



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

위성 및 지상파 방송 시스템에서 효율적인 FTN
복호 방식 연구

A Study on Efficient FTN Decoding Method in Satellite
and Terrestrial Broadcasting System



指導教授 鄭智元

2017年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

成河賢

本 論文을 成河賢의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 金 基 萬 (印)

委 員 : 工學博士 尹 榮 (印)

委 員 : 工學博士 鄭 智 元 (印)



2017年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

成 河 賢

목 차

List of Tables	iii
List of Figures	iv
Abbreviation	vii
Abstract	ix
제 1 장 서론	1
제 2 장 LDPC 부호에서 전송률 향상을 위한 기법	3
2.1 고부화율 LDPC 부호화 기법	3
2.2 LDPC 천공 기법	5
2.3 FTN 기법	7
2.4 전송률 향상을 위한 최적의 기법	10
제 3 장 LDPC와 연결된 FTN 기법에서 효율적인 복호 방법 제안	13
3.1 SIC 기법	13
3.2 BCJR 등화기법	16
3.3 LDPC 신호 분리를 이용한 기법 제안	21
3.4 계산량 감소를 위한 M-BCJR 기법 적용	23
제 4 장 시뮬레이션 결과 및 성능 분석	26
제 5 장 결론	29
참고문헌	31
감사의 글	33

List of Tables

Table 2.1	The length of column and row weight according to rate	4
Table 2.2	The coding rates according to throughput	11
Table 3.1	BM values for $\tau' = 20\%$	18



List of Figures

Figure 2.1	H-matrix expansion for high coding rate	4
Figure 2.2	The performance of high coding rate according to H-matrix	5
Figure 2.3	The block diagram of punctured LDPC system	6
Figure 2.4	The Tanner graph of LDPC decoder	6
Figure 2.5	FTN signal	9
Figure 2.6	Processing for FTN signalling	10
Figure 2.7	The performance for τ' and coding rate	12
Figure 3.1	Structure of iterative decoder based on SIC method	13
Figure 3.2	Structure of iterative decoder based on turbo equalization	16
Figure 3.3	Trellis diagram of basic method	17
Figure 3.4	Trellis structure and metric calculation	19
Figure 3.5	Structure of decoding iteration based on LDPC decoding symbol separation	21
Figure 3.6	Process of trellis calculation based on M-BCJR (M=2)	23
Figure 3.7	Performance of M-BCJR algorithm according to M	25
Figure 4.1	Bit error performance according to τ'	26

A Study on Efficient FTN Decoding Method in Satellite and Terrestrial Broadcasting System

Sung, Ha Hyun

Department of Radio Communication Engineering
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University



Abstract

In next generation satellite broadcasting system, requirement of high throughput efficiency has been increasing continuously. To increase throughput efficiency and improve bit error performance, FTN (Faster Than Nyquist) method and LDPC codes are employed in new satellite standard, DVB-S3 (Digital Video Broadcasting - Satellite - Third Generation) system.

This thesis considered three kinds of methods for increase throughput efficiency. Firstly, as conventional one, high coding rate parity matrix in LDPC encoder is considered. Secondly, punctured coding scheme which delete the coding symbol according to appropriate rules is considered. Lastly, FTN method which transmit faster than Nyquist rate is considered. Among of three kinds of methods, FTN method is most efficient in aspect to performance while maintain same throughput efficiency.

Therefore this thesis focus on FTN method to improve performance and throughput efficiency. In FTN method, it obtain successful performance improve

by minimizing ISI (Inter Symbol Interference). To minimize interference, we analyze conventional FTN signal decoding method and propose a decoding scheme to have optimal bit error performance. There are two methods to improve performance of conventional FTN scheme. First, it is the SIC (Successive Interference Canceller) method that removes the FTN interference by obtaining it from subtracting the LDPC decoded bit stream at the receiving end. Decoded signals through remapping them using the FTN mapper and again subtracting interference from the received signal. It is hard to get the accurate amount of interference at the stage of remapping. Second, when a signal has much interference, BCJR (Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv) equalization method, which removes the interference firstly and then passes through the LDPC decoder demonstrates a better performance. However, it has a disadvantage that, with iterative decoding using the conventional BCJR equalization scheme, its performance does not improve significantly due to inefficient iteration, applying the same extrinsic input that is applied as the input value for equalization to the LDPC decoding signal.

In this thesis, to improve the efficiency of the iterative decoding scheme of conventional FTN decoding, it propose a scheme, which separates the LDPC decoding signals and applies them as extrinsic input, and investigate the performance of the iterative decoding scheme proposed in this paper by comparing it with the conventional scheme in a simulation according to the increase of the throughput. Using these results, the proposed scheme that it updates extrinsic input value closer to the raw signal is more efficient than two conventional schemes.

KEY WORDS: High throughput; Faster than Nyquist signalling; LDPC Codes; BCJR algorithm; Turbo Equalizer; Channel coding;

제 1 장 서 론

차세대 위성 방송/통신 및 5G 기반의 이동통신은 한정된 대역폭에서 전송률에 대한 요구가 지속적으로 증가하고 있다. 이에 전송률을 높이기 위한 여러 방안들이 연구되어지고 있다. 위성 방송의 경우 서비스의 연속성이 보장되고 효율적으로 채널을 사용할 수 있는 초고화질 방송 서비스를 전국 단위로 제공하기 위한 1 Gbps 이상의 차세대 위성 방송 및 초고속 위성 방송 전송 기술 확보를 위한 기반 기술 개발이 시급한 실정이다. 따라서 고 전송효율을 갖는 초고속 위성 방송 전송을 위해 고차원 변·복조 및 채널 부·복호화의 고속화 등 전송기술 고도화를 위한 연구를 유럽에서 수행 중에 있으며, 국내에서도 고 전송률을 위한 각 모듈의 고속화에 대한 관심이 집중되고 있다. 고전송률을 만족시키기 위해서 변·복조기에서의 다차 변조 방식을 적용시키지만 이는 무선 통신 소자의 비선형성으로 인하여 성능이 열화되며, 채널 부·복호기의 핵심 알고리즘인 LDPC(Low Density Parity Check) 부호의 고속화에 연구에 초점이 맞추어져 있으나 이는 목표로 하는 고전송률에 한계를 갖고 있다[1]. 또한, 전송률과 성능의 향상은 서로 trade-off 관계이므로 두 가지를 모두 충족시키는 것은 많은 어려움이 있다. 그러므로 성능을 최대한 유지하며 전송률을 증가시킬 수 있는 방식들을 연구하는 것이 가장 중요하다.

이에 현 시점에서 새로운 위성 방송 표준안의 필요성이 대두되고 있으며, 이는 DVB-S3라는 표준안의 활발한 개발을 요구하고 있다. 이러한 가운데 고전송률을 위한 방법으로 LDPC 부호기에서 고부화율의 패리티 행렬을 이용하는 방법[1], LDPC 복호기를 이용한 천공 기법으로 고부화율을 적용시키는 방법과 주파수 대역에서 주어지는 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하여 전송률을 향상시키는 FTN(Faster Than Nyquist) 방식을 이용한 방안들이 대두되고 있다 [3][4][5]. 이에 본 논문에서는 시뮬레이션을 통하여 위 세 가지 방법을 비교하

여 전송률을 향상시키는 최적의 방식이 FTN 기법임을 보였다.

