
반복부호의 멀티레벨 변조방식 적용을 위한 비트분리 알고리즘

박태두* · 김민혁* · 김남수* · 정지원*

Bit Split Algorithm for Applying the Multilevel Modulation of Iterative codes

Tae-Doo Park*, Min-Hyuk Kim*, Nam-Soo Kim*, Ji-Won Jung*

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다.(계약번호 UD070054AD)
본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음
(IITA-2008-C1090-0804-0007)

요 약

본 논문에서는 대표적인 반복 부호 알고리즘인 터보 부호, LDPC부호 TPC 등 세 가지 알고리즘에 대해 8PSK 이상의 다차 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, center focusing 방식에 대해 검토하였으며, 세 가지 반복 부호에 대해 최적의 비트 분리 방법을 제시하였다. 또한 DVB-S2에 적용되는 double ring 구조의 16-APSK, 지상파 DMB에 적용되는 격자구조의 16-QAM 방식에 대해 최적의 비트 분리 방법을 제시하였다.

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 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, sector and center focusing method to reduce the high complexity of LLR method. Also, this paper proposes optimal soft symbol split method for three kind of iterative codes. Futhermore, 16-APSK modulator method with double ring structure for applying DVB-S2 system and 16-QAM modulator method with lattice structure for T-DMB system are also analyzed.

키워드

turbo code, low density parity check code, turbo product code, log-likelihood ratio.

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 연관성이 가능한 길쌈부호와 연접 오류 특성에 강한 RS(Reed Solomon)부호를 결합한 연접부호(concatenate code)를 사용한다[1]. 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[2], 1962년 Gallager에 의해 제안되어 1996년 Mackay에 의해 재정립된 LDPC(Low Density Parity Check) 부호[3], 그리고 블록 부호의 가로 세로로 product 시켜 고부호화율에서 효율적인 TPC(Turbo Product Code)[4] 등이 있다. 이는 현재 휴대 인터넷의 표준안인 802.16e[5]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, 16-QAM, 16-APSK 방식 등으로 확장하면서 채널 상태에 따라 각 변조 방식과 부호율과 조합을 이루면서 전송한다.

위에 제시된 세 가지 부호화 알고리즘에 대해 8PSK 등의 다치 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[7], 둘째 LLR의 exponential 계산을 줄여 근사화 시킨 MAX방식, 셋째로는 MAX 방식에서 잡음 분산 값을 제거하고 단순히 거리의 계산만을 고려하는 Euclidean 방식, 수신신호의 sector 만을 고려하여 계산한 sector 방식, 마지막으로

계층 변조를 이용한 center focusing 방식을 고려하여 최적의 비트 방식을 제시한다. 본 논문에서는 LLR 방식의 계산량 증가와 구현의 복잡성을 대치할 수 있는 네 가지 알고리즘을 제시하였으며, 다섯 가지의 비트 분리 방법을 8PSK 변조방식과, 계층적 변조로 가정할 때, 각 부호 방법에 적용하여 최적의 비트 분리 방법을 제시하고자 한다. 또한 DVB-S2에 적용되는 double ring 구조의 16-APSK, 지상파 DMB에 적용되는 격자구조의 16-QAM 방식에 대해 최적의 비트 분리 방법을 제시하였다.

II. 시스템 블록도

변조 방식이 BPSK나 QPSK인 경우에는 반복 복호기로 입력되는 값이 각각 수신 심볼의 I 성분과 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 8PSK, 또는 16PSK의 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, Q채널의 신호를 이용하여 다시 세 비트로 나누어 반복 부호기에 보내 주어야 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 하

고자 한다.

2.1 터보 부복호기

터보 부호는 연판정 입/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 [2].

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[10]. 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[3][7].

2.3 TPC

1998년 Pyndiah에 의해 소개된 TPC(Turbo Product Code)[4]는 기존의 LDPC 부호의 단점인 부호화 시 구성 어려움, 그리고 성능 향상을 위한 많은 블록 크기를 요구한다는 것과 Turbo 부호의 많은 계산량과 고속 복호기 구성의 어려움 등의 단점을 보완한 작은 블록 크기를 가로 세로로 product 시킨 후 같은 복잡도로서 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(C₁, C₂)를 이용하여 긴 블록 부호(P=C₁×C₂)를 만드는 것이 가장 효율적이고 간단한 부호화 알고리즘

이다.

두 개의 블록 부호를 적용할 경우, k₁(또는 k₂)개의 정보 비트를 가로(또는 세로)로 배치한 후, 가로는 (n₁, k₁, δ₁)을 가지는 블록 코드 C₁으로 부호화 시키고, 세로는 (n₂, k₂, δ₂)를 가지는 C₂로 부호화시켜 전송한다. TPC부호(P=C₁×C₂)이므로, (n, k, δ)를 가진다. 여기서 n=n₁×n₂, k=k₁×k₂, δ=δ₁×δ₂이고 부호화율은 R=R₁×R₂ (R₁=k₁/n₁, R₂=k₂/n₂)이다. 따라서 두 부호어를 product 함으로써, 높은 부호화율에서 최소 hamming distance의 증가에 의해서 오류 정정 능력은 향상된다.

