

http://dx.doi.org/10.7236/IIBC.2016.16.2.63

IIBC 2016-2-8

## 차세대 위성 방송 시스템에서 LDPC 복호 신호 분리를 통한 효율적인 FTN 복호 방법

### An Efficient FTN Decoding Method using Separation of LDPC Decoding Symbol in Next Generation Satellite Broadcasting System

성하현\*, 정지원\*\*

Hahyun Sung\*, Jiwon Jung\*\*

**요 약** 본 논문은 위성 방송 시스템 표준안인 DVB-S3(Digital Video Broadcasting - Satellite)에서 전송률을 높이기 위해 제안되는 Nyquist rate 보다 빠르게 전송하는 FTN(Faster Than Nyquist) 기법과 LDPC(Low Density Parity Code) 부호간의 연결 부호기 구성 시, 인접 심볼간 간섭을 최소화하면서 전송률을 높이기 위한 효율적인 터보 등화 복호 방법을 제안한다. 본 논문에서는 기존의 FTN 복호 방식인 SIC(Successive Interference Cancellation) 기법을 이용한 복호 기법과 BCJR 등화기법에 관하여 소개하고, 두 기존 방식의 문제점을 해결하기 위한 새로운 기법을 제안한다. 본 논문에서는 FTN 신호를 복호하기 위해 LDPC 복호 신호를 분리된 외부 입력값을 BCJR 등화기와 연결하여 계산하여 반복 복호한다. 기존의 두 방식과 본 논문에서 제안하는 방식을 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널 환경에서 시뮬레이션하여 성능을 비교한 결과, 기존의 방식과 비교하면 성능이 향상됨을 알 수 있다.

**Abstract** To increase throughput efficiency and improve performance, FTN(Faster Than Nyquist) method and LDPC(Low Density Parity Code) codes are employed in DVB-S3 system. In this paper, we proposed efficient turbo equalization model to minimize inter symbol interference induced by FTN transmission. This paper introduces two conventional scheme employing SIC(Successive Interference Cancellation) and BCJR equalizer. Then, we proposed new scheme to resolve problems in this two conventional scheme. To make performance improved in turbo equalization model, the outputs of LDPC and BCJR equalizer are iteratively exchange probabilistic information. In fed LDPC outputs as extrinsic information of BCJR equalizer. we split LDPC output to separate bit probabilities. We compare performance of proposed scheme to that of conventional methods through using simulation in AWGN(Additive White Gaussian Noise) channel. We confirmed that performance was improved compared to conventional methods as increasing throughput parameters of FTN.

**Key Words** : FTN(Faster than Nyquist), Viterbi equalizer, LDPC codes, Turbo equalization, BCJR

## 1. 서 론

차세대 위성 방송 표준안에서는 한정된 대역폭에서 전송률을 높일 수 있는 FTN(Faster Than Nyquist) 기법

이 대두되고 있다. 그러나 FTN 기법을 적용할 때, 전송률이 높아지는 만큼 그에 따른 ISI(Inter Symbol Interference)를 증가하게 되고, 기존의 DVB-S2 표준안에서 사용하는 LDPC(Low Density Parity Check)부호의

\*준회원, 한국해양대학교 전파공학과

\*\*정회원, 한국해양대학교 전파공학과

접수일자 : 2016년 2월 29일, 수정완료 : 2016년 3월 29일

게재확정일자 : 2016년 4월 8일

Received: 29 February, 2016 / Revised: 29 March, 2016 /

Accepted: 8 April, 2016

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

Dept. of Radio Communication Engineering

복호기에서는 이런 ISI를 해결하기 어렵다. 이를 고려하여 ISI를 최대한 보상하면서 전송률도 높일 수 있는 복호 방법이 필요하다<sup>[1]</sup>.