그리고 FTN 기법 적용으로 인한 인접 심볼간 간섭 발생을 대처하는 복호 기법이 연구되고 있다. FTN 전송기법에서 ISI(Inter-Symbol Interference)를 제거하여 성능을 향상시키는 방법은 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 첫째, 수신단에서 LDPC 복호된 신호 비트열을 다시 송신단에서 사용한 FTN mapper를 이용하여 간섭량을 첨가한 후, 복호 신호에서 빼줌으로써 간섭량을 알아내어 수신신호에서 제거하는 SIC(Successive Interference Cancellation) 방식이 있다[6][7]. 두 번째는 LDPC 부호와 연결한 비터비 등화기의 격자도에서 BCJR 기법을 적용하여 ISI를 보상하는 BCJR(Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv) 등화기법이다[8]. 첫 번째 방법은 높은 간섭량에서 왜곡되어 있는 신호로 LDPC 복호를 하기 때문에 FTN mapping을 다시 하는 과정에서 정확한 간섭량을 얻기가 어렵다. 이 때문에 송신 신호의 간섭량이 큰 상황에서는 간섭량을 미리 제거하고 LDPC 복호기를 통과하는 BCJR 등화기법이 우수한 성능을 가진다. 그러나 기존의 BCJR 등화기법에서 반복 복호를 함에 있어서, BCJR 등화기로 입력되는 외부 입력 값이 구분 없이 일괄적으로 처리되기 때문에 반복 복호를 해도 성능이 크게 개선되지 않는다. 이에 본 논문에서는 LDPC 복호기에서 출력된 외부 입력 값을 '0' 과 '1' 에 따라 구분하여 BCJR 등화기에 입력하는 신호 분리를 이용한 기법을 제안한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 첫째, LDPC에서 고부호화율을 위한 H-matrix 기법과 평처링 부호, FTN 적용으로 전송률을 높이는 방법을 설명하고 전송률 비교를 통한 최적의 기법을 2장에서 설명한다. 둘째, 3장에서는 FTN 적용으로 인하여 발생한 ISI를 보상하기 위해 SIC기법, BCJR 등화기법과 본 논문에서 제안하는 BCJR 등화기법의 비트 분리를 통한 반복 기법을 설명한다. 또한 계산량 감소를 위하여 적용하는 M-BCJR을 설명하였다. 마지막으로 3장에서 설명한 FTN 복호 기법들에 대하여 시뮬레이션을 통한 성능을 4장에서 비교 분석한다. 그리고 5장에서 결론으로 끝을 맺는다.

제 2 장 LDPC 부호에서 전송률 향상을 위한 기법

초고속 정보통신망에서 위성통신의 역할은 중요하다. 그리고 Ka 대역 위성 통신에서 강우감쇠에 의한 서비스 품질 열화, 신뢰도 약화에 대처하기 위한 기술적 방안이 요구되어 졌다. 이에 강력한 오류 정정 능력을 지닌 부호화 방식이 논의되어졌고 유럽식 위성 방송 표준안인 DVB-S2에서 샤논 채널 용량 한계에 근접한 LDPC 부호 방식이 표준안 방식으로 채택되었다. LDPC 부호는 터보 부호에 비해 복호화의 복잡도가 낮을 뿐 아니라 좋은 거리 특성으로 오류 마루 현상이 나타나지 않고, 병렬 처리로 고속 처리가 가능한 장점이 있다. 차세대 위성 통신에서 고전송률의 통신 기법이 요구되고 있고, 이에 LDPC 기법에서 고부호화율을 생성하여 전송하는 기법이 있다.

LDPC 기법에서 다양한 부호화율을 생성할 수 있는 방법은 크게 3가지로 나누어진다. 첫 번째 방법은 부호화 과정에서 쓰이는 패리티 검사 행렬(H-matrix)을 원하는 부호화율에 맞추어 제약 조건에 맞게 생성하는 방식이다[1]. 두 번째 방법은 복호화 과정에서 생성된 check node를 이용하여 적절한 순위의 bit node를 천공시켜 부호화율을 조정할 수 있는 punctured LDPC 방식이다[2]. 세 번째 방안으로 기존의 LDPC 부호에 FTN 전송 기법을 적용하는 방법이 있다 [3][4][5]. 최근에는 전송률을 높이기 위하여 FTN 전송 기법을 이용하는 방안들이 대두되고 있다[9]. 이에 본 장에서는 LDPC 기법에서 고전송률을 위해 고부호화율을 생성하여 전송하는 기법과 FTN 신호처리를 이용한 기법에 대하여 설명하고, 전송률 향상을 위한 최적의 기법을 제시한다.

2.1 고부호화율 LDPC 기법

고부호화율 생성을 위해 우선 부호화 과정에서 접근하는 방식이 있다[1]. LDPC 부호화 과정에서 쓰이는 패리티 검사 행렬 내부에 다양한 부호화율을 가

지는 행렬을 포함할 수 있게 설계한다. 패리티 검사 행렬(H-Matrix)를 이용한 방법은 부호화율을 증가시킬 때마다 다음 Fig. 2.1과 같이 행렬의 column 과 row 길이를 늘려 조건에 맞춰주어 비트를 부호화를 하게 된다.

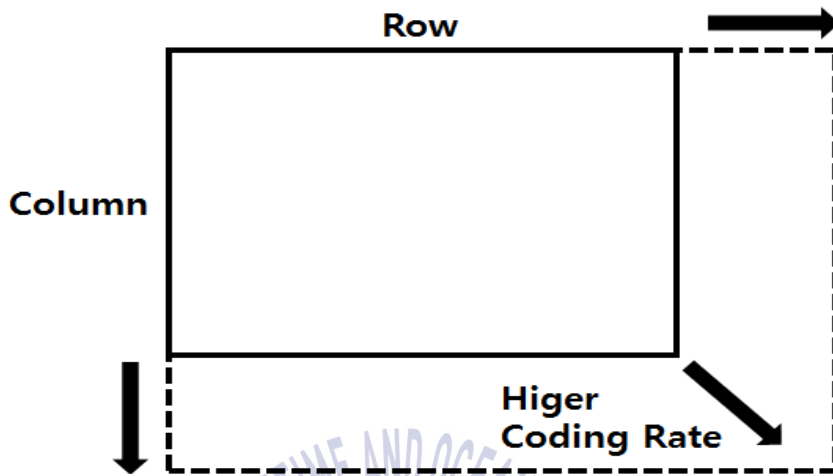


Fig. 2.1 H-matrix expansion for high coding rate

부호화 하고자 하는 비트의 길이를 K 라고 한다면, column과 row의 길이는 각각 부호화 되어진 비트의 수 N 과 패리티 비트의 수 M 을 의미한다. 이 때, H-matrix의 row weight는 bit node에서 check node를 연결하는 edge 수를 의미하고 column weight는 check node에서 bit node를 연결하는 edge 수를 의미한다. 이 값들은 부호화율 $1/2$, $2/3$, $3/4$ 에 따라서 서로 다른 길이를 갖게 되고 Table 2.1과 같이 나타내어진다.

Table 2.1 The length of column and row weight according to coding rate

부호화율	N	K	Maximum Column Weight	Maximum Row Weight
1/2	64800	32400	8	7
2/3	64800	43200	13	10
3/4	64800	48600	12	14

각 부호화율에 따른 오류율(bit error rate, BER) 성능은 부호화율이 증가할수록 더 열화하며, 이 성능은 다음 Fig. 2.2와 같이 나타난다. 부호화율이 1/2인 일반적인 LDPC 부호에서는 약 0.8 dB의 성능을 보이고, 부호화율이 2/3, 3/4일 때에는 각각 3 dB, 4 dB의 성능을 보이고 있다.

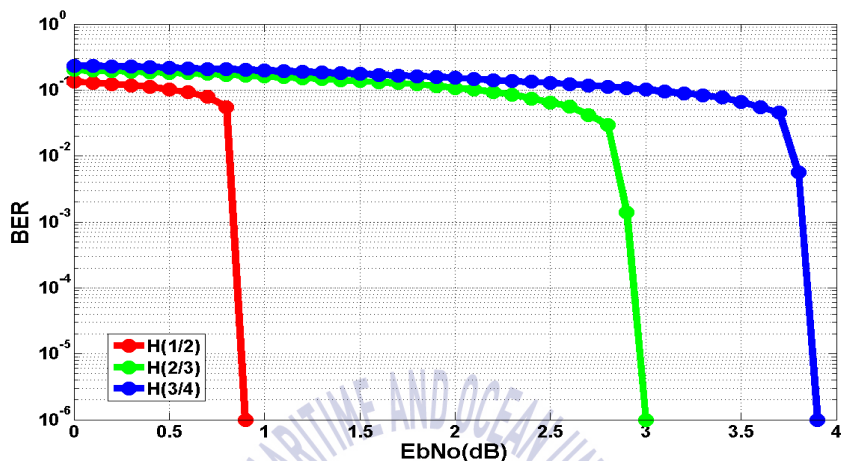


Fig. 2.2 The performance of high coding rate according to H-matrix

BER 성능 측면에서 이 방식은 각 부호화율에 따라 큰 성능 열화를 갖지 않기 때문에 기존 방식에서 많이 쓰였다. 그러나 서로 다른 부호화율을 적용할 때 이에 적당한 H-matrix를 적용해야 한다는 단점이 있어, 부호화율에 따른 메모리 구성이 복잡할 수 있다.