III. 디맵핑 알고리즘

3.1 LLR Method

채널로부터 수신된 신호 r을 표현하면 다음과 같다.

$$r = s + n \tag{1}$$

여기서 s는 변조된 신호이고 n은 Gaussian noise이다. BPSK 변조 신호일 경우 성상도는 그림 2와 같다.



그림 2. BPSK 성상도
Fig. 2. BPSK constellation

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

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

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

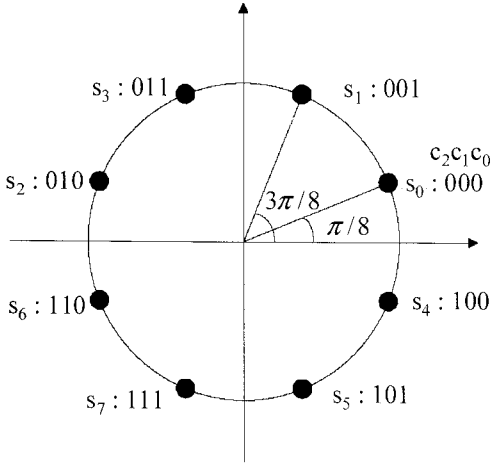


그림 3. 8PSK 성상도
Fig. 3 8PSK constellation

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

$$r = r_{re} + j \times r_{im}$$

$$\|r - s^i\|^2 = (r_{re} - s_i^{re})^2 + (r_{im} - s_i^{im})^2 \quad i = 0, 1, \dots, 7 \quad (3)$$

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

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

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

8개의 오차 확률을 이용하여 3개의 비트를 구하는 방법은 그림 3의 각 성상도의 매핑점을 이용하여 LLR 을 계산하여 구할 수 있다. 수신 비트가 c_2, c_1, c_0 이라 하면, c_2 가 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)과 같이 LLR 을 구할 수 있다.

$$LLR[c_2] = \log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3}{P_4 + P_5 + P_6 + P_7}$$

$$LLR[c_1] = \log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3}{P_4 + P_5 + P_6 + P_7}$$

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

LLR방법으로 수신 비트를 결정하기 위해서는 먼저 수신 신호와 성상점 간의 위치를 구하기 위한 제곱 연산을 하고, 채널 추정치를 곱하는 연산과 exponential 연산, 마지막으로 log연산이 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)에서의 log연산과 exponential 연산을 좀 더 단순하게 만들 수 있는 방법을 제안한다.

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

$$\begin{aligned} \log(e^a + e^b + e^c) &= \log(e^a(1 + e^{b-a} + e^{c-a})) \\ &\cong \log(e^a) \cong a \quad (\text{if } a > b, a > c), \\ &= \log(e^b(e^{a-b} + 1 + e^{c-b})) \\ &\cong \log(e^b) \cong b \quad (\text{if } b > a, b > c), \\ &= \log(e^c(e^{a-c} + e^{b-c} + 1)) \\ &\cong \log(e^c) \cong c \quad (\text{if } c > a, c > b). \end{aligned} \quad (6)$$

따라서 식 (5)는 식(6)을 이용하게 되면 식 (7)처럼 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} LLR[c_2] &= \max(P_0, P_1, P_2, P_3) - \max(P_4, P_5, P_6, P_7) \\ LLR[c_1] &= \max(P_0, P_1, P_4, P_5) - \max(P_2, P_3, P_6, P_7) \\ LLR[c_0] &= \max(P_0, P_2, P_4, P_6) - \max(P_1, P_3, P_5, P_7) \end{aligned} \quad (7)$$

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

이와 같이 수신 결정 비트를 식 (7)을 사용하여 구하면 LLR방식에서의 식 (5)의 log연산 과정과 식 (4)의 exponential 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 부분을 제거하고 수신 신호와 성상도의 매핑점과의 거리를 구하여 수신 비트를 결정하는 Euclidean 방식을 제시한다.

심볼은 그림 4에서 보는 것과 같이 gray code로 되어 있다. 각각의 비트는 성상도에서 하나의 심볼로 할당되며, 각각의 비트(c2, c1, c0)가 '0'일 때와 '1'일 때의 경계선을 나타낸다.