ISI 간섭을 제거하여 성능을 향상시키는 방법은 크게 두 가지로 나뉠 수 있다. 첫째, 수신단에서 LDPC 복호된 비트열을 다시 FTN mapper를 통해 remapping 시켜 복호된 신호와 다시 빼줌으로써 간섭량을 구하여 수신신호에 다시 빼줌으로써 FTN 간섭량을 제거하는 SIC (Successive Interference Cancellation) 방식이다<sup>[2]</sup>. 두 번째는 BCJR 등화기법으로 LDPC 부호와 연결한 비터비 등화기의 격자도에서 BCJR 기법을 적용하여 ISI를 보상하는 방식이다<sup>[3]</sup>. 이 때, 첫 번째 방법은 높은 간섭량을 가질 때 왜곡되어 있는 신호로 LDPC 복호를 하기 때문에 remapping 단계에서 정확한 간섭량을 구하기 어렵다. 그러므로 신호의 간섭량이 클 때, 간섭량을 제거한 후에 LDPC 복호기를 통과하는 BCJR 등화기법이 더 높은 성능을 가진다. 그러나 기존 BCJR 등화기법에서 반복 복호를 할 때, 등화기의 입력값에 적용되는 외부 입력을 LDPC 복호 신호로 그대로 적용하게 되면서 비효율적인 반복으로 성능이 크게 개선되지 않는다는 단점이 있다<sup>[3]</sup>.

이에 본 논문에서는 기존의 방식에서 반복 방식을 더 효율적으로 하기 위하여 LDPC 복호 신호를 분리하여 외부 입력값으로 적용하는 방식을 제안하고 전송률의 따라 시뮬레이션하여 기존 방식과 본 논문에서 제안하는 반복 복호 방식의 성능을 비교하여 분석하였다.

## II. FTN 신호 모델링

FTN 전송 방법은 주파수 대역에 의해 주어지는 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하는 방법이다. 이에 따라 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 얼마만큼 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 샘플수  $N_s$ 에서 간섭되는 샘플수  $\tau N_s$ 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 보상을 할 수 있으나 한계가 있다.

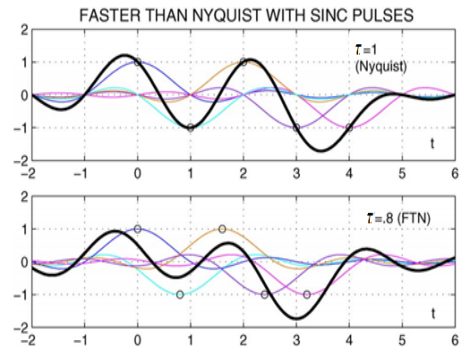


그림 1. FTN 모델링 신호.  
Fig. 1. FTN modelling signal

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 시점 마다 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 향상 시킬 수 있음을 알 수 있다. ISI로 인한 왜곡된 신호를 복호 할 수 있는 효율적인 복호 모델은 III장에서 제시한다.

### III. FTN 신호 복호 기법

기존의 방식에서는 LDPC 부복호화 방식을 적용하고 있으나 이는 FTN 기법 적용으로 인한 ISI를 해결하기에 어려움이 있다. 따라서 차세대 DVB-S3에서는 SIC방식을 이용하여 간섭량을 구하는 복호 방법과 LDPC 복호기와 연결한 BCJR 등화 기법을 시도하고 있고, 이 두 방식으로 반복 복호시, 성능 저하를 초래한다. 본 논문에서는 두 방식보다 오류 정정율을 높이기 위하여 LDPC 복호 신호 분리를 이용한 반복 복호 기법을 제안한다.

#### 1. SIC 기법을 이용한 FTN 신호 복호

SIC기법을 이용한 반복 복호 구조는 그림 2와 같다.

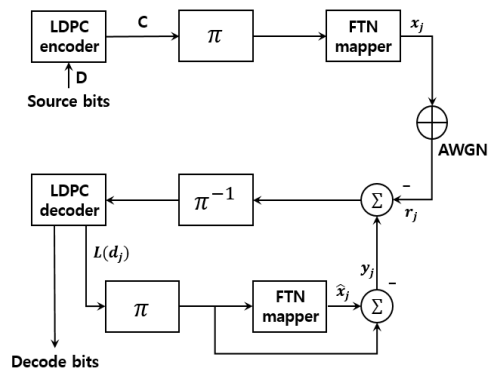


그림 2. SIC 기반의 반복 복호기의 구조  
 Fig. 2. Structure of iterative decoder based on SIC method