2.2 LDPC 천공 기법

고 부호화율을 사용함에 있어 추가적인 복잡도를 늘리지 않는 방법으로 bit node를 우선순위에 따라 천공시키는 방법이 있다[2]. 이 방법은 2.1장에서 H-matrix를 이용한 방법과는 달리 원하는 비트열 만큼 puncturing함으로써 부호화율을 조정함에 있어 제한적이지 않다는 장점이 있다. 그러나 이 puncturing 할 비트열을 선정함에 따라 BER 성능이 크게 달라지므로 puncturing 위치를 찾기 위한 우선 순위 선정이 중요하다. 이 우선 순위는 LDPC 복호기를 이용하여 BNU(Bit Node Update), CNU(Check Node Update) 과정에서 정해지게 되며, 이를 위해 Fig. 2.3와 같이 비트열을 송신하기 전에 미리 복호기를 사용한다.

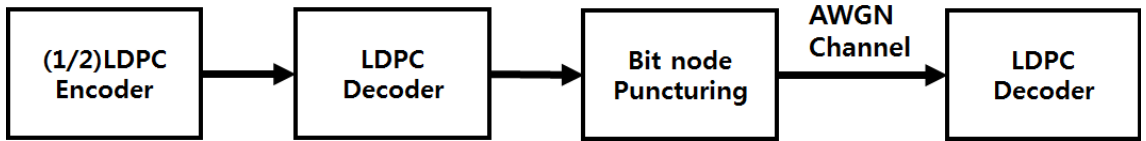


Fig. 2.3 The block diagram of punctured LDPC system

LDPC 복호기에서 체크 노드 확률 값을 구하는 CNU와 비트 노드 확률 값을 구하는 BNU의 과정을 Tanner graph로 나타내면 Fig. 2.4와 같다[1].

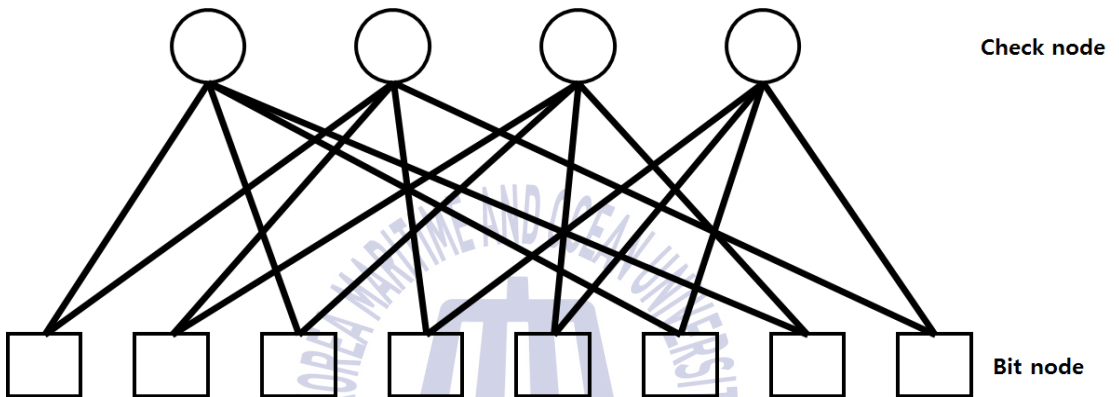


Fig 2.4 The Tanner graph of LDPC decoder

Bit node 중에서 puncturing할 위치를 선정하게 되는데, 이 때 check node에 따라 기준이 정해지게 된다. Puncturing 위치 기준을 정하는 단계는 다음과 같다.

단계 1. puncturing할 비트 수 결정

-원하는 부호화율에 따라 puncturing할 비트 수를 결정한다. 이때 결정되는 비트 수는 1/2로 부호화 되어진 비트의 수를 넘지 않는다.

단계 2. 각 check node에 카운트 설정

-각 check node에 일정한 숫자의 카운트를 설정한다. 이때 카운트의 수는 패리티 비트의 수로 초기화한다.

단계 3. 가장 큰 카운트를 가진 check node 선택

-앞부분에 있는 check node를 우선순위로 하여 단계 1~6을 카운트가 0이 될 때까지 반복하며 가장 큰 카운트를 가진 check node부터 선택한다. 선택된 check node의 카운트에 -1을 더한다.

단계 4. 선택된 check node에 연결되어있는 bit node 중 가장 작은 node degree를 가진 bit node 선택

단계 5. 선택된 bit node에 연결된 check node 중 작은 node degree를 가지는 check node 선택

단계 6. 그 check node에 연결된 node degree가 최소가 되는 bit node를 puncturing 위치로 결정한다.

-puncturing 위치로 결정되어진 비트를 0으로 puncturing한다. 그리고 단계 1에서 결정한 puncturing 비트수가 될 때까지 단계 1~6을 반복한다.

위와 같은 과정으로 결정된 천공 위치에 따라 전송 비트열을 puncturing하여 전송한다. 채널 통과 후, 수신 데이터는 LDPC 복호기에서 bit node의 초기값을 0으로 두고 BNU, CNU 과정을 반복하여 복호한다

2.3 FTN 기법

FTN 전송 방법은 주파수 대역에 의해 주어지는 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하는 방법이다. 예를 들어 어느 정해진 시간동안 Nyquist 속도에 따라 전송하면 10000개의 데이터를 전송한다고 했을 때, FTN 방식을 사용하여 50%로 축소하면 동일한 시간동안 20000개의 데이터를 전송할 수 있어 전송률이 2배로 증가할 수 있다. 그로 인해 필연적으로 ISI가 발생하게 된다.

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

여기서 a_n 은 n 시점에서 부호화된 비트열을 나타내며, E_s 는 심볼 에너지, $h(t-n\tau T)$ 는 저대역 필터 응답을 나타낸다. τ 는 FTN 적용으로 인한 Nyquist 속도 보다 얼마나 빠르게 보내는 지에 대한 간섭 시점을 나타낸다. 예를 들어 τ 가 1일 때는 기존의 Nyquist 속도와 동일하게 전송하는 것을 의미하며, 이의 간섭비율은 0%이다. 간섭비율 τ' 은 식 (2)와 같이 나타 낼 수 있다.

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

간섭비율은 다르게 정의하면 τ' 만큼 전송률이 향상 되었음을 의미한다. 주기 T 에 할당된 샘플수 N_s 에서 간섭되는 샘플수 τN_s 와 간섭비율 τ' 의 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 오류 정정 부호화 방식을 적용하여 보상할 수 있으나 한계가 있다.

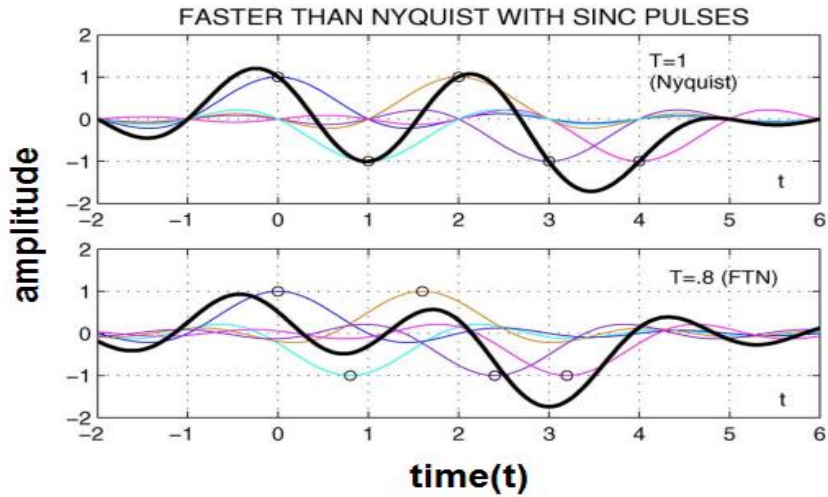


Fig 2.5 FTN signal

Fig. 2.5는 SRRC 필터에 송신 데이터를 통과한 후의 샘플 수에 따라 발생하는 파형을 나타낸 것이다. $\tau=1$ 인 경우에는 Nyquist 속도에 따라 전송되므로 각 데이터 결정 시점에서 파형 간 직교성을 가지고 있으므로 ISI가 생기지 않는 것을 알 수 있다. 그러나 $\tau=0.8$ 인 경우에는 FTN 으로 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.

2.4 전송률 향상을 위한 최적의 기법

본 논문에서는 전송률 향상을 위한 최적의 기법을 찾기 위해 LDPC 부호 방식에서 앞서 방식들을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석하였다.