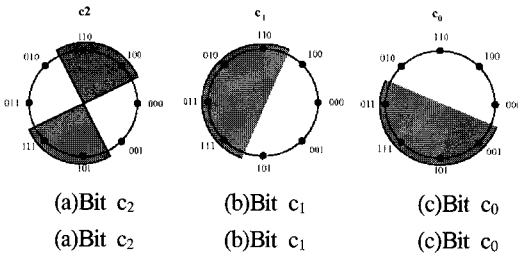


그림 4. Euclidean 거리 이용시 8PSK 성상도
Fig. 4 8PSK constellation for Euclidean method

Ungerboeck partitioning[11]을 이용하여 세 비트를 출력하는 방법은 식(8)와 같다.

$$d = \sqrt{(r_{re} - s_i^{re})^2} + \sqrt{(r_{im} - s_i^{im})^2} \quad (8)$$

그림 5는 수신신호와 성상도 상의 매핑점과의 거리 관계를 나타내었다. r_{re} , r_{im} 는 수신된 I채널, Q채널 값이고 s_i^{re} 와, s_i^{im} 는 그림 5의 각 성상도에서의 매핑점이다.

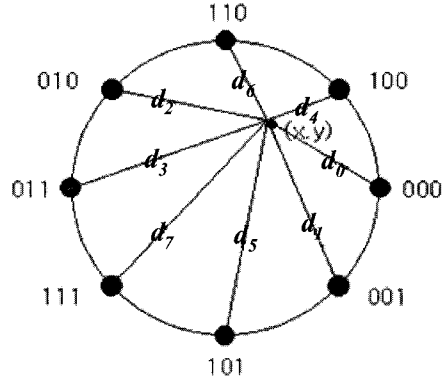


그림 5. 각 비트들에 대한 Euclidean 거리
Fig. 5 Euclidean distances between received symbol and constellation points

즉, 수신신호와 성상점 사이의 거리를 구한 후 다음 식 (9)에 의해서 각 비트를 결정한다.

$$LLR[c_2] = \min(d_0, d_1, d_2, d_3) - \min(d_4, d_5, d_6, d_7)$$

$$LLR[c_1] = \min(d_0, d_1, d_4, d_5) - \min(d_2, d_3, d_6, d_7) \quad (9)$$

$$LLR[c_0] = \min(d_0, d_2, d_4, d_6) - \min(d_1, d_3, d_5, d_7)$$

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 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 6과 같다. 첫 번째 비트, c_2 은 Q축을 중심으로 좌우로 배치하고 c_1 은 I축을 중심으로 상하로, 그리고 c_0 은 각 분면 내에 각각을 할당하였다. 따라서 c_2 은 Q축을 중심으로 배치하였기 때문에 c_2 에 대한 LLR도 수신신호의 I성분인 자체가 되며, c_1 은 I축을 중심으로 배치하였기 때문에 수신신호의 Q 성분인 자체가 된다. 세 번째 비트 c_0 에 대한 LLR은 아래 표 I과 같이 할당하였다.

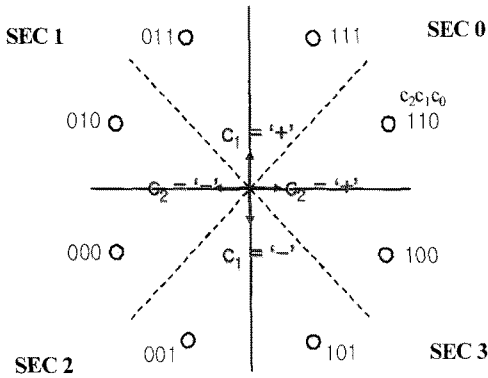


그림 6. Sector방식을 이용하기 위한 8PSK 성상도
Fig. 6 8PSK constellation for sector method

표 1. LLR[c_0] 할당 방법
Table. 1 Assignment LLR[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 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 LLR[c_2] &= |r_x| \\
 LLR[c_1] &= |r_y| \\
 LLR[c_0] &= \begin{cases} r_y - r_x & r_x \geq 0, r_y \geq 0 \\ r_x + r_y & r_x < 0, r_y \geq 0 \\ r_x - r_y & r_x < 0, r_y < 0 \\ -(r_y - r_x) & r_x \geq 0, r_y < 0 \end{cases} \quad (10)
 \end{aligned}$$

3.5 DVB-S2 시스템에서 비트분리 방법

DVB-S2에서는 위성의 비선형 증폭 특성으로 선택적으로 double ring 방식의 16-APSK 변조방식을 적용한다. 16-APSK 신호일 때의 성상도는 그림 7과 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 연판정하는 것을 그림 8에 나타내었다.

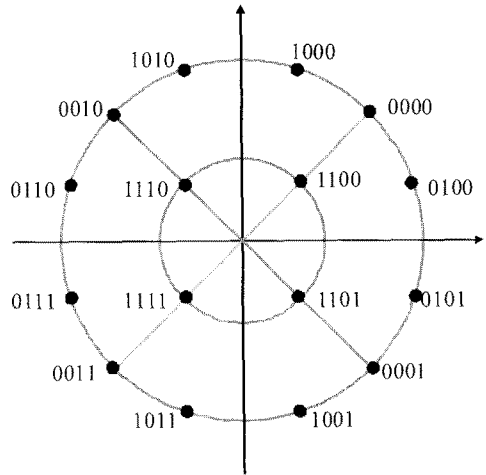
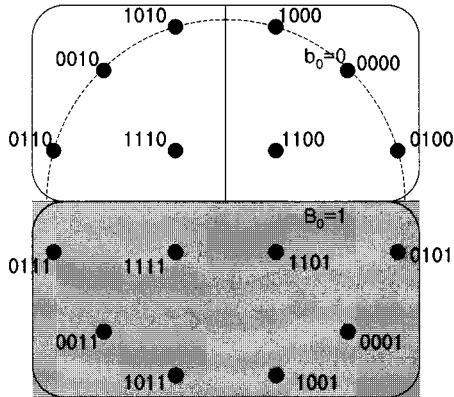