전송하고자 하는 원신호 비트열 D는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$D = \{d_1, d_2, \dots, d_k\} \quad (5)$$

전송하고자 하는 원 신호 비트열은 K의 크기를 가지고, N은 부호화 된 비트의 길이를 나타낸다. 먼저 LDPC

채널 부화기(N,K)를 통하여 부호화되어 진다. 부호화 된 비트열 C는 식(6)과 같다.

$$C = \{c_1, c_2, \dots, c_N\} \quad (6)$$

비트열 C는 인터리버를 통과하고 FTN mapper를 통과 후,  $x_j$  송신 신호를 생성한다. 이 때,  $x_j$ 는  $\tau$ 만큼 간섭량이 발생하여 식(7)과 같게 된다.

$$x_j(t) = \sqrt{E_s} \sum_n c_j(n) h(t - n\tau T), \tau < 1 \quad (j=1, \dots, M) \quad (7)$$

송신 신호  $x_j$ 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널을 통과하여 식(8)과 같은 수신신호  $y_j$ 를 얻게 된다.

$$y_j = x_j + n_j \quad (8)$$

이 수신신호를 디인터리빙하여 LDPC 복호기에 통과 시키게 되는데, 이 과정에서 수신 신호는 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, 체크 노드 확률을 구하는 CNU(Check Node Update) 과정, 비트 노드 확률을 구하는 BNU(Bit Node Update) 과정으로 세 단계로 나누어 계산하여 식(9)와 같은 LLR(Log Likelihood Ratio)값을 얻을 수 있다[4].

$$L(d_j) = \sum u_{m,n} \quad (9)$$

여기서  $u_{m,n}$ 은 비트 노드 확률에서 생성된 값으로 m체크 노드에서 n 비트 노드로 입력되는 확률값을 나타낸다. 복호 신호  $L(d_j)$ 에서 입력 비트  $d_j$ 에 대한 확률값이며  $d_j$ 가 1 이면 +값의 확률값을 나타내고 0 이면 - 값을 나타내는 확률값이다. 이 때, LDPC 복호기에서 계산되어진 LLR값  $L(d_j)$ 는 식(7)에서 발생한  $\tau$ 만큼의 간섭량이 존재하는 상태이다. 이를 다시 인터리빙하여 FTN mapper를 통해 remapping하게 되면 식 (1)과 같은 형태를 통해 식 (10)을 얻을 수 있다.

$$\hat{x}_j = \sqrt{E_s} \sum_n L(d_j) h(n - n\tau T), \tau < 1 \quad (10)$$

식(10)은 복호 신호의 LLR값  $L(d_j)$ 에 간섭량이 더해진 형태로,  $\hat{x}_j$ 에서 다시 LDPC 복호기의 LLR값  $L(d_j)$ 를 제거하면 식(11)과 같이 간섭량을 구할 수 있다.

$$y_j = \sqrt{E_s} \sum_n h(n - n\tau T), \tau < 1 \quad (11)$$

구해진 간섭량  $y_j$ 를 식(12)와 같이 수신 신호  $r_j$ 에서 제거하면

$$\hat{r}_j = r_j - y_j \quad (12)$$

간섭량이 제거되어진 신호  $\hat{r}_j$ 를 다시 LDPC 복호함으로써 반복 복호를 하여 성능을 향상시킨다. 그러나 간섭량  $\tau$ 가 어느 정도 이상 높아지면 왜곡된 신호가 LDPC 복호기를 통과하여 나오기 때문에, 이를 가지고 remapping하여 얻어낸 간섭량은 정확하지 않다. 이러한 문제점 때문에 높은  $\tau$ 값에서 성능을 개선시킬 수 있는 방법이 필요하다.

## 2. BCJR 등화기법

BCJR기법을 이용하여 연관정값을 LDPC 복호기에 입력하여 반복구조로 구성된 터보 등화 기법을 사용하는 방식이다<sup>[3]</sup>.