고부화율을 위하여 패리티 검사 행렬을 이용한 방법과 puncturing 기법을 이용한 방법, FTN 기법을 이용하여 전송률을 높이는 방법을 동일한 전송률 상에서 비교하였다. 전송률과 부호화율의 관계는 다음과 같은 과정으로 알 수 있다.

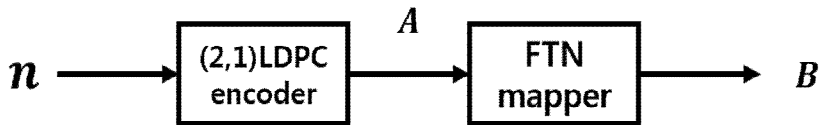


Fig. 2.6 Processing for FTN signalling

송신단에서 n 개의 비트가 입력될 때, 부호화율 1/2인 LDPC 부호기를 통과한 비트열의 개수는 다음과 같다.

$$A = 2n \tag{5}$$

$2n$ 개의 비트열 A 가 FTN mapper에서 τ' 만큼의 전송률이 향상되었다면 이 향상된 만큼의 비트열 개수는 식(6)과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned} B &= 2n - 2n \frac{\tau'}{100} \\ &= 2n \left(1 - \frac{\tau'}{100} \right) \end{aligned} \tag{6}$$

이와 같이 FTN 기법을 통해 전송률이 향상되었을 때, 부호화율 R 과 간섭 비율 τ' 의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

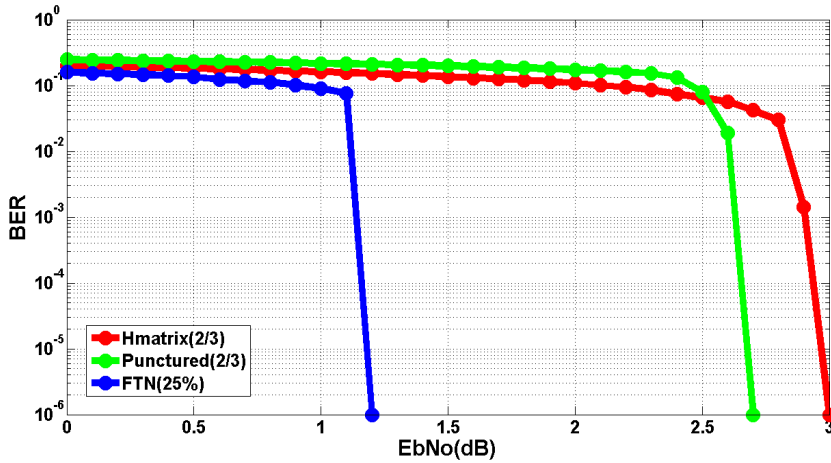
$$R = n/B = \frac{n}{2n(1 - \frac{\tau'}{100})} = \frac{50}{100 - \tau'} \quad (7)$$

시뮬레이션은 전송률이 25%, 33%일 때에 세 가지 방법을 시행하여 비교하였으며, 각 전송률에 따른 부호화율은 다음과 같다.

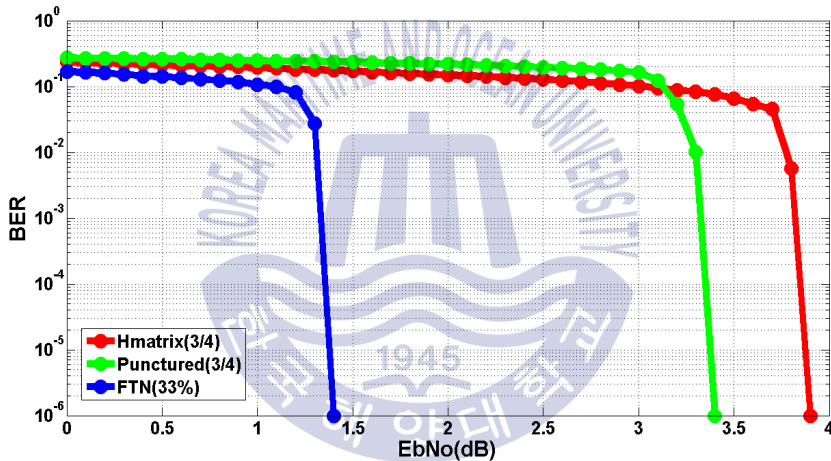
Table 2.2 The coding rates according to throughput

FTN기법에서의 간섭 비율	LDPC의 부호화율
0%	1/2
25%	2/3
33.33%	3/4

FTN 전송방식으로 인하여 발생하는 간섭량은 수신단에서 BCJR 등화기법을 이용하여 복호하는 방식을 사용하였고, Fig. 2.7은 각각의 동일한 전송률에 따라 BER 성능을 비교한 결과이다. 전송률이 25%일 때 FTN 전송방식에서는 약 1.3 dB의 성능을 보이고 있으며 이는 H-matrix와 puncturing 기법을 사용하여 부호화율이 2/3일 때와 각각 1.3 dB, 1.7 dB의 성능 차이를 보이고 있다. 또한, 전송률이 약 33%일 때에는 FTN 전송방식에서 약 1.4 dB의 성능을 보이며 나머지 두 기법의 부호화율이 3/4일 때와 각각 2 dB, 2.5 dB의 성능 차이가 보인다.



(a) $\tau' = 25\%$



(b) $\tau' = 33\%$

Fig. 2.7 The performance for τ' and coding rate

부호화 방식에서 고부호화율을 통해 전송률을 조정할 수 있는 패리티 검사 행렬을 사용한 방식보다 송신 비트 puncturing 기법이 더 나은 성능을 보이고 있지만, FTN 기법이 가장 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

본 논문에서는 전송률을 향상시키기 위한 최적의 기법으로써 FTN 전송기법을 사용할 것이며, 3장에서는 이에 따라 발생하는 간섭량을 최소한으로 제거하면서 최대한의 BER 성능을 얻을 수 있는 복호 방식을 제안할 것이다.

제 3 장 LDPC와 연접된 FTN 기법에서 효율적인 복호 방법 제안

기존의 방식에서는 LDPC 부복호화 방식을 적용하고 있으나 이는 FTN 기법의 적용으로 인한 ISI를 해결하기에 어려움이 있다. 따라서 차세대 DVB-S3에서는 기존의 DVB-S2에서 사용하는 LDPC 부호와 2장에서 설명한 FTN 기법을 결합하여 전송률을 향상시키면서 최대한의 BER 성능을 얻기 위한 여러 복호 방식을 시도하고 있다. 일반적으로 SIC 방식을 이용하여 간섭량을 직접 구하는 복호 방법과[6][7] LDPC 복호기와 연접한 BCJR 등화기법이 시도되어지고 있다 [8]. 그러나 이 두 방식으로 반복 복호를 할 경우, BER 성능의 저하를 초래한다. 본 장에서는 SIC 기법과 BCJR 등화기법에 대하여 설명하고, 두 방식보다 BER 성능을 높이기 위하여 LDPC 복호 신호 분리를 이용한 반복 복호 기법을 제안한다.

3.1 SIC 기법

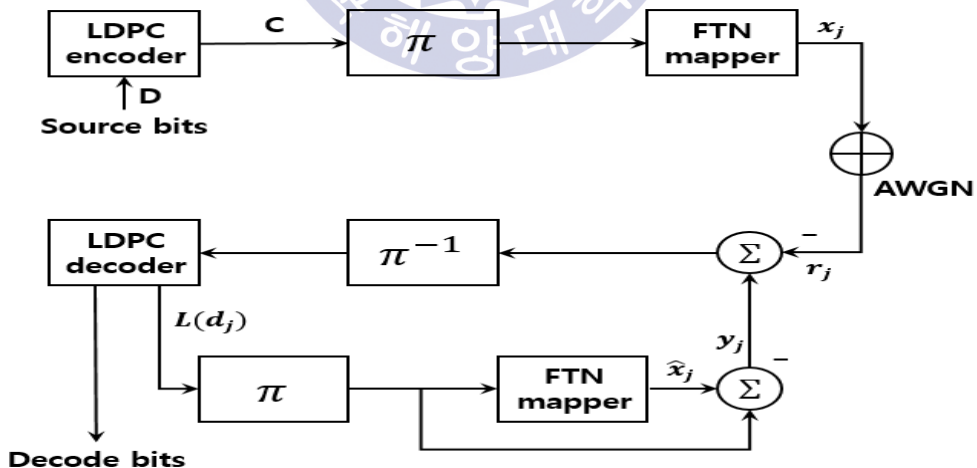


Fig 3.1 Structure of iterative decoder based on SIC method

전송하고자 하는 원 신호 비트열 D 는 식(8)와 같이 나타낼 수 있다.

