

<https://doi.org/10.7236/IIBC.2017.17.3.55>

IIBC 2017-3-6

# DVB-S3기반 (1+7)PSK 변조방식에서 FTN 신호의 효율적인 복호 모델

## Efficient Decoder Model of FTN Signal for (1+7) PSK Modulation based on DVB-S3

백창욱\*, 정지원\*\*

Chang-Uk Baek\*, Ji-Won Jung\*\*

**요약** 위성방송 시스템의 표준안인 DVB-S3에서는 LDPC 부호화된 비트를 (1+7) PSK 변조방식과 전송률을 증가시키기 위해 FTN 기법의 적용 방안을 고려하고 있다. 기존의 복호 방식은 FTN 간섭으로 인한 성능 감소를 위해 BICM-ID 과 BCJR 복호 방식의 반복 복호 기법을 적용하고 있으나, BICM-ID방식은 심볼 LLR 적용후 LDPC 복호기의 출력값을 이용하여 나머지 비트에 대해 복호를 하는 비트 LLR기반인데 이는 많은 계산량을 요구하며, BCJR 복호 방식 또한 순방향 역방향 매트릭을 구하는 과정에서 마놓은 계산량을 요구한다. 따라서 본 논문에서는 FTN 기법의 적용으로 인해 열화된 성능을 반복 복호 기법을 통하여 성능 및 계산량 관점에서 개선하는 효율적인 복호방법을 제안한다. 계산량을 감소시키기 위해 동일 성능향상에서 복호기의 출력 값을 다시 FTN 매핑하여 FTN으로 인한 간섭량을 제거 후 심볼 LLR 계산만 하여 LDPC 복호기로 입력한다. 본 논문에서 제안한 (1+7) PSK 변조방식이 적용된 DVB-S3 시스템에 가우시안 채널에서 성능 향상 및 계산량이 감소됨을 확인 하였다.

**Abstract** In DVB-S3 standard of satellite broadcasting systems, FTN technique is applied to LDPC codes with (1+7) PSK modulation. In standard, BICM-ID and BCJR decoding method are considered to alleviate performance degradation due to FTN processing. BICM-ID method improves performance by calculating a new LLR from hard-decision value of decoder output. BCJR also improves performance by calculating forward and backward matrix each other. However these two methods require high computational complexity. Therefore this paper proposed modified decoding method in order to reduce computational complexity without performance degradation.

**Key Words** : Iterative decoding, LDPC codes, 8-PSK modulation, Hard decision, FTN, BICM-ID

### 1. 서론

기존의 DVB-S2(Digital Video Broadcasting - Satellite - Second Generation)표준안에서는 복호 방식을 LDPC(Low Density Parity Check) 부호화 방식을 적

용하고 있으며<sup>[1]</sup>, 전송율을 증가시키기 위해 LDPC 부호화를 크게 하거나 복호 속도를 빠르게 하는 방안 등 여러 가지가 제안되고 있는 가운데 FTN(Faster Than Nyquist) 방식을 이용하여 전송률을 높이는 방안들이 대두되고 있다<sup>[2]</sup>. 데이터 전송률에 대한 요구는 계속 늘

\*준회원, 한국해양대학교 전파공학과

\*\*정회원, 한국해양대학교 전파공학과(교신저자)

접수일자: 2017년 3월 3일, 수정완료: 2017년 5월 3일

게재확정일자: 2017년 6월 9일

Received: 3 March, 2017 / Revised: 3 May, 2017 /

Accepted: 9 June, 2017

\*\*Corresponding Author: jwjung@kmou.ac.kr

Dept. of Radio Communication Engineering, Korea Maritime and Ocean University, Korea