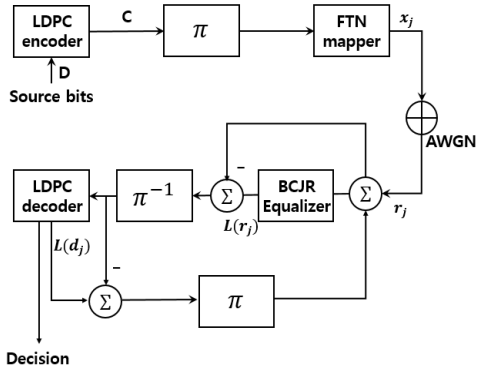


그림 3. BCJR 등화기법 기반의 반복 복호 구조.  
Fig. 3. Structure of iterative decoder based on turbo equalization.

그림 3의 블록도에 따라 LDPC부호화기를 통과하고 인터리빙한 뒤 FTN mapper를 이용하여  $\tau$ 만큼 간섭량을 발생시켜 AWGN(Additive White Gaussian noise) 채널

을 통과한다. 그리고 BCJR 기반의 비터비 등화기를 이용하여 FTN에 의한 간섭량을 보상해주고 디인터리빙한 후에 LDPC 복호기에서 복호한다. 그리고 반복을 통하여 성능을 향상시킨다.

표 1은 각 신호가 전후의 신호에 따라 받는 간섭량을 나타낸 것이다. 본 논문에서 적용하는 필터는 SRRC (Square Root Raised Cosine) 필터로 필터 탭수가 1이고 roll-off 계수가 0.35로 두는데 탭 수가 1이고, 전 후 하나씩의 비트에게만 영향을 받기 때문에 경우의 수는 8가지가 된다.

표 1.  $\tau=20\%$  일 때의 BM 값.

Table 1. BM value for  $\tau=20\%$ .

$S^{t+1} S^t S^{t-1}$	BM
000	-1.390080
001	-1.095634
010	0.801187
011	1.095634
100	-1.095634
101	-0.81187
110	1.095634
111	1.390080

FTN에 의한 ISI만을 포함하는 데이터는 수신 측에서 예측이 가능하다. 그 이유는  $\tau$ 에 따라 표 1에서처럼 ISI로 인해 어느 정도의 값을 가지는지 알 수 있기 때문이다. BCJR 기반의 비터비 등화기는 이 데이터를 이용하여 BM(Branch Metric)을 구하고 BSM(Backward State Metric), FSM(Forward State Metric), 그리고 LLR(Log Likelihood Ratio)을 구하여 ISI를 보상한다<sup>[4]</sup>

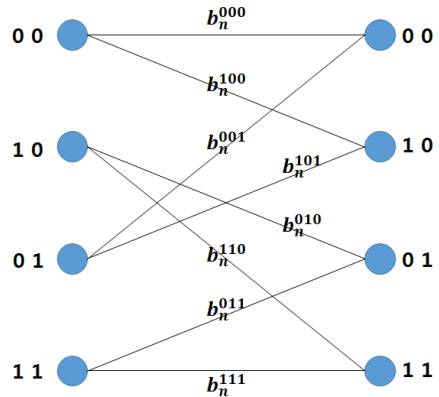


그림 4. 기존 방식의 격자도.  
Fig. 4. Trellis diagram of basic method.

그림 4는 비터비 등화기의 격자도를 나타낸다. 0 0, 1 0, 0 1, 1 1 은 상태를 의미하고 다음 상태의 데이터에 따라 BM이 나뉘게 된다. 예를 들어 현재의 상태가 “00” 일 때 다음 입력이 “0” 이 입력되면 다음 상태는 “00”으로 천이되며, 이에 따른 BM값은  $S^{t+1} S^t S^{t-1}$ 이 “000”인 -1.39가 되며(표1 참조), 이를 그림3에서는  $b_n^{000}$ 으로 표시하였다. 따라서 그림4의  $b_n^{abc}$ 에서 abc는 표1의 좌측  $S^{t+1} S^t S^{t-1}$ 를 나타내며 이의 값은  $S^{t+1} S^t S^{t-1}$  값에 따른 간섭량인 표 1의 우측 값을 나타낸다. BM값  $b_n$ 은  $\tau$ 에 따른 간섭량을 표 1과 같이 저장하여 수신데이터와의 유클리디언 거리에 의해 구해지게 된다.