그림 7. 16-APSK 성상도의 비트 매핑
Fig. 7 16-APSK constellation

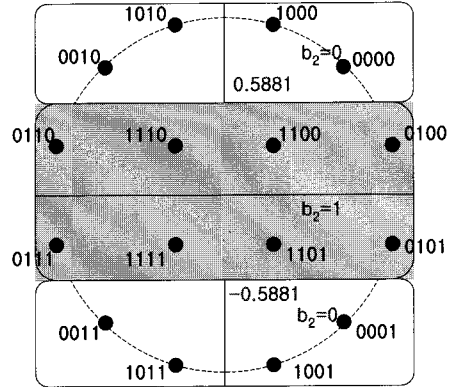
수신된 I/Q채널 값을 이용하여 네 비트로 출력하는 방법은 그림 8(a)(b)에서 b_0, b_1 은 각각 I, Q 채널을 중심으로 배치되어 있으므로 각각의 Q, I채널 값을 반전한 값을 LDPC 복호기로 입력시킨다. 그림 8(c)에서 두 번째 비트 b_2 는 Q축의 0에서 1사이의 거리를 봤을 때 0.5881을 기준으로 두고 Q축으로 절대값을 뺀다. 그림 8(d)에서 첫 번째 비트 b_3 는 I 축의 0에서 1사이의 거리를 봤을 때 0.5881을 기준으로 두고 I 축으로 절대값을 뺀다. 따라서 각 비트 별로 다음 식(11)을 적용시킬 수 있다.

$$\begin{aligned}
 b_0 &= -|Q|, & b_1 &= -|I| \\
 b_2 &= 0.5881 - |Q|, & b_3 &= 0.5881 - |I| \quad (11)
 \end{aligned}$$

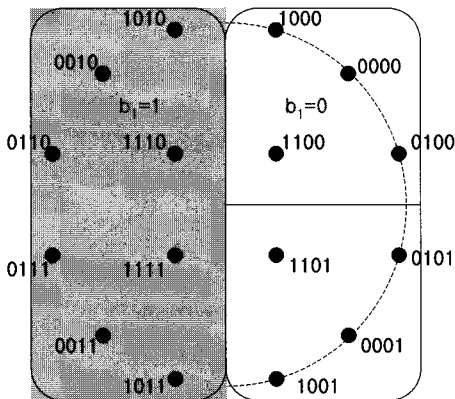
따라서 sector 분리 방식을 사용하면 각 bit로 분리하기 위해서 단순히 절대치와 덧셈만 있으면 가능하다.



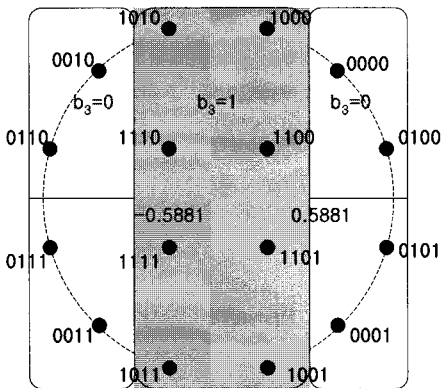
(a) b_0 의 매핑 방법
(a) Mapping of b_0



(d) b_3 의 매핑 방법
(d) Mapping of b_3



(b) b_1 의 매핑 방법
(b) Mapping of b_1



(c) b_2 의 매핑 방법
(c) Mapping of b_2

그림 8. b_0, b_1, b_2, b_3 의 매핑 방법
Fig. 8 Mapping of b_0, b_1, b_2, b_3

3.6 AT-DMB 시스템에서 비트분리 방법

AT-DMB(Advanced T-DMB) 시스템에서 계층변조는 서로 다른 두 가지의 데이터 스트림을 하나의 데이터 스트림으로 변조하는 방법을 말한다. 비균일 16-QAM(non-uniform 16 Quadrature Amplitude Modulation)을 이용하는 계층변조 방식을 사용하여 데이터의 중요도에 따라 HP(High Priority) 스트림과 LP(low Priority) 스트림으로 구별하여 전송한다. 비균일 16-QAM의 성상도를 살펴보면 그림 9와 같다.