$$D = \{d_1, d_2, \dots, d_k\} \quad (8)$$

전송하고자 하는 원 신호 비트열은 K 의 크기를 가지고, N 은 부호화 된 비트의 길이를 나타낸다. 먼저 LDPC 채널 부호화기(N, K)를 통하여 부호화되어지게 되는데, 부호화 되어진 비트열 C 는 다음 식 (9)와 같다.

$$C = \{c_1, c_2, \dots, c_N\} \quad (9)$$

비트열 C 는 인터리버에서 재배열된 뒤에 FTN mapper를 통하여 전송률이 향상되고 간섭량이 첨가된 송신 신호 x_j 를 생성한다. 이 때, x_j 는 τ 만큼 간섭량이 발생하여 식(10)과 같게 된다.

$$x_j(t) = \sqrt{E_s} \sum_n c_j(n) h(t - n\tau T), \tau < 1 \quad (j = 1, \dots, N) \quad (10)$$

송신 신호 x_j 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널을 통과하여 식 (11)와 같은 잡음이 첨가 되어진 수신신호 y_j 를 얻게 된다.

$$y_j = x_j + n_j \quad (11)$$

이 수신신호를 디인터리빙하여 LDPC 복호기에 통과시키게 되는데, 이 과정에서 수신 신호는 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, 체크 노드 확률을 구하는 CNU 과정, 비트 노드 확률을 구하는 BNU 과정으로 세 단계로 나누어 계산하여 식(12)와 같은 LLR(Log-Likelihood Ratio)값을 얻을 수 있다.

$$L(d_j) = \sum u_{m,n} \quad (12)$$

여기서 $u_{m,n}$ 은 비트 노드 확률에서 생성된 값으로 m번째 체크 노드에서 n번째 비트 노드로 입력되어지는 확률값을 나타낸다. 복호 신호 $L(d_j)$ 는 입력 비트 d_j 에 대한 확률값이며 d_j 가 1일 때의 확률값 $L(d_j)$ 는 0보다 큰 양수로 계산되어지고 d_j 가 0일 때의 확률값 $L(d_j)$ 는 0보다 작은 음수로 계산되어 얻어진다. 이 때, LDPC 복호기에서 마지막으로 계산되어진 LLR값 $L(d_j)$ 는 식(10)에서 발생한 τ 만큼의 간섭량이 존재하는 상태이다. 이 간섭량을 구하기 위하여 SIC 기법이 적용되어진다. $L(d_j)$ 는 다시 인터리버에서 재배열되어진 후, FTN mapper를 통해 다시 mapping 되어 지게 되는데 이 과정에서 식(1)와 같은 형태를 통해 식(13)을 얻을 수 있다.

$$\hat{x}_j = \sqrt{E_s} \sum_n L(d_j) h(n - n\tau T), \tau < 1 \quad (13)$$

식(13)은 복호 신호의 LLR값 $L(d_j)$ 에 간섭량이 더해진 형태로, \hat{x}_j 에서 다시 LDPC 복호기의 LLR값인 $L(d_j)$ 를 제거하면 식 (14)와 같이 간섭량을 구할 수 있다.

$$y_j = \sqrt{E_s} \sum_n h(n - n\tau T), \tau < 1 \quad (14)$$

구해진 간섭량 y_j 를 식(15)와 같은 과정으로 수신 신호 r_j 에서 제거하면

$$\hat{r}_j = r_j - y_j \quad (15)$$

간섭량이 제거되어진 신호 \hat{r}_j 를 다시 LDPC 복호기에 입력시켜줌으로써 반복 복호를 하여 성능을 향상시킨다. 그러나 전송률을 계속하여 증가시키면서 간섭

량이 어느 정도 이상 높아지면 LDPC 복호기를 통과하는 수신신호의 왜곡 정도가 심하기 때문에, 이를 가지고 SIC 기법을 사용하여 얻어낸 간섭량은 정확하지 않다. 이러한 문제점 때문에 높은 τ 값, 즉 높은 전송률에서 성능을 개선시킬 수 있는 방법이 필요하다.

3.2 BCJR 등화기법

BCJR 기법을 이용하여 연판정값을 LDPC 복호기에 입력하여 반복 구조로 구성된 터보 등화 기법을 사용하는 방식이다.

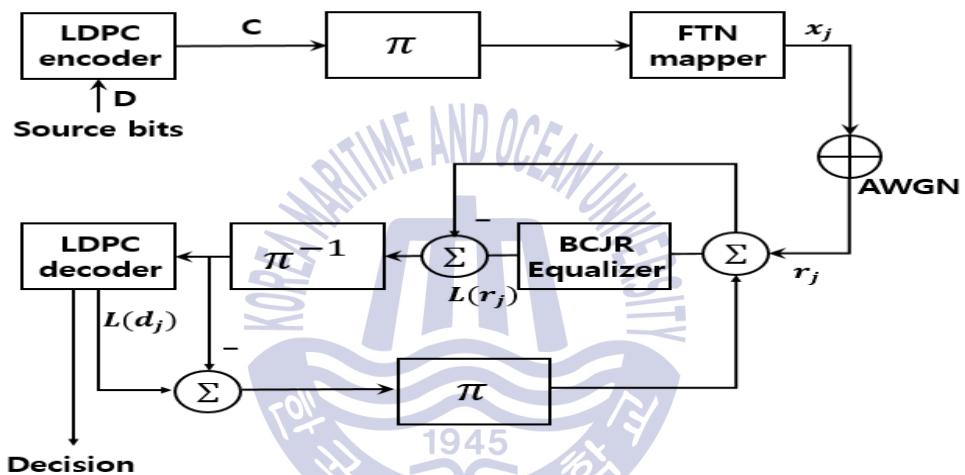


Fig. 3.2 Structure of iterative decoder based on turbo equalization

Fig. 3.2의 블록도에 따라 LDPC 부호화기를 통과하고 인터리버에서 재배열한 뒤 FTN mapper를 이용하여 τ 만큼 간섭량을 발생시켜 AWGN 채널을 통과한다. 그리고 BCJR 기반의 비터비 등화기를 이용하여 FTN에 의한 간섭량을 보상해주고 디인터리빙한 후에 LDPC 복호기에서 신호를 복호한다. 그리고 LDPC 복호기의 LLR값을 다시 인터리빙하여 BCJR 등화기에 입력시켜줌으로써 반복 복호하여 성능을 향상시킨다.

Table 3.1은 FTN 전송 기법을 적용하였을 때, 각 신호가 전후의 신호에 따라 받는 간섭량을 나타낸 것이다. 본 논문에서는 SRRC(Square Root Raised Cosine) 필터를 사용하고 필터 탭수를 1로 두고 roll-off 계수를 0.35로 두는데 탭 수가

1이고, 전후 하나씩의 비트에게만 영향을 받기 때문에 경우의 수는 8가지가 된다.

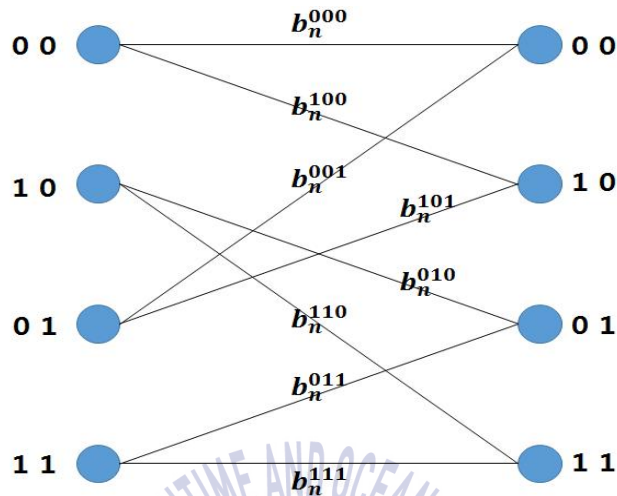


Fig. 3.3 Trellis diagram of basic method

Fig. 3.3은 비터비 등화기의 격자도를 나타낸 그림이며 0 0, 1 0, 0 1, 1 1 은 상태를 의미하고 다음 상태의 데이터에 따라 BM이 나뉘게 된다. 예를 들어 현재의 상태가 ‘00’ 으로 천이되며, 이에 따른 BM값은 $S^{t+1}S^tS^{t-1}$ 이 ‘000’ 인 -1.390080이 되며, 이를 Fig. 3.3에서는 b_n^{000} 으로 표시하였다. 따라서 Fig. 3.3의 b_n^{abc} 에서 abc는 Table 3.1의 좌측 $S^{t+1}S^tS^{t-1}$ 를 나타내며 이의 값은 $S^{t+1}S^tS^{t-1}$ 값에 따른 간섭량인 Table 3.1의 우측 값을 나타낸다. BM값 b_n 은 τ 에 따른 간섭량을 Table 3.1과 같이 저장하여 수신 데이터와의 유클리디언 거리에 의해 구해지게 된다.