어나고 있는 반면, 대역폭이 제한적이기 때문에 FTN 전송 기법은 유용한 방법이라 할 수 있다<sup>[3][4]</sup>. 전송률 향상을 위해서 FTN 기법 적용을 고차변조 방식에 적용하고 있으며, FTN 전송 기법과 결합되는 고차변조 방식은 8PSK, 16APSK를 적용하고 있으나, DVB-S3 표준안에서는 MPSK에서 M값을 8~256까지 고려되고 있다. 이러한 가운데 고차변조 방식 중 8PSK 변조 방식의 신호 매핑을 FTN 전송 기법에 적합하기 위해 기존의 8PSK 매핑을 (1+7) 매핑, (2+4+2) 매핑 등 여러 매핑 방식이 적용되고 있으나 본 논문에서는 (1+7) 매핑을 적용하였다. FTN 기법 적용으로 인한 ISI (Inter Symbol Interference)로 인한 성능 저하를 초래해 이를 해결하기 위해 비터비 등화기를 이용하여 LDPC 복호기와 연결한 터보 등화 기법을 시도하고 있다<sup>[5]</sup>. 비터비 등화기의 적용은 B/QPSK 변조방식에서는 효율적이나 그이상의 고차 변조방식에서는 상태수의 증가로 인해 계산량이 많아지는 단점이 있다. 이에 대한 보완으로는 BICM-ID (Bit Interleaved Coded Modulation - Iterative Decoding) 기법<sup>[6][7]</sup>을 이용하여 FTN 신호에 적용시키는 방식이 대두되나 이는 LDPC 복호 후 강관정을 하여 다시 비트에 대해 확률 값을 구하는 LLR (Log Likelihood Ratio) 계산을 함으로써 여전히 많은 계산량을 요구한다<sup>[8]</sup>. 이에 본 논문에서는 이러한 계산량을 감소시키기 위해 동일 성능향상에서 복호기의 출력 값을 다시 FTN 매핑하여 FTN으로 인한 간섭량을 제거하여 LLR 계산을 하여 LDPC 복호기로 입력한다. 본 논문에서 제안한 방식이 (1+7) PSK 변조방식이 적용된 DVB-S3 시스템에 가우시안 채널에서 성능 열화 없이 계산량이 감소됨을 확인 하였다.

## II. FTN 전송 기법

FTN 전송 방법은 주파수 대역에 의해 주어지는 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하는 방법이다. 예를 들어 어느 정해진 시간동안 Nyquist 속도에 따라 전송하면 10,000개의 데이터를 전송한다고 했을 때, FTN 방식을 사용하여 50%로 축소하면 동일한 시간동안 20,000개의 데이터를 전송할 수 있어 전송률이 2배로 증가할 수 있다. 그로 인해 필연적으로 ISI가 발생하게 된다. 간섭된 신호의 전송신호  $s(t)$ 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{E_s} \sum_n a_n h(t - n\tau T), \tau < 1 \quad (1)$$

여기서  $a_n$ 은  $n$ 시점에서 부호화된 비트열을 나타내며,  $h(t - n\tau T)$ 는 저대역 필터 응답을 나타낸다.  $\tau$ 는 FTN으로 인해 Nyquist 속도 보다 얼마큼 빠르게 보내는 간섭 시점을 나타낸다. 예를 들어  $\tau$ 가 1일 때는 기존의 Nyquist 속도와 동일하게 전송하는 것을 의미하며, 이의 간섭비율은 0%이다. 간섭비율  $\tau'$ 은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\tau' (\%) = 100 \times (1 - \tau) \quad (2)$$

간섭비율은 다르게 정의하면  $\tau'$ 만큼의 전송률 향상을 의미한다. 주기  $T$ 에 할당된 샘플 수  $N_s$ 에서 간섭되는 샘플 수  $\tau N_s$ 는 간섭비율  $\tau'$ 과의 관계는 식 (3)과 같다.

$$\tau N_s = (N_s - N_s \times \tau') \quad (3)$$

FTN 전송 신호에 대한 수신신호는 아래 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$y(n\tau T) = \sum_k a_k p((n-k)\tau T) + n'(n\tau T) \quad (4)$$

$p((n-k)\tau T)$ 는 수신신호  $n\tau$ 시점에서의 정합필터 값을 나타내며,  $n'(n\tau T)$ 는  $n\tau$ 시점에서의 잡음을 나타낸다. 이의 간섭 및 잡음으로 왜곡된 신호는 오류정정 부호화 방식을 적용하여 보상할 수 있으나 한계가 있다.