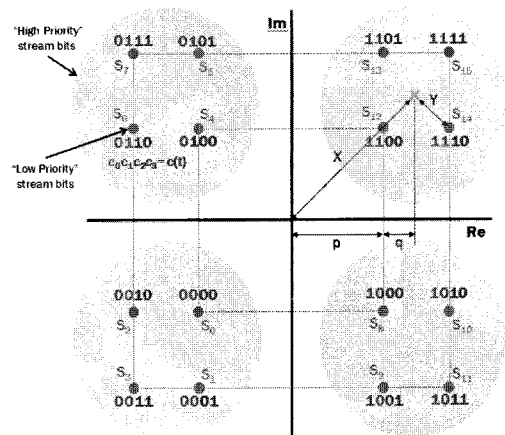


그림 9. 비균일 16-QAM 성상도
Fig. 9 Unequal 16-QAM constellation

그림 9에 나타난 것처럼 계층 변조된 심볼은 네 비트로 구성되며 최상위 두 비트(c_0, c_1)는 HP 스트림에 의해 결정되고 나머지 두 비트(c_2, c_3)는 LP 스트림에 의해 결정된다[8].

그림 9에서 α 는 QPSK(Quadrature Phase Shift Leying) 심볼사이의 최소거리와 비균일 16-QAM 심볼사이의 최소거리의 비로 정의되며 식(12)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{p}{q} = \alpha \tag{12}$$

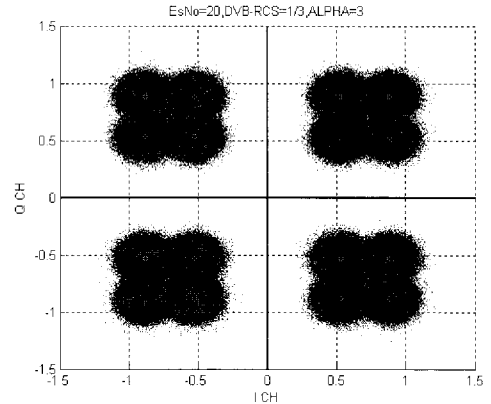
그림 9에서 $\alpha=1$ 인 경우는 QPSK 심볼사이의 거리와 비균일 16-QAM 심볼사이의 거리가 일정해져서 균일 16-QAM 시스템이 된다. 그리고 α 의 값이 증가하면 첫 번째 데이터 스트림을 이루는 심볼 사이의 거리는 증가하게 되고, 두 번째 데이터 스트림을 이루는 심볼 사이의 거리는 감소하게 되어, $\alpha=\infty$ 인 경우는 QPSK의 성상도와 같게 된다.

α 의 변화에 따른 계층변조의 constellation을 구하기 위해 p 와 q 는 다음 식(13)를 통해서 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} p+q &= \cos \frac{\pi}{4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ p &= \alpha \cdot q \\ p &= \frac{\alpha}{\sqrt{2}(1+\alpha)} \\ q &= \frac{1}{\sqrt{2}(1+\alpha)} \end{aligned} \tag{13}$$

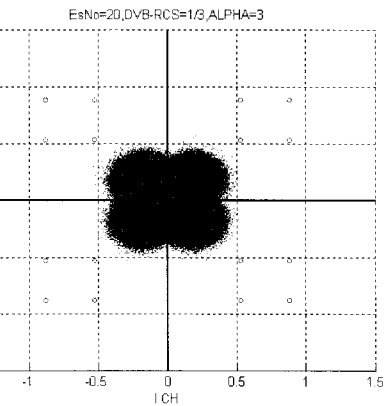
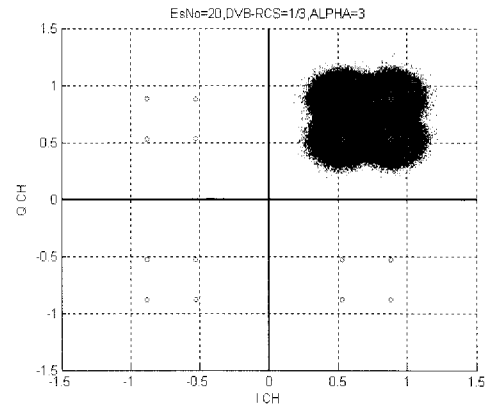
그림 9에서 보면 인접심볼간의 영향을 최소화 하기 위해 변조시 대칭적인 구조를 사용하였다. 이러한 대칭적인 구조로 인해 16개의 성상점을 중심으로 4개의 사분면에 퍼져 있는 수신 신호들을 절대치를 구하게 되면 조그마한 QPSK의 형태를 가지게 된다. 이를 이용하면 LP 스트림 디코더 입력에 해당되는 r_L^{re}, r_L^{im} 의 값을 구할 수 있게 된다. 이를 식 (14)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_L^{re} &= |r^{re}| - (p+q) = |r^{re}| - \frac{1}{\sqrt{2}} \\ r_L^{im} &= |r^{im}| - (p+q) = |r^{im}| - \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned} \tag{14}$$



(a) 수신신호

(a) Receive signal



(b) 비트 분리후의 수신신호

(b) Receive signal after bit split

그림 10. Center focusing 비트 분리 과정
Fig. 10 Bit split process of center focusing method

이러한 center focusing 방법은 LLR, MAX 방법과 달리 계산량이 많은 exponential 연산과 log 연산, channel estimation이 필요하지 않기 때문에 처리속도가 빨라지고 하드웨어 구현이 용이하다는 장점을 가지고 있다.