Table 3.1 BM values for $\tau' = 20\%$

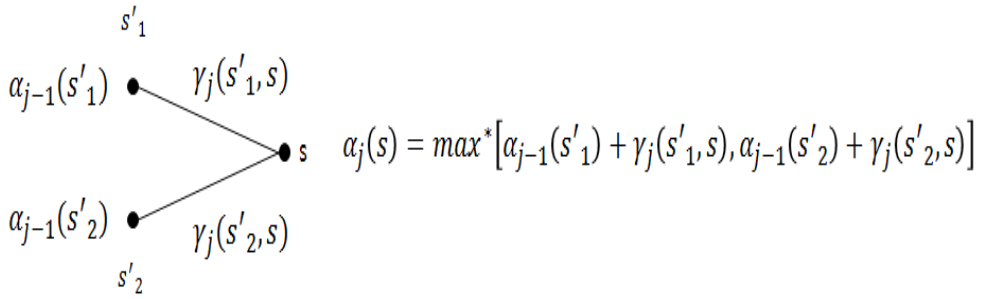
$S^{t+1}S^tS^{t-1}$	$b_n^{S^{t+1}S^tS^{t-1}}$
000	-1.390080
001	-1.095634
010	0.801187
011	1.095634
100	-1.095634
101	-1.081187
110	1.095634
111	1.390080

FTN에 의한 ISI만을 포함하는 데이터는 수신 측에서 예측이 가능하다. 그 이유는 τ 에 따라 Table 3.1에서처럼 ISI로 인해 어느 정도 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)의 과정을 거친다. 그리고 LLR값을 구하여 ISI를 보상한다.

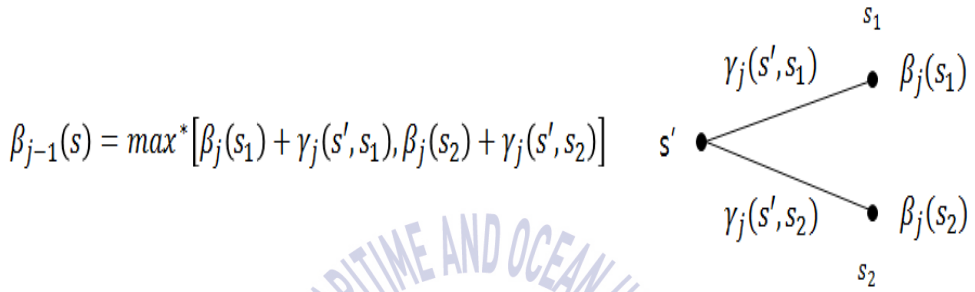
Fig. 3.4의 $\alpha_j^{S^j}$ 과 $\beta_j^{S^j}$ 은 각각 j 시점에서의 상태 S^j 에 대한 FSM과 BSM의 계산 값을 나타내고 $\gamma_j^{S^j}$ 는 BM값에 대한 계산을 나타내며, Fig. 3.4의 (a)와 (b)와 같이 나타낼 수 있다. \max^* 는 식 (16)으로 정의된다.

$$\max^*(x, y) = \max(x, y) + \log(1 + e^{|x-y|}) \quad (16)$$

Fig. 3.4에서 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.



(a) FSM



(b) BSM

Fig. 3.4 Trellis structure and metric calculation

Fig. 3.4의 (a)와 (b)의 식을 일반화하면 다음과 같다.

$$\alpha_j(S^j) = \max^* [\alpha_{j-1}(S^j) + \gamma_j(S^{j-1}, S^j)] \quad (17)$$

$$\beta_{j-1}(S^{j-1}) = \max^* [\beta_j(S^j) + \gamma_j(S^{j-1}, S^j)] \quad (18)$$

이에 따라, LLR값을 계산하면 식 (19)과 같이 나타내어진다.

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

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

식 (19)에서 구한 $L(r_j)$ 는 BCJR 등화기의 LLR 출력값을 구한 것으로 이 값이 LDPC 복호기의 입력값으로 들어가게 된다.

$L(d_j)$ 는 식 (12)에서 구한 LDPC 복호기의 LLR값으로, 반복 복호를 하면서 더해지는 외부 입력값이 된다. 이 값은 식 (20)와 같이 일괄적으로 더하여 BM에 업데이트 되어 진다.

$$\hat{b}_j^{S^{j-1}S^j} = b_j^{S^{j-1}S^j} + L(d_j) \quad (20)$$

이렇게 외부 입력값이 더해진 BM을 이용하여 식(19)과 같이 LLR값을 계산하면 다음과 같다.

$$L(r_j) = \max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + \hat{b}_j^{S^{j-1}S^j} + \beta_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) : d_j = 0 \quad (21)$$

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

Fig. 3.2의 블록도에 따라 식 (21)에서 구한 LLR값에서 외부 입력 정보를 다시 빼주어 반복 복호한다.

$$\hat{L}(r_j) = L(r_j) - L(d_j) \quad (22)$$

그러나 이러한 방식에서, 3.1절에서 설명 했듯이 $L(d_j)$ 는 입력 비트 d_j 에 대한 확률 값이며 d_j 가 1 이면 +값의 확률 값을 나타내고 0 이면 - 값을 나타내는 확률 값이기 때문에 상태 S_i 가 “0” 과 “1” 인 경우를 따로 구분하지 않고 복호 신호의 LLR값을 모든 BM값에 업데이트하는 것은 반복 복호에 따른 BM값의 차이를 크게 하는데 있어 효율적이지 않으므로 반복을 해도 성능이 개선되지 않는다.

3.3 LDPC 신호 분리를 이용한 기법 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.

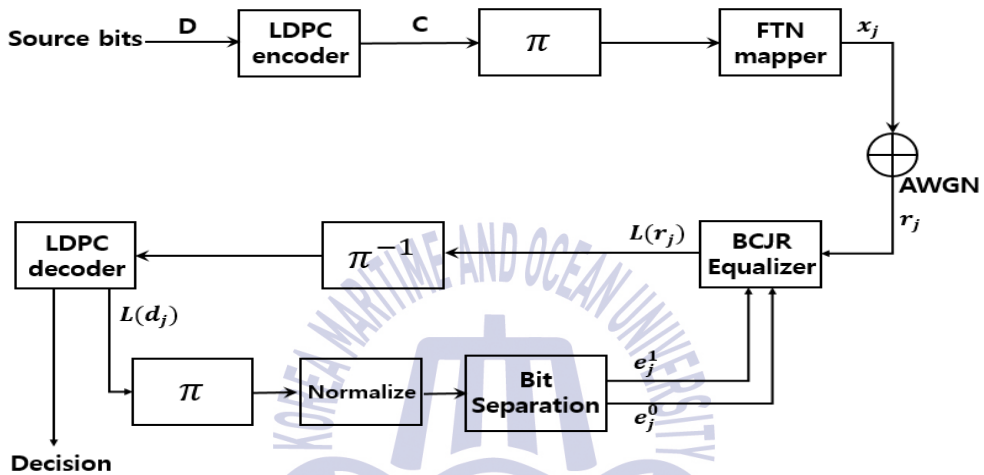


Fig. 3.5. Structure of decoding iteration based on LDPC decoding symbol separation

“0”의 확률 값을 e_j^0 , “1”의 확률 값을 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 (23)과 식 (24)와 같이 나타내어진다

$$e_j^0 = L(d_j) - |L(d_j)| \quad (23)$$

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

$$e_j^0 = L(d_j) \quad (24)$$

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

이 때, 계산되어지는 $L(d_j)$ 는 1과 0에 최대한 가깝게 하기 위하여 자기 자신의 최대값으로 나눠 normalize를 취한다.