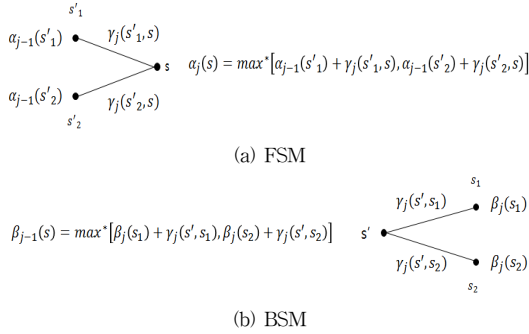


그림 5. 격자 구조와 가지 정보 계산.  
 Fig. 5. Trellis structure and metric calculation.

$\alpha_j^{S^j}$  과  $\beta_j^{S^j}$ 은 각각 j시점에서의 상태  $S^j$ 에 대한 FSM과 BSM의 계산값을 나타내고, 식(13)에 의해 그림5의 (a)와 (b)와 같이 나타낼 수 있다.

$\max^*$ 는 식 (14)으로 정의된다.

$$\max^*(x, y) = \max(x, y) + \log(1 + e^{|x-y|}) \quad (14)$$

그림 5에서  $S_i$ 의  $i$ 는 상태의 수를 나타내며, 본 논문에서는 세 개의 비트를 가지고 격자도를 그리기 때문에  $S_i$ 는 8번째 상태  $S_8$ 까지 존재하게 된다. Fig. 5의 (a)와 (b)의 식을 일반화하면 다음과 같다.

$$\alpha_j(S^j) = \max^*[\alpha_{j-1}(S^j) + \gamma_j(S^{j-1}, S^j)] \quad (15)$$

$$\beta_{j-1}(S^{j-1}) = \max^*[\beta_j(S^j) + \gamma_j(S^{j-1}, S^j)] \quad (16)$$

이에 따라, LLR값을 계산하면 식 (17)과 같이 나타내어진다.

$$L(r_j) = \max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + b_j^{S^{j-1}S^j} + \beta_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) : d_j = 0 \\ - \max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + b_j^{S^{j-1}S^j} + \beta_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) : d_j = 1 \quad (17)$$

$L(d_j)$ 는 식 (9)에서 구한 LDPC 복호기의 LLR값으로, 반복 복호를 하면서 더해지는 외부 입력값이 된다. 이 값은 식 (18)와 같이 일괄적으로 더하여 BM에 업데이트 되어 진다.

$$\hat{b}_j^{S^{j-1}S^j} = b_j^{S^{j-1}S^j} + L(d_j) \quad (18)$$

이렇게 외부 입력값이 더해진 BM을 이용하여 식(17)과 같이 LLR값을 계산하면 다음과 같다.

$$L(r_j) = \max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + \hat{b}_j^{S^{j-1}S^j} + \beta_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) : d_j = 0 \\ - \max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + \hat{b}_j^{S^{j-1}S^j} + \beta_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) : d_j = 1 \quad (19)$$

그림 3의 블록도에 따라 식 (19)에서 구한 LLR값에서 외부 입력 정보를 다시 빼주어 반복 복호한다.

$$\hat{L}(r_j) = L(r_j) - L(d_j) \quad (20)$$

그러나 이러한 방식에서, 3.1절에서 설명 했듯이  $L(d_j)$ 는 입력 비트  $d_j$ 에 대한 확률값이며  $d_j$ 가 1 이면 +값의 확률값을 나타내고 0 이면 - 값을 나타내는 확률값이기 때문에 상태  $S_i$ 가 “0”과 “1”인 경우를 따로 구분하지 않고 복호 신호의 LLR값을 모든 BM값에 업데이트 하는 것은 반복 복호에 따른 BM값의 차이를 크게 하는데 있어 효율적이지 않으므로 반복을 해도 성능이 개선되지 않는다<sup>[3]</sup>.