그림 10는 $\alpha=3$, $E_s/N_0=20$ 일때, AWGN 채널 내에서 수신신호의 center focusing 방법에 의한 비트 분리과정을 보여주고 있다. center focusing 방법의 의해 16-QAM의 수신심볼이 QPSK의 심볼의 형태로 바뀌게 되고, 이는 곧바로 LP 스트림의 디코더 입력으로 사용할 수 있게 된다.

IV. 복잡도 비교

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

표 2. 비트 분리 알고리즘 별 연산량 (N/A: Not Applicable)

Table. 2 The number of operations of bit split methods(N/A: Not Applicable)

Bit Split method \ Operation	LLR	MAX	Euclidean	Sector	Center focusing
Exponential Estimation	2^M	N/A	N/A	N/A	N/A
Log Estimation	M	N/A	N/A	N/A	N/A
Channel Estimation	2^M	2^M	N/A	N/A	N/A
Distance Estimation	2^M	2^M	2^M	N/A	N/A

LLR을 이용한 방법을 이용할 시, 수신 신호와 성상점 간의 거리를 구하기 위해서는 $2M$ 번의 Euclidean 거리를 구해야 하고, 또한 $2M$ 번의 exponential과 M 번의 로그를 계산해야만 한다. MAX 방법에서는, 식 (6)에 의하여 exponential과 로그 연산을 제거할 수 있으나 여전히 채널 추정치 계산은 남아있다. Euclidean 방법은 채널 추정치 연산을 계산하지 않는다. 하지만 여전히 Euclidean 거리 계산은 해주어야 하는데 제안된 sector, center focusing 방법은 절대치만으로 거리를 계산하므로 상당히 계산

량이 줄어들음을 알 수 있고, M이 커질수록 그에 따라 상당한 계산량을 줄일 수 있음을 알 수 있다.

V. 모의실험 결과

5.1 8PSK 변조 방식일 때 성능 분석

앞 절에서 살펴 본 LLR 방식과 MAX 방식, Euclidean 방식 그리고 sector 방식을 토대로 세 가지의 반복 부호 부호에 적용하여 분석하였다. 각 반복 부호에 대한 모의 실험 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

모의실험 환경에 따라 시뮬레이션하였을 때의 결과는 다음 그림 11, 12, 13에서 각 알고리즘에 따라 나타내었다.

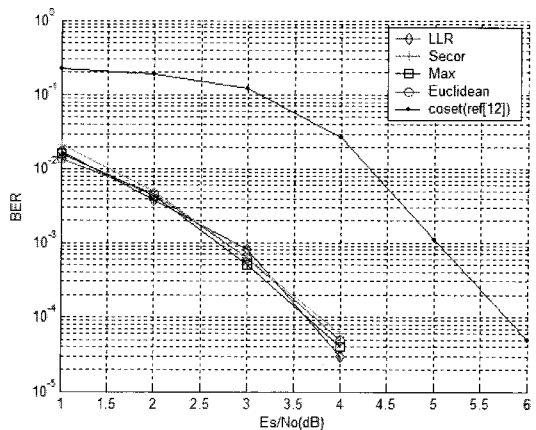


그림 11. Turbo code에 적용한 비트 분리 방법의 성능 곡선
Fig. 11 Bit split methods' BER performance curves applying to turbo code

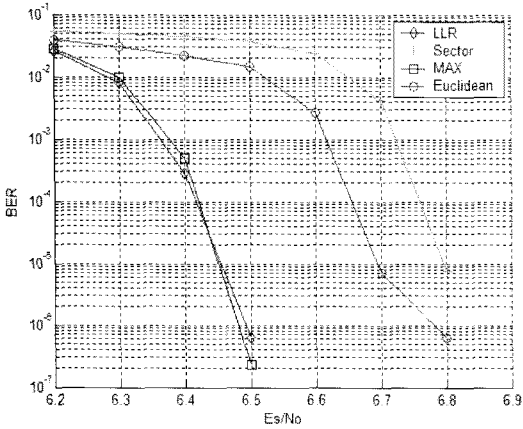


그림 12. LDPC에 적용한 비트 분리 방법의 성능 곡선
Fig. 12 Bit split methods' BER performance curves applying to LDPC