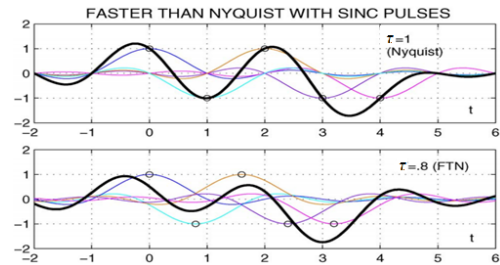


그림 1. FTN 모델링 신호  
Fig. 1. FTN modeling signal.

그림 1에서  $\tau=1$ 인 경우에는 Nyquist 속도에 따라 전송되므로 ISI가 생기지 않는 것을 알 수 있다. 그러나  $\tau=0.8$ 인 경우에는 FTN으로 인해 인접 심볼들이 서로 영향을 주어 데이터의 결정 시점마다 원으로 표시된 부분이 원 데이터에 첨가 되게 되어 데이터에 영향을 주므로 간섭으로 인한 파형의 변화를 있음을 알 수 있다. ISI로 인해 신호의 파형이 왜곡 되지만 이를 해결할 수 있다면 동일한 시간에 20%의 전송률을 향상시킬 수 있음을 알

수 있다. ISI로 인한 왜곡된 신호를 복호 할 수 있는 효율적인 복호 모델은 IV장에서 제시한다.

### III. DVB-S3 시스템 모델

강판정(Hard Decision) 기반의 MPSK(M>8) 변조 방식이 적용된 BICM-ID의 블록도는 다음 그림 2와 같다. BICM-ID 방식은 LDPC 복호기의 출력 값을 외부 정보(extrinsic information)로 활용해 수신단의 입력 값을 조정하여 반복 복호를 통해 성능을 향상 시키는 방식이었지만 강판정 기반의 방식은 복호기의 출력 값을 강판정한 뒤 이 값을 이용하여 수신신호를 조정하는 것이 아니라 LLR 출력 값을 조정하는 방식이다. 본 논문에서 적용된 (1+7) PSK 성상도는 그림 2와 같다.

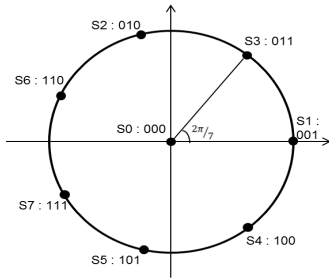


그림 2. (1+7) PSK 성상도  
 Fig. 2 Constellation of (1+7) PSK

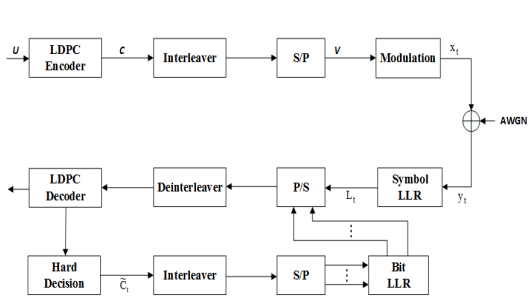


그림 3. 강판정 기반 BICM-ID 복호기 구조  
 Fig. 3. The structure of BICM-ID decoder base on hard decision

그림 3은 강판정 기반 BICM-ID 송·수신단 구조를 나타낸다. 송신단에서 LDPC 부호화기로 입력되는 비트 열  $K$  개는 식(5)와 같다.

$$U = [u_0, u_1, u_2, \dots, u_{K-3}, u_{K-2}, u_{K-1}] \quad (5)$$

부호기의 출력  $N$  비트의 스트림을  $C$  라고 두면 식(6)과 같다.

$$C = [c_0, c_1, c_2, \dots, c_{N-3}, c_{N-2}, c_{N-1}] \quad (6)$$

부호기의 출력 비트를 블록인터리빙 하여 (1+7)PSK 변조 신호로 매핑하기 위한 비트 스트림은 식 (8)과 같다.