### 3. LDPC 신호 분리를 이용한 반복 복호 제안

본 논문에서 제안하는 반복 복호 기법은 LDPC 복호기의 LLR값  $L(d_j)$ 가 BCJR 등화기의 BM값에 더해지는 기존 방식과는 다르게  $L(d_j)$ 를 “0” 또는 “1”에 따라 비트를 분리하여 외부 입력값으로 사용한다.

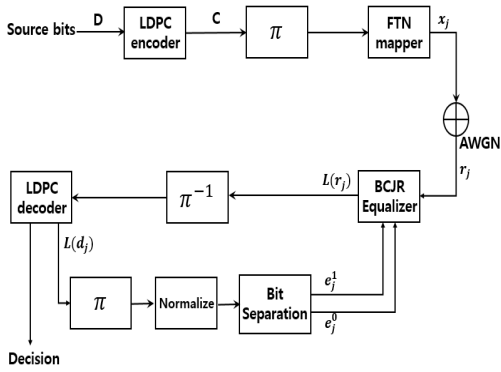


그림 6. LDPC 복호 신호 분리를 이용한 반복 복호 구조.  
Fig. 6. Structure of decoding iteration based on LDPC decoding symbol separation.

“0”의 확률값을  $e_j^0$ , “1”의 확률값을  $e_j^1$ 로 둔다면,  $L(d_j)$ 가 외부 입력값이 0보다 작을 경우,  $e_j^0$ 은  $L(d_j)$ 에서 자기 자신에 절대값을 취하여 빼준 값이고,  $e_j^1$ 은  $L(d_j)$ 에 절대값을 취한 값이다. 반대로,  $L(d_j)$ 가 0보다 클 경우,  $e_j^0$ 은 자기 자신의 값이고,  $e_j^1$ 은  $L(d_j)$ 에 절대값을 취하여 자기 자신에서 빼준 값이다. 이 과정은 다음 식 (21)과 식 (22)와 같이 나타내어진다.

$$e_j^0 = L(d_j) - |L(d_j)|$$

$$e_j^1 = |L(d_j)| \quad (L(d_j) < 0)$$

(21)

$$e_j^0 = L(d_j)$$

$$e_j^1 = L(d_j) - |L(d_j)| \quad (L(d_j) \geq 0)$$

(22)

이 때, 계산되어지는  $L(d_j)$ 는 1과 0에 최대한 가깝게 하기 위하여 자기 자신의 최대값으로 normalize를 취해 둔다. 계산되어진  $e_j^0$ 과  $e_j^1$ 값은 식(17)과 같이 상태  $S_j^i$ 가 “0”과 “1”일 때로 나누어 BSM에 업데이트 시켜준다.

$$\hat{\beta}_j^{S_j^i} = \beta_j^{S_j^i} + e_j^0 \quad : r_j = 0$$

$$\hat{\beta}_j^{S_j^i} = \beta_j^{S_j^i} + e_j^1 \quad : r_j = 1$$

(23)

업데이트 되어진 BSM값  $\hat{\beta}_j^{S_j^i}$  를 이용하여 식 (17)에 따라 다음과 같이  $L(r_j)$ 에 대한 식을 얻을 수 있다.

$$L(r_j) = \max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + \hat{b}_j^{S^{j-1}S^j} + \hat{\beta}_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) : d_j = 0$$

$$- \max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + \hat{b}_j^{S^{j-1}S^j} + \hat{\beta}_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) : d_j = 1$$

(24)

이 때, 0과 1에 대한 각각의  $\max^*$ 값에  $e_j^0$ 과  $e_j^1$ 을 다시 더해준 뒤, 식 (25)와 같이 LLR값을 계산한다.

$$\hat{L}(r_j) = [\max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + \hat{b}_j^{S^{j-1}S^j} + \hat{\beta}_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) + e_j^0] : d_j = 0$$

$$- [\max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + \hat{b}_j^{S^{j-1}S^j} + \hat{\beta}_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) + e_j^1] : d_j = 1$$

(25)

기존 방식에서는 업데이트되는 값이  $L(d_j)$ 로 일괄적인 반면, 제안하는 방식에서는  $e_j^0$ 과  $e_j^1$ 로 업데이트 되어진다. 이를 반복함에 따라 외부 입력값이 상태에 따라 나뉘어 더해지게 되는데, 반복 횟수가 늘어남에 따라 업데이트 하는 오류 보정 값이 원 신호에 가깝게 되어 성능이 향상되게 된다. 다음 IV장에서는 각  $\tau'$ 에 따른 기존 방식과 제안 방식에 따른 성능 비교를 하였다.

