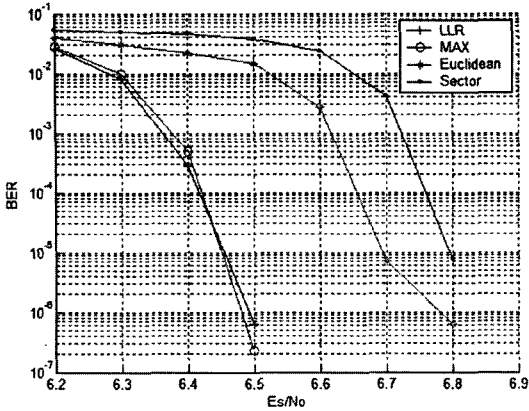
V. 모의 실험 결과

앞 절에서 살펴본 LLR 방식과 MAX 방식, Euclidean 방식 그리고 Sector 방식을 LDPC 알고리즘에 적용하여 분석하였다. 모의 실험에 사용된 LDPC는 HNS사에서 제안한 부호화 방법을 사용하였고 부호어의 사이즈 $N=64800$ 으로 고정시켰다. 8 PSK 변조 방식에서는 부호화율 2/3, 정보원의 길이 $K=43200$, row weight=10, column weight=13으로 고정하였으며, 16 PSK과 32 APSK 변조 방식에서는 부호화율 3/4, $K=48600$, row weight=14, column weight=12로 고정하였다. 각 성능 곡선을 그림 10에 각 변조 방법에 따라 나타내었다.

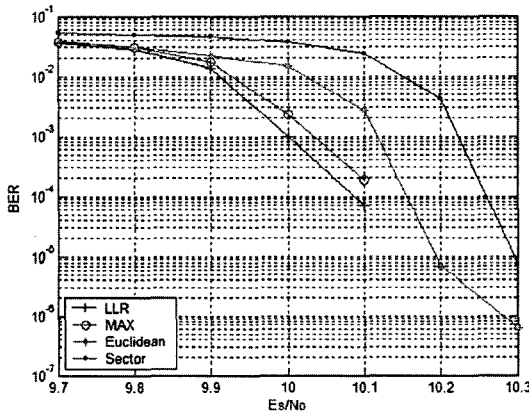
그 결과 LLR 방식이 가장 좋은 성능을 나타내었고, MAX 방식 역시 LLR 방식보다는 약간 성능의 열화가 있지만 거의 같은 성능을 나타내었다. LLR 방식과 비트 오율 10^{-4} 에서 비교할 때, Euclidean 방식은 8 PSK에서는 1 dB, 16 APSK에서 약 2 dB 성능 열화를 보였고, Sector 방식은 8 PSK에서는 3 dB, 16-APSK에서 약 1.5 dB의 성능 열화를 보였다. Euclidean, Sector 두 방식은 32 APSK에서 적용이 어려울 것을 보였다.

VI. 결 론

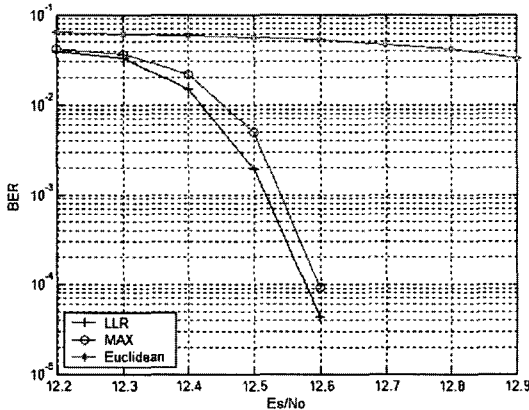
DVB-S2 시스템은 변조 방식이 BPSK, QPSK, 8-PSK, 16 APSK, 32 APSK 등을 지원하고 있으며, 변조 방식이 BPSK나 QPSK인 경우에는 LDPC 복호기로 입력되는 값이 각각 수신 심볼의 I(Inphase)와 Q(Quadrature) 값 자체이나 8 PSK 이상의 멀티 레벨 변조 방식에서는 수신 심볼의 Inphase와 Quadrature 성분을 이용하여 8 PSK인 경우 세 비트를, 16 APSK인 경우는 네 비트를 분리하여 LDPC 복호기로 입력하여야 한다. 각각의 비트로 분리시 성능은 각각의



(a) $R=2/3$, 8 PSK



(b) $R=3/4$, 16 PSK



(c) $R=3/4$, 32 APSK

그림 10. 네 가지 비트 분리 방식의 성능 비교
Fig. 10. Performances comparison of four bit split methods.

비트의 거리와 관계가 있기 때문에 분리하는 방식이 성능에 영향을 미치게 된다.

본 연구에서는 기존의 LLR을 이용한 방식을 먼저 분석하고, LLR 방식의 복잡한 계산을 줄이기 위한 방법으로 세 가지 방식을 제안하였다. 첫 번째는 MAX 방식으로 LLR의 exponential과 logarithm 연산을 제거하였다. 두 번째로 Euclidean 거리만을 이용하여 채널 추정치를 제거하고 마지막으로 성상도 상의 수신 신호의 위치만으로 분리하는 Sector 방식을 이용한 방식을 제안하였다.

LLR과 MAX 방식의 성능은 모의실험에서 적용한 세 가지 변조 방식에서 거의 같은 성능을 보였으나, LLR보다 MAX이 하드웨어 구현시 용이하기 때문에 MAX 방식이 가장 효율적임을 알 수 있다.

참고 문헌

- [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, R. M. Neal, "Near Shannon limit performance of low-density parity-check codes", *Electron. Letter*, vol. 32, pp. 1645-1646, Aug. 1996.
- [5] "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.
- [6] 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.
- [7] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel /phase signals", *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. IT-28, no. 1, Jan. 1982.

정 지 원



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

통신연구소 연구원
 1995년 9월~1996년 8월: 한국통신 위성 통신연구실 선임 연구원
 1997년 3월~1998년 12월: 한국전자통신연구원 초빙연구원
 1998년 9월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 부교수
 2001년 8월~2002년 8월: 캐나다 NSERC Fellowship(Communication Research Center 근무)
 [주 관심분야] 위성 통신, 이동 통신, 변·복조기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등

김 민 혁



2006년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
 2006년 3월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 위성 통신, 이동 통신, 변·복조기술, 채널코딩, FPGA 기술 등

정 진 희



2005년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
 2005년 3월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 위성 통신, 이동 통신, 변·복조기술, 채널코딩, FPGA 기술 등