$$V = [v_0^1, v_0^2, v_0^3, v_1^1, v_1^2, v_1^3, \dots, v_t^1, v_t^2, v_t^3, \dots] \quad (8)$$

입의의 시점  $t$ 에서 변조 되어 매핑 되는 비트 스트림을  $V_t = [v_t^1, v_t^2, v_t^3]$ 라 하면 변조된 신호  $x_t$ 는 식(9)와 같이 표현된다.

$$x_t = \rho(V_t) \quad (9)$$

가우시안 잡음이 첨가된 수신신호  $y_t$ 는 식(10)과 같다. 여기서  $n_t$ 는 가우시안 잡음을 의미한다.

$$y_t = x_t + n_t \quad (10)$$

수신신호  $y_t$ 를 비트 분리 한 출력 신호를  $L$  이라 두면 식(11)과 같다.

$$L_t = [\dots, \tilde{v}_t^1, \tilde{v}_t^2, \tilde{v}_t^3, \dots] \quad (11)$$

여기서  $\tilde{v}_t^i$  는 각 비트별의 LLR 값이며, 다음과 같은 식(12)로 나타낼 수 있다.

$$\tilde{v}_t^i = \log \frac{P(y_t | v_t^i = b)}{\sum_{b=1} P(y_t | x)} \quad (12)$$

가우시안 잡음 후의  $i$  심볼  $s_i$ 의 오차 확률  $P_i$ 는 수신 신호와 각 심볼 사이의 거리를 이용하여 식(13)에 의해 구할 수 있다.

$$P_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{\|r - s_i\|^2}{2\sigma^2}}, i = 0, 1, 2, \dots, 7 \quad (13)$$

8개의 오차 확률을 이용하여 3개의 비트를 구하는 방법은 그림 2의 각 성상도의 매핑 점을 이용하여 LLR을 계산하여 구할 수 있다. 그림2에서 각 성상점의 비트를 순서대로  $c_2, c_1, c_0$ 라 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.  $c_0$ 가 0일 때 오차 확률은  $P_0, P_2, P_4, P_6$ 이 되고 1일 때 오차 확률은  $P_1, P_3, P_5, P_7$ 이 된다. 여기서  $P_x$ 는 그림 2의 성상도에서  $S_x$ 에 해당되는 위치이다. 다음 식 (14)와 같이 LLR을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
LLR[c_2] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3}{P_4 + P_5 + P_6 + P_7} \\
LLR[c_1] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_4 + P_5}{P_2 + P_3 + P_6 + P_7} \\
LLR[c_0] &= \log \frac{P_0 + P_2 + P_4 + P_6}{P_1 + P_3 + P_5 + P_7} \quad (14)
\end{aligned}$$

## IV. 제안 복호 방식

### 1. 기존 복호 방식

#### 1.1 BICM-ID 방식

LDPC 복호기의 출력값을 강판정한 복호 비트열은 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{C}_i = [\dots, \tilde{c}_0, \tilde{c}_1, \tilde{c}_2, \dots] \quad (15)$$

(1+7) PSK의 경우 복호기 출력값을 강판정 한 뒤의 값이  $\tilde{C}_i^i (i=0,1,2)$  라 하고 이 값을 이용하여 다시 계산된 LLR값을  $L_i^i (i=0,1,2)$  라 하면  $L_i^i$ 는 식(16)과 같은 과정으로 구할 수 있다.

$$L_i^i = \frac{\sum P(\rho(C_i^i=0, C_i^j))}{\sum P(\rho(C_i^i=1, C_i^j))} (i \neq j, i = j = 0,1,2) \quad (16)$$