#### IV. 실험 및 결과

본 논문에서는 FTN의  $\tau'$ 에 따라 SIC기법과 BCJR 등화기법의 성능을 측정하고, 제안하는 방식인 LDPC 복호 신호의 비트 분리 기법의 성능과 비교한다. 채널 환경은 일반적인 AWGN을 고려하였으며, LDPC 부호화율은 1/2, K=324400 총 데이터량은  $10^5$ 개, 필터는 roll-off factor가 0.35, 탭수가 1인 SRRC 필터를 사용했다. 그림7은 SIC방식, BCJR 등화기법, 제안 방식을  $\tau'$ 에 따라 성능 비교한 것이다.  $\tau'$ 가 10%일 경우, 기존 SIC방식과 제안하는 방식은 성능의 차이가 없고 BCJR등화기법은 0.2dB의 성능 열화를 보인다.

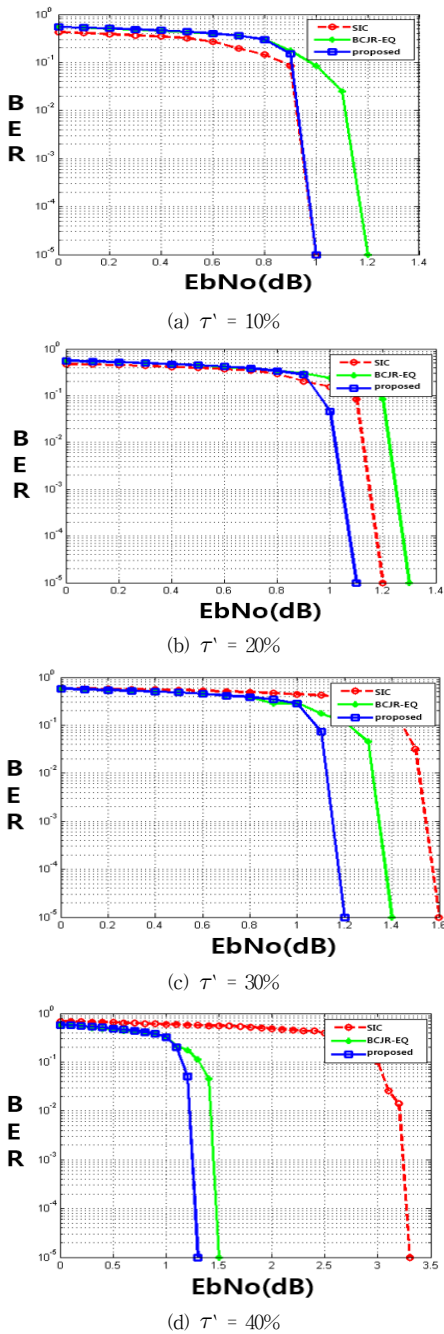


그림 6.  $\tau'$ 에 따른 성능.  
 Fig. 6. Performance according to  $\tau'$

$\tau'=40\%$  이상일 때, 제안하는 방식이 기존 SIC방식과 약 2dB의 큰 성능 차이를 보이며, BCJR등화기법보다 0.2dB 향상됨을 보인다. SIC방식은 간섭량이 많아 질 때, 왜곡된 신호로 LDPC 복호를 하기 때문에 정확한 간섭량