계산되어진 e_j^0 과 e_j^1 값은 식(19)과 같이 상태 S_j 가 “0” 과 “1” 일 때로 나누어 BSM에 업데이트 시켜준다.

$$\hat{\beta}_j^{S_j} = \beta_j^{S_j} + e_j^0 \quad : r_j = 0 \quad (25)$$

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

업데이트 되어진 BSM값 $\hat{\beta}_j^{S_j}$ 를 이용하여 식 (19)에 따라 다음과 같이 $L(r_j)$ 에 대한 식을 얻을 수 있다.

$$L(r_j) = \max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + b_j^{S^{j-1}S^j} + \hat{\beta}_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) : d_j = 0 \quad (26)$$

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

이 때, 0과 1에 대한 각각의 max*값에 e_j^0 과 e_j^1 을 다시 더해준 뒤, 식 (27)와 같이 LLR값을 계산한다.

$$\hat{L}(r_j) = [\max^*[\alpha_{j-1}^{S^{j-1}} + b_j^{S^{j-1}S^j} + \hat{\beta}_j^{S^j}](S^{j-1}, S^j) + e_j^0] : d_j = 0 \quad (27)$$

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

기존 방식에서는 업데이트되는 값이 $L(d_j)$ 로 일괄적인 반면, 제안하는 방식

에서는 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 향상된다.

3.4 계산량 감소를 위한 M-BCJR 기법 적용

FTN 전송기법으로 인하여 발생하는 ISI를 보상하기 위해 BCJR 등화기법을 사용하기로 하였다. 하지만 변조 차수를 크게 하여 간섭을 일으키는 심볼의 수가 많아질 경우, 격자도의 상태수가 많아져 구현 복잡도가 크게 되는 단점이 있다. 이에 BCJR 등화기법의 구현 복잡도를 감소시키기 위하여 상태수를 줄여 복잡도를 낮게 하는 M-BCJR 기법을 이용한다[11].

M-BCJR은 Fig. 3.6과 같이 MAP 알고리즘의 격자도에서 상태수를 감소시켜 복호를 수행하는 기법이다. 각 트렐리스 단계마다 M개의 가장 높은 metric값의 상태 노드만을 이용하며 그 외의 나머지는 제거한다. 다시 말해, FSM값 $\alpha(Y_1^{t-1})$ 와 BSM값 $\beta(Y_{t+1}^N)$ 에서 M개의 가장 큰 값들을 남겨두고 나머지는 0으로 소거함으로써 그 이상의 path propagation을 방지한다.

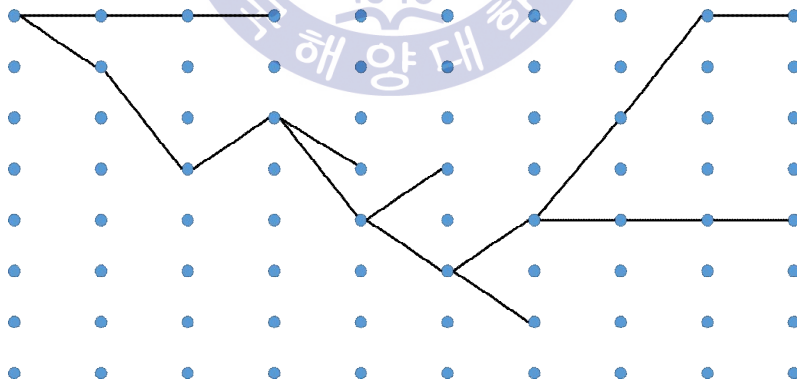


Fig. 3.6. Process of trellis calculation based on M-BCJR (M=2)

M-BCJR 알고리즘에서, α_t 를 생성하기 위한 α_{t-1} 의 FSM 과정은 식 (28)과 같으며, α_{t-1} 값 중 M개의 가장 큰 값들만을 사용하고 나머지는 제거하거나 0으로 지정한다. 그리고 이와 같은 방법을 식 (29)와 같은 BSM 과정에서도 β_t 값 중 M개의 가장 큰 값들만을 사용함으로써 적용할 수 있다.

$$\alpha_t = \alpha_{t-1}\Gamma_t \quad (28)$$

$$\beta_t = \Gamma_{t+1}\beta_{t+1} \quad (29)$$

$$\lambda_t(i) = \alpha_t(i)\beta_t(i) \quad (30)$$

$$\Pr\{S_{t-1} = i; S_t = j; Y_1 \dots Y_L\} = \alpha_{t-1}(i)\Gamma_t(i, j)\beta_t(j) \quad (31)$$

그러나 LLR값을 계산하는 과정에서 식 (30)과 (31)가 α 와 β 로 구성되어 있기 때문에, FSM 과정에서 M개의 선택되어진 값들에 대한 위치에서만 BSM과정을 수행하는 것도 크게 상관없으며 계산과정이 더 간단하다.

그러나 이러한 접근 방식은 FSM과정을 수행할 때 올바른 node 선택이 되어야만 오류 확률을 줄일 수 있다. 낮은 에너지를 가지는 채널 환경에서 알고리즘의 성능 감소가 낮게 이루어진다.

1) 식 (28)에서 α 를 α_{n-1} 가 0이 아닌 M개의 값으로부터 계산한다. 여기에는 +1과 -1에 대응하는 각 M이 있다; 2M개의 Γ 값이 계산되어진다.(이 때, α 는 n=0로 시작한다.)

2) 트렐리스 상에서 +1과 -1에 대한 path가 다음 stage에서 합병되어지고, 이 합병된 결과값에서 제거할 값을 찾아서 제거한다.

3) 남은 path들의 가장 큰 M을 찾아내고, 이를 다음 β 계산 과정으로 저장하

여 넘긴다.

BSM: β 에서 $n=L$ 로 시작, $n=L, L-1, \dots$:

4) 위의 1)~3) 과정을 반복하여 β 를 계산한다. 이때, α 과정에서 저장된 것과 상태가 겹쳐져야만 한다.(β 는 총 데이터길이가 L 일 때 $n=L$ 로 시작한다.)

5) LLR값을 계산한다. 만약 L_{+1} 혹은 L_{-1} 이 비어있는 값이라면, 이 값은 $\pm\epsilon$ 으로 각각 대체한다. 이 $\pm\epsilon$ 값은 사전에 선택한 임계값이다.

4)에서 M 이 FSM과 BSM에서 반드시 같을 필요는 없으나, M 이 다를 때 충분하지 않은 성능이 나오는 것을 확인할 수 있다.

Fig. 3.7은 M 에 따른 BER 성능을 나타낸 그래프로, memory-4인 코드를 사용하였다. M -BCJR의 성능은 남아있는 path의 수에 따라 달라지며, M 이 8인 full BCJR에서 가장 좋은 성능을 나타낸다. 이 때, path를 모두 사용한 $M=8$ 일 때의 BCJR의 복잡도 $c=1$ 이라 둔다면 $M=6$, $M=4$ 일 때의 복잡도는 각각 $c=0.75$, $c=0.5$ 라고 할 수 있다.

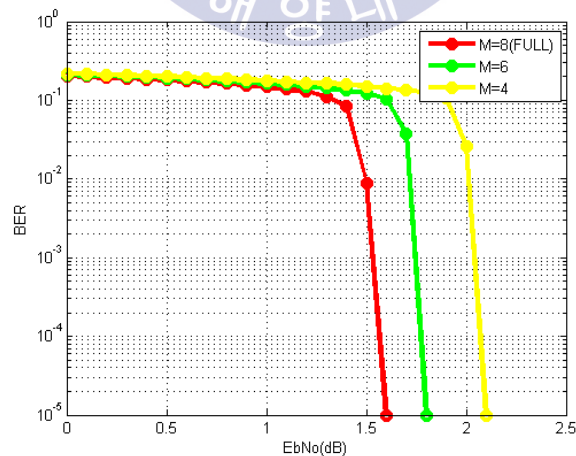
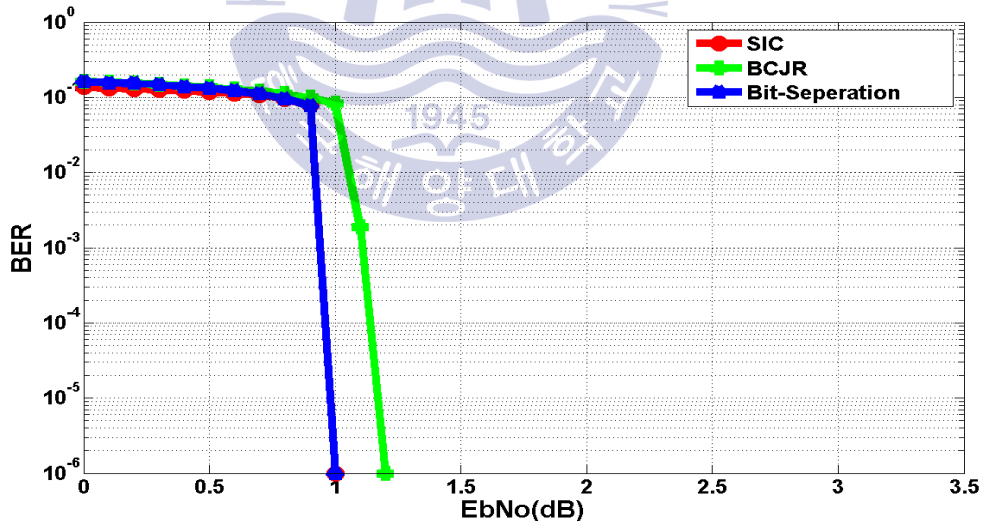