이는 복호기 출력 값의  $i$ 번째 비트에 0과 1의 값을 주어 해당  $t$ 시점에 해당하는 심볼에서  $i$ 번째 비트의 0과 1에 대한 확률을 가지고 LLR 값을 구하는 과정은 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned}
L_i^2[k] &= \frac{P(M_p(2^2 \times 0 + 2^1 \times L_h^1[k] + 2^0 \times L_h^0[k]))}{P(M_p(2^2 \times 1 + 2^1 \times L_h^1[k] + 2^0 \times L_h^0[k]))} \\
L_i^1[k] &= \frac{P(M_p(2^2 \times L_h^2[k] + 2^1 \times 0 + 2^0 \times L_h^0[k]))}{P(M_p(2^2 \times L_h^1[k] + 2^1 \times 1 + 2^0 \times L_h^0[k]))} \\
L_i^0[k] &= \frac{P(M_p(2^2 \times L_h^2[k] + 2^1 \times L_h^1[k] + 2^0 \times 0))}{P(M_p(2^2 \times L_h^1[k] + 2^1 \times L_h^1[k] + 2^0 \times 1))} \quad (17)
\end{aligned}$$

여기서  $M_p$ 는 (1+7) PSK 정상도에서 변조된 심볼의 정상 포인트를 나타내며,  $L_h^i$ 는  $L_i^i$ 시점에서 LDPC 복호기

의 출력 값을 강판정한 3비트( $i=0,1,2$ )를 가지는 한 개의 심볼에 대한 각각의 비트를 나타낸다. 그림 2의 정상도 구조에서 식 (17)과 그림 2를 참조하여 최하위비트인 1과 0에 대한 확률을 구하는 과정을 예로 들면, 최하위 비트를 제외한 같은 값을 가지는 두개의 비트에 해당하는 복호기 출력 값에 강판정 후 나머지 한 비트에 대해 0에 대한 확률을 구할 시 0으로, 1에 대한 확률을 구할 시 1로 두고 계산하여 첫 번째 비트에 대한 확률 값을 구하게 된다.

### 1.2 BCJR 복호 방식

기존의 DVB-S2 표준안에서는 복호 방식을 LDPC 부호화 방식을 적용하고 있으나 이는 II장에서 설명한 FTN 기법 적용으로 인한 ISI를 해결하기 어려움이 있다. 따라서 DVB-S3에서는 FTN 적용으로 인한 인접 심볼간의 간섭을 제거하기 위해서 비터비 등화기를 이용하여 LDPC 복호기와 연결한 터보 등화 기법을 시도하고 있다. 적용되는 비터비 등화기는 이미 널리 알려진 것과 같이 출력 비트가 강판정된 비트가 출력되므로 이를 LDPC 복호기 입력으로 사용되면 성능 저하를 초래한다. 따라서 BCJR (Bahl, Cocke, Jelinek, and Raviv) 알고리즘<sup>[9]</sup>을 이용하여 비터비 등화기를 구성하였으며, 비터비 등화기의 출력 값인 연관정 값을 LDPC 복호기에 입력하여 반복구조로 구성된 터보 등화 기법을 사용하는 방식이며, BCJR 등화기에서는 BM (Branch Matric), FSM (Forward State Matric), BSM (Backward State Matric)을 구하기 위하여 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도를 이용한다<sup>[10]</sup>.

### 2. 제안한 복호 모델

본 논문에서는 기존 방식인 BICM-ID 방식에서 LDPC 복호된 비트를 이용하여 한 심볼 당 세 개의 비트 중 두 개의 비트를 이용하여 나머지 한 비트에 대한 LLR 값을 산출하므로 세 개의 비트 모두 LLR을 구하기 위해서는 세 번의 LLR 과정을 거쳐야 한다. LLR 과정을 총 반복횟수와 입력 심볼 수 만큼 해야 하므로 계산량이 복잡해 짐을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 그림 4와 같은 모델을 제시한다. 이는 LDPC 복호된 비트를 다시 Remapper 하는 비교적 단순한 과정만 거치면 BICM-ID와 같은 계산량이 필요치 않는다.