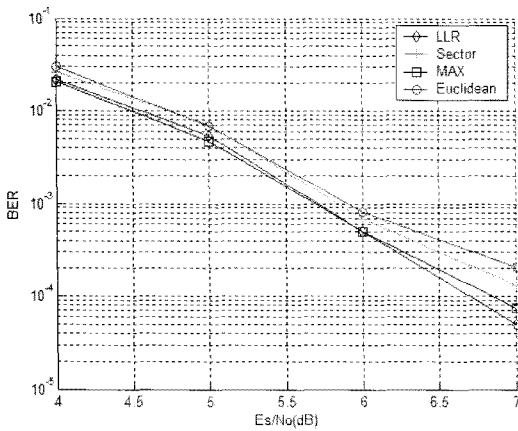


그림 13. TPC에 적용한 비트 분리 방법의 성능 곡선
Fig. 13 Bit split methods' BER performance curves applying to TPC

그림 11에서는 터보 부호에서 기존의 코셋 매핑을 이용한 방법[12]을 비교하여 제시하였다. 터보 부호의 경우 세 가지 방식 모두 성능이 비슷하며 구현이 간단한 sector 방식이 적합하며, 그림 12에서의 LDPC의 경우 LLR 방식이 성능이 가장 좋으나 sector 방식은 약 0.3dB (10-5기준) 성능 열화를 가져오며, MAX 방식과는 거의 성능이 근접함을 알 수 있어 MAX 방식이 가장 적합하다. 그림 13에서의 TPC의 경우 네 가지 방식이 0.5dB의 분포 내에 성능의 차이를 보인다.

5.2 16-ary 변조 방식일 때 성능 분석

5.2.1 DVB-S2에서의 16-APSK 변조 방식일 때 성능 분석

앞 절에서 살펴 본 LLR 방식과 MAX 방식, Euclidean 방식 그리고 sector 방식을 LDPC 알고리즘에 적용하여 분석하였다. 모의실험에 사용된 LDPC는 HNS사에서 제안한 부호화 방법을 사용하였고 부호어의 사이즈 $N=64800$ 으로 고정시켰다. 16PSK 변조 방식에서는 부호 화율 3/4, $K=48600$, row weight=14, column weight=12로 고정하였다. 성능 곡선을 다음 그림 14에 나타내었다.

그 결과 LLR 방식이 가장 좋은 성능을 나타내었고, MAX 방식 역시 LLR 방식보다는 약간 성능의 열화가 있지만 거의같은 성능을 나타내었다. LLR 방식과 비트 오율 10-4에서 비교할 때, Euclidean 방식은 16-APSK에서 약 2dB 성능 열화를 보였고, sector 방식은 16-APSK에서 약 1.5dB의 성능 열화를 보였다.

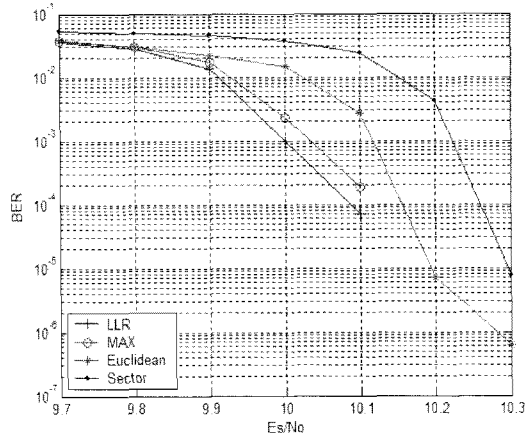


그림 14. R=3/4, 16PSK에서 네 가지 비트분리방식의 성능 비교

Fig. 14 Performances comparison of four bit split methods to R=3/4, 16PSK

5.2.2 AT-DMB 시스템에서의 16-QAM 변조 방식일 때 성능 분석

성능평가지 고려해야할 사항은 오디오 전송프레임이 8kbps와 32kbps의 배수로 전송시 프레임의 길이는 1536비트이다. 그러므로 채널부호화 비트의 입력을 $K=1536$ 으로 고정시키고, 터보부호 적용시 double binary turbo code이므로 768십볼이 입력되며, LDPC의 경우

K=7200이므로 1536비트로 구성된 프레임 4개를 묶고, 나머지로 dummy 데이터로 삽입하여 프레임을 구성하였다.

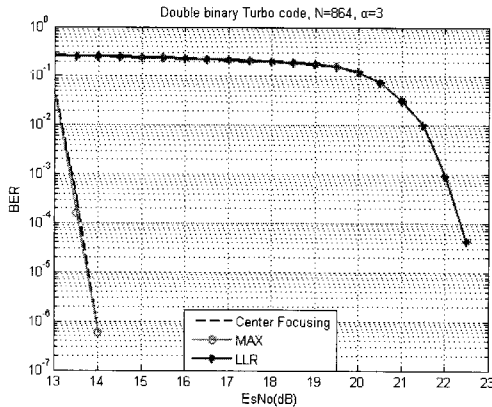


그림 15. Double binary turbo code에 적용한 비트분리방법 성능비교

Fig. 15 Bit split methods' BER performance curves applying double binary turbo code