을 구할 수 없어  $\tau'$ 의 증가에 따라 급격한 성능 하락을 보인다. 그리고 제안방식이 BCJR등화기법에 비하여 반복 복호 시에 사용하는 외부 입력값을 원신호에 더 가깝게 업데이트 시키기 때문에 더 효율적임을 알 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 FTN 전송기법에서 ISI를 개선하기 위하여 LDPC복호 신호 분리를 이용하여 BCJR 등화기와 연결한 기법을 적용하였다. 기존의 BCJR 등화기법은 복호 신호를 그대로 BCJR의 입력값에 더한 반면에, 제안 방식은 복호 신호를 0과 1일 때의 확률값으로 나누어 BCJR 입력값에 사용하였다. 그 결과,  $\tau'$ 을 10%부터 40% 까지 시뮬레이션하여 측정된 성능그래프를 비교하였을 때, 제안하는 방식이 기존 방식보다 약 0.2dB 정도 더 우수함을 확인할 수 있었다. 그리고 SIC를 이용한 기존의 방식과 비교하였을 때는 10%에서는 SIC를 이용한 복호 기법과 비슷한 성능을 보였으나 40%까지 간섭량을 증가 하였을 때 제안하는 방식이 더 우수한 성능을 보이는 것을 알 수 있다. SIC방식은 간섭량이 많아 질 때, 왜곡된 신호로 LDPC 복호를 하기 때문에 정확한 간섭량을 구할 수 없어  $\tau'$ 이 증가하면서 BCJR등화기법과 제안 방식에 비하여 급격한 성능 하락을 보인다. 그리고 제안방식이 BCJR등화기법에 비하여 반복 복호 시에 사용하는 외부 입력값을 원신호에 더 가깝게 업데이트 시키기 때문에 더 효율적임을 알 수 있다.

## References

- [1] J. E. Mazo, "Faster than Nyquist signaling" Bell Syst. Tech. J., vol. 54, pp. 1451-1462. Oct. 1975.
- [2] D. Dasalukunte, F. Rusek, and V. Öwall, "An iterative decoder for multicarrier faster - than - Nyquist signaling systems," in Proc. IEEE ICC, pp. 1 - 5. May 2010.
- [3] 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 18.6 1323-1329, 2014

- [4] J. B. Anderson, A. Prija, and F. Rusek, "New reduced state space BCJR algorithms for the ISI channel," in Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory, Seoul, Korea, pp. 889 - 893. June. 2009.
- [5] R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes," IRE trans. inform. theory, vol. 8, no. 1, pp. 21-28, Jan. 1962.
- [6] D. J. C. Mackay and R. M. Neal, "Near Shannon limit performance of low-density parity-check codes," Electron. Lett., vol. 32, no. 18, pp. 1645-1646, Aug. 1996.
- [7] Liveris, Angelos D., and Costas N. Georghiades. "Exploiting faster-than-Nyquist signaling." Communications, IEEE Transactions on 51.9 1502-1511, 2013.
- [8] Jin-Young Kim, "Performance of OFDM Systems with Turbo Code in a Satellite Broadcasting Channel", Journal of the Institute of Internet Broadcasting and Communication, vol. 9, no. 6, pp. 175-185, June 2009

## 저자 소개

### 성 하 현(준회원)



- 2015년 8월 : 한국해양대학교 전파공학파 졸업
- 2015년 9월 ~ 현재 : 한국해양대학교 전파공학과 석사 과정
- <주관심분야 : FTN, 위성통신, 채널 부호화>

### 정 지 원(정회원)



- 1995년 2월 : 성균관대학교 통신공학과 공학박사
- 1991년 ~ 1992년 : LG정보통신 연구소 연구원
- 1995년 ~ 1996년 : 한국통신위성통신연구실 선임연구원
- 1997년 ~ 1998년 : 한국전자통신연구원 위성단 초빙연구원
- 2001년 ~ 2002년 : 캐나다 CRC(Communication Research Center) NSERC Fellowship (국외초청연구원)
- 2005년 ~ 2007년 : 한국마린엔지니어링학회 분과위원장
- 1996년 ~ 현재 : 한국해양대학교 전파공학전공 교수
- <주관심분야 : 위성통신, 채널 부호화 및 모뎀, FPGA설계>

※ "이 논문은 2015년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임"  
 "This research was supported by Basic Science Research Program through the National Research Foundation of Korea(NRF) funded by the Ministry of Education"  
 (NRF-2015R1D1A1A01060931)