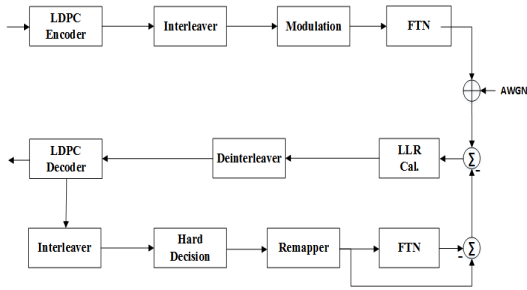


그림 4. 제안한 복호 모델  
 Fig. 4. Proposed decoding model

수신된 신호는 식 (1)의 FTN 신호에 가우시안 백색 잡음  $N(t)$ 가 첨가된 식 (18)로 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{E_s} \sum_n a_n h(t - n\tau T) + N(t), \tau < 1 \quad (18)$$

LDPC 출력 후 세 비트씩 묶어 (1+7)PSK 변조하는 Remapper를 통과한 신호는 식 (19)로 나타낼 수 있다.

$$L_o(t) = \sqrt{E_s} \sum_n \hat{a}_n \quad (19)$$

여기서  $\hat{a}_n$ 은 (1+7) PSK 변조된 심볼을 나타내며 LDPC에서 제대로 복호하였으면  $a_n$ 과 동일하나 잡음 및 간섭량으로 인해 처음 반복 시에는 오류로 인하여 다를 수 있다. 만일 반복 회수 증가 시에 제대로 된 복호 비트가 LDPC 복호기로부터 출력되었다면 다시 FTN 신호와 빼줌으로써 FTN으로 인한 간섭량을 식 (20)으로부터 구할 수 있다.

$$I(t) = \sum_n \hat{h}(t - n\tau T), \tau < 1 \quad (20)$$

따라서 LLR 계산의 입력은 식 (21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_i(t) = r(t) - I(t) = \sqrt{E_s} \sum_n \hat{a}_n \quad (21)$$

따라서 본 논문에서 제안한 복호 모델은 BICM-ID에서 구하는 방식과는 달리 LLR 계산을 한번에 할 수 있어 계산량이 감소됨을 알 수 있다.

## V. 성능 및 계산량 분석

본 논문에서는 (1+7) PSK 변조 방식에서 세 가지 복호 모델에 따른 성능 분석을 그림 5에 제시하였다. 시뮬레이션을 위한 파라미터는  $\tau=16.7\%$ 이고, 필터는 DVB-S2에 적용되는 SRRC 필터의 roll-off 계수는 0.35, 부호화율 2/3인 LDPC 부호를 사용하였다.

그림 5에서 (1+7) PSK는 수신신호를 직접 LDPC에 입력하였을 때이며, 나머지 세 가지 방식은 본 논문에서 제시한 알고리즘을 적용한 결과이다. 세 가지 복호 모델 모두 성능이 동일한 결과가 나왔으며, (1+7) PSK 보다 약 0.2 dB만큼 성능이 향상되었다.

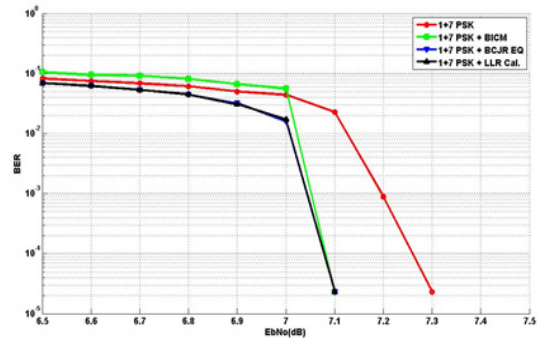


그림 5. FTN16%가 적용된 (1+7) PSK에 대한 부호화율 2/3에서 성능분석  
 Fig. 5. Performance of (1+7) PSK with FTN 16% for coding rate 2/3

기존의 그림 3의 복호 모델에서 계산량과 본 논문에서 제시한 그림 4의 계산량 비교는 아래 표 1과 같다.

표 1. 세 가지 알고리즘에 대한 계산량 비교

Table 1. Comparison of the computational complexity of the three algorithms.