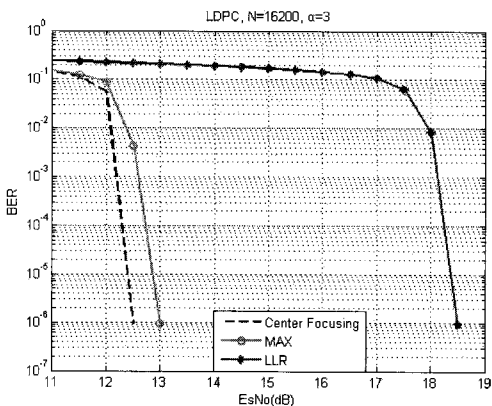


그림 16. LDPC에 적용한 비트 분리방법 성능비교
Fig. 16 Bit split methods' BER performance curves applying LDPC

그림 15와 그림 16은 각각 부가서비스에 적용된 double binary turbo code와 LDPC 부호에 3장에서 언급된 세 가지의 비트분리 방법에 대한 성능을 나타내었다. 시뮬레이션 결과 LLR 방법이 center focusing이나, MAX 방법에 비해 성능이 현저히 좋지 않은 것을 볼 수 있는데, 이는 LLR 방법을 사용하게 될 때, unequal 16-QAM

constellation에서 전체 신호의 분포가 0과 1의 확률이 균등하지 못하기 때문이다. 하지만 LLR 방법에서 기인한 MAX 방법에서는 그중 0과 1 각각 8개씩의 확률중에서 최대확률만을 선택을 하기 때문에 비균등하게 분포된 확률에 영향을 줄일 수 있게 된다.

종합적으로 살펴본다면, center focusing 방법으로 비트를 분리하는 것이 계산량이나 성능면에서 우수함을 알 수 있다. 이후의 시뮬레이션에서는 비트분리방법으로 center focusing 방법을 사용하였다.

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 8PSK 이상의 다차 변조 방식 적용을 위해 LLR 이용한 비트 분리 방식을 분석하고, LLR 방식이 계산량이 많고 하드웨어 구현함에 있어서 복잡하므로 이를 극복할 수 있는 방법으로 기존의 Max 방식과 Euclidean 방식을 적용하였으며, sector 방법을 제시하였다. 계층변조의 경우 center focusing 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 sector 방식, LDPC의 경우는 MAX 방식, TPC의 경우는 MAX 방식이 최적임을 알 수 있다. 또한 DVB-S2에 적용하는 double ring 구조의 16-APSK 변조방식에서 LLR 방식이 최적이며, AT-DMB 시스템에 적용되는 격자구조의 16-QAM 방식에서는 center focusing 방식이 최적임을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 반복부호 적용을 위해 변조방식의 성상도 구조에 따라 최적의 비트분리 방법을 제시하였다.

참고문헌

- [1] 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.
- [2] C. Berrou, A. Glavieux, and P.Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Code and Decoding: Turbo Codes", in Proc. Of ICC'93, 1993.
- [3] 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.
- [4] R.M. Pyndiah, "Near-optimum decoding of product codes: Block turbo codes," IEEE Trans. Commun., vol. 46, pp1003-1010, Aug.1998.
- [5] IEEE 802.13TM-2001, IEEE Standards for Local and Metropolitan Area Networks, April, 2002.
- [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] "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.
- [8] 임형택, 이상훈, 김정구, 주연경, "계층변조를 포함한 개선된 지상파 DMB 시스템에서 연결 부호들의 오류 성능 분석", 대한전자공학회논문지, pp.10-17, 2007.1.

저자소개



박 태 두(Tae Doo Park)

2008년 한국해양대학교 전과공학과 공학사
2008년 ~ 현재 한국해양대학교 전과공학과 석사과정

※ 관심분야 : 위성통신, 이동통신, 변 · 복조기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등



김 민 혁(Min Hyuk Kim)

2006년 한국해양대학교 전과공학과 공학사
2008년 한국해양대학교 전과공학과 공학석사

2008년 ~ 현재 한국해양대학교 전과공학과 박사과정
※ 관심분야 : 위성통신, 이동통신, 변 · 복조기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등



김 남 수(Nam Soo Kim)

2008년 한국해양대학교 전과공학과 공학사
2008년 ~ 현재 한국해양대학교 전과공학과 석사과정

※ 관심분야 : 위성통신, 이동통신, 변 · 복조기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등



정 지 원(Ji Won Jung)

1989년 성균관대학교 전자공학과 공학사
1991년 성균관대학교 전자공학과 공학석사

1995년 성균관대학교 정보공학과 공학박사
1991년~1992년 LG 정보통신연구소 연구원
1995년~1996년 한국통신 위성통신연구실 선임 연구원

1997년~1998년 한국전자통신연구원 초빙 연구원
1996년~현재 한국해양대학교 전과공학과 정교수
2001년~2002년 캐나다 NSERC Fellowship

(Communication Research Center 근무)

※ 관심분야 : 위성통신, 이동통신, 변 · 복조기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등