	BICM-ID	BCJR	제안방식
곱셈	$(M+2m) \times \frac{N}{m}$	$N_s \times \frac{N}{m}$	$M \times \frac{N}{m}$
덧셈	$(M+6m) \times \frac{N}{m}$	$(N_s + 2N_s^2) \times \frac{N}{m}$	$(M+6m) \times \frac{N}{m}$
나눗셈	$2m \times \frac{N}{m}$	$\frac{N}{m}$	$m \times \frac{N}{m}$

기존의 BICM-ID의 경우 경우 식 (13)의 수신 신호와 MPSK에서  $M$  심볼의 각 위치에 대한 거리 확률을 구하기 위해  $M$  번의 곱셈과 LDPC 복호 후 강관정환 비트

에 대해 각각의 확률을 구하기 위한 식 (17)에서의  $2m$  ( $M=2^m$ ) 번의 곱셈이 필요하다. 총 곱셈의 횟수는 전체 비트수를  $N$  비트라 했을 때, 변조된 심볼 수  $\frac{N}{m}$  만큼 필요하다. 덧셈의 경우  $M$  개의 확률을 구하는 과정에서  $M$  개의 덧셈이 필요하고 식 (14)와 같이 각  $m$  비트의 확률 시 6개의 덧셈이 필요하므로  $6m$ 의 덧셈이 필요하다. 나눗셈의 경우 심볼의 수  $m$  만큼 확률값을 나뉘어 줘야 하기 때문에  $2m$  만큼이 필요하다. 제안한 방식은 식 (17)과 같은 과정이 없기 때문에  $2m$  번의 곱셈과정과  $m$  번의 나눗셈 과정이 필요치 않는다. BCJR을 이용한 복호 모델은 수신 신호와 각 심볼 점을 구하는 BM과정에서 각 상태로 BM을 배분하기 위한 트랜지스도의 상태수  $N_s$  개의 곱셈이 필요하다. 이는 트랜지스도의 각 시점에서  $M$  개를 구하여 배분하면 된다. 덧셈의 경우 각 트랜지스도에서 BM을 구하는 과정에서  $M$  개의 심볼과 수신 심볼을 거리 확률 계산과정  $N_s$  만큼의 덧셈이 필요하고 FSM과 BSM을 구하는 과정에서 각 상태에서  $N_s$  개의 상태 매트릭을 구하는  $N_s$  제곱과 동일한 방법으로 BSM을 구하므로  $N_s$  제곱이 필요하다. 나눗셈과정은 수신신호의 채널 신뢰도를 구하는 과정에서  $\frac{M}{m}$  개가 필요하다. (1+7) PSK 방식 ( $M=8, m=3$ ), DVB-S3에서 제시된 LDPC 부호화율 2/3일 때 ( $N=64,800$ ), BCJR을 하기 위한 상태수 는  $8(N_s=8)$ 로 고정하였을 때, 제안한 방식이 곱셈과 나눗셈의 연산수를 비교할 때 BICM-ID 방식보다 약 50% 계산량을 감소할 수 있으며, 덧셈의 경우 BCJR 방식 보다 약 80% 계산량을 감소할 수 있다. 따라서 그림 5와 표 1을 종합적으로 분석한 결과 기존 방식에 비해 성능 열화 없이 계산량이 감소됨을 알 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 DVB-S3 위상 방송 시스템 표준안에 서 제시된 (1+7) PSK 변조방식이 적용된 LDPC 부호에 전송률을 높이기 위한 방안인 FTN기법을 적용하고, FTN으로 인한 성능 열화를 개선하기 위해 BICM-ID, 및 BCJR기법 적용을 권고하고 있다. 그러나 이러한 두방식은 많은 계산량으로 인한 복잡도를 상승시키므로, 본 논문에서는 복호기의 출력값을 다시 FTN 매핑하여 FTN

으로 인한 간섭량을 제거하여 LLR 계산을 하여 LDPC 복호기로 입력하여 성능 열화 없이 계산량을 감소시켰다.  $N=64,800$ 을 갖는 LDPC 부호화율 2/3에서 세 가지 방식을 비교한 결과, 제안한 방식이 곱셈과 나눗셈의 연산수를 비교할 때 BICM-ID 방식보다 약 50% 계산량을 감소할 수 있으며, 덧셈의 경우 BCJR 방식 보다 약 80% 계산량을 감소할 수 있다. 따라서 그림 5와 표 1을 종합적으로 분석한 결과 기존 방식에 비해 성능 열화 없이 계산량이 감소됨을 알 수 있다.

## References

- [1] "Satellite Broadcasting System of Integrated Service Digital Broadcasting", ITU-R BO.1227-2
- [2] J. E. Mazo, "Faster than Nyquist signaling", Bell Syst. Tech. J., Vol. 54, pp. 1451-1462. Oct. 1975. DOI: <https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1975.tb02043.x>
- [3] A. Prija and J. B. Anderson, "Reduced-complexity receivers for strongly narrowband intersymbol interference introduced by faster-than-Nyquist signaling", IEEE Trans. Commun., Vol. 60, No. 9, pp. 2591-2601, Sep. 2012. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2012.070912.110296>
- [4] D. Dasalukunte, F. Rusek, and V. Öwall, "An iterative decoder for multicarrier faster-than-Nyquist signaling systems", in Proc. IEEE ICC, May 2010, pp. 1 - 5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICC.2010.5502554>
- [5] Tae-hun Kim, In-ki Lee, and Ji-won Jung., "A Study of Efficient Viterbi Equalizer in FTN Channel", Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering, Vol. 18, No. 6 pp. 1323-1329, 2014. DOI: <https://doi.org/10.6109/jkiice.2014.18.6.1323>
- [6] Xiaodong Li, James A. Ritcey, "Bit-Interleaved Coded Modulation With Iterative Decoding", IEEE communications letters, Vol. 1, No. 6, pp. 169-171 Nov. 1997. DOI: <https://doi.org/10.1109/4234.649929>
- [7] Xiaodong Li, Aik Chindapol, "Bit-Interleaved

Coded Modulation With Iterative Decoding and 8PSK Signaling”, IEEE Transactions on communications, Vol. 50, No. 8, pp. 1250-1257, Aug. 2002.

DOI: <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2002.801524>

- [8] I. Lee, D. Chang and D. Oh, “Multi-Level Modulation LDPC Decoding Algorithm for New Generation DVB-S2 System”, in Proc. 24th AIAA International Communications Satellite Systems Conference, San Diego, California, June, 2006.

DOI: <https://doi.org/10.2514/6.2006-5464>

- [9] L. 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, No. 2, pp. 284-287, Mar. 1974.

DOI: <https://doi.org/10.1109/TIT.1974.1055186>

- [10] H. Y. Sung and J. W. Jung, “An Efficient FTN Decoding Method using Separation of LDPC Decoding Symbol in Next Generation Satellite Broadcasting System”, *Journal of the Institute of Internet, Broadcasting and Communication*, Vol. 16, No. 2, pp. 63-70, April, 2016.

DOI: <https://doi.org/10.7236/JIIBC.2016.16.2.63>

## 저자 소개

### 백 창 욱(준회원)



- 2012년 2월 : 한국해양대학교 전파공학과 공학사
- 2012년 ~ 2014년 : (주)KTE 기술연구소 연구원
- 2016년 2월 : 한국해양대학교 전파공학과 공학석사
- 2016년 3월 ~ 현재 : 한국해양대학교 전파공학과 박사 과정

<주관심분야 : 위성통신, 이동통신, 수중통신, 변·복조기술, 채널 코딩>

### 정 지원(정회원)



- 1995년 2월 : 성균관대학교 통신공학과 공학박사
- 1991년 ~ 1992년 : LG정보통신 연구소 연구원
- 1995년 ~ 1996년 : 한국통신위성통신 연구실 선임연구원
- 1997년 ~ 1998년 : 한국전자통신연구원 위성단 초빙연구원

- 2001년 ~ 2002년 : 캐나다 CRC(Communication Research Center) NSERC Fellowship (국외 초청연구원)
- 2005년 ~ 2007년 : 한국마린엔지니어링학회 분과위원장
- 1996년 ~ 현재 : 한국해양대학교 전파공학전공 교수

<주관심분야 : 위성통신, 채널 부호화 및 모뎀, FPGA설계>

※ 이 연구는 2015년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초 연구 사업으로 수행되었습니다. (NRF-2015R1D1A1A01060931)