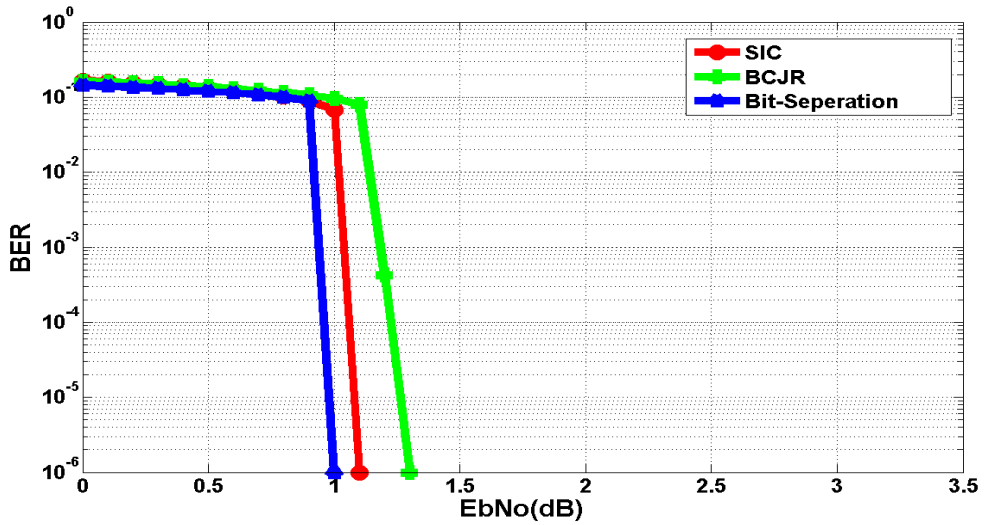
Fig. 3.7. Performance of M-BCJR algorithm according to M

제 4 장 시뮬레이션 결과 및 성능 분석

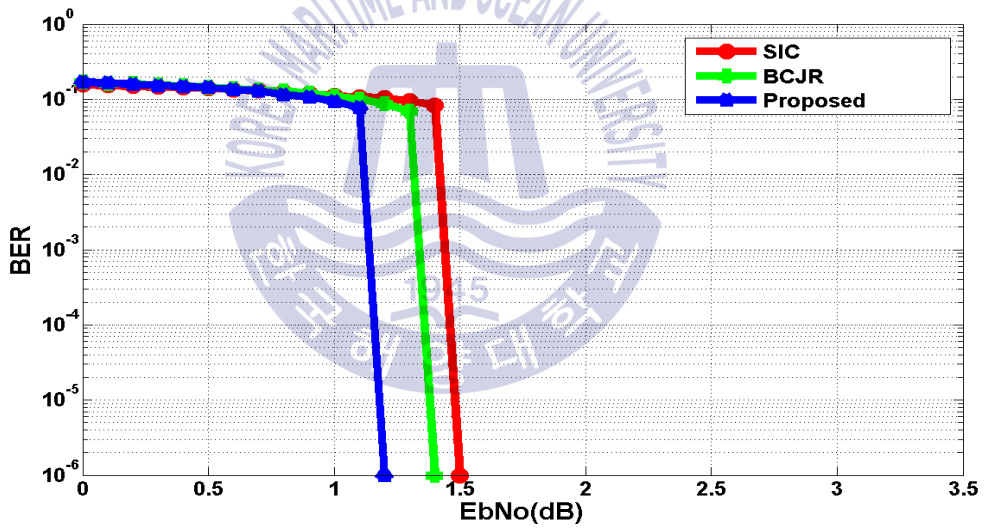
본 논문에서는 FTN의 τ' 에 따라 SIC기법과 BCJR 등화기법의 성능을 측정하고, 제안하는 방식인 LDPC 복호 신호의 비트 분리 기법의 성능과 비교한다. 채널 환경은 일반적인 AWGN(Additive White Gaussian Noise)을 고려하였으며, LDPC 부호화율은 1/2, 총 데이터량은 K=324000개, 필터는 roll-off factor가 0.35, 탭수가 1인 SRRC 필터를 사용했다. 반복수는 inner iteration(LDPC) 60회, outer iteration은 5회로 고정하였다. 파라미터에 의한 Fig. 3.1의 방식(SIC 방식)과 Fig. 3.2의 방식(기존의 BCJR 등화기법) Fig. 3.5의 방식(제안하는 방식)의 τ' 에 따른 성능을 비교한 것은 다음과 같다.



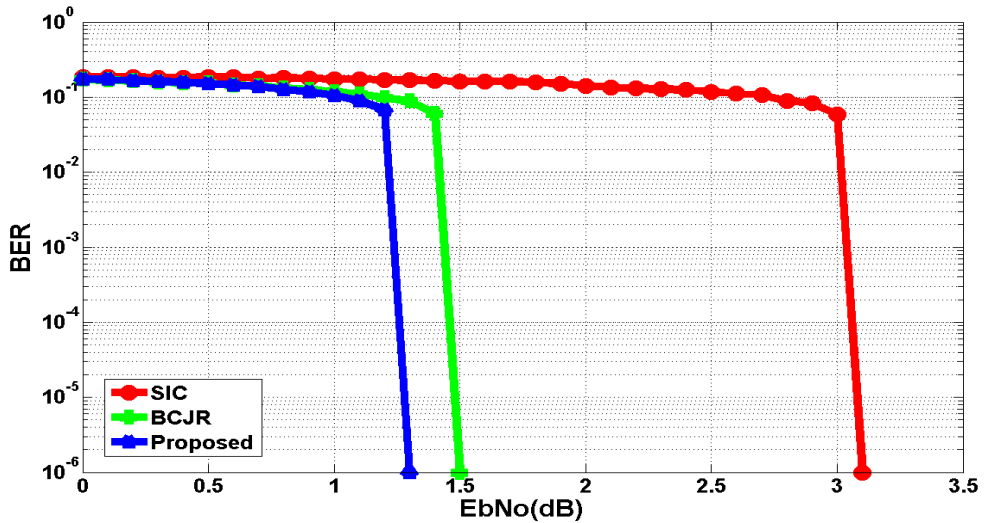
(a) $\tau' = 10\%$



(b) $\tau' = 20\%$



(c) $\tau' = 30\%$



(d) $\tau' = 40\%$

Fig. 4.1. Bit error performance according to τ'

Fig. 4.1을 보면, τ' 가 10%일 경우, 즉 τ' 이 낮은 경우에는 기존 SIC방식과 제안하는 방식은 성능의 차이가 없고 BCJR 등화기법은 0.2 dB의 성능 열화를 보인다. 그리고 τ' 이 커질수록 제안하는 방식의 성능이 나머지 두 방식보다 성능이 향상됨을 알 수 있다. 특히 $\tau' = 40\%$ 이상일 때, 제안하는 방식이 기존 SIC 방식과 약 2 dB의 큰 성능 차이를 보이며, BCJR 등화기법보다 0.2 dB 향상됨을 보인다. SIC방식은 간섭량이 많아 질 때, 왜곡된 신호로 LDPC 복호를 하기 때문에 정확한 간섭량을 구할 수 없어 τ' 의 증가에 따라 급격한 성능 하락을 보인다. 그리고 제안방식이 BCJR 등화기법에 비하여 반복 복호 시에 사용하는 외부 입력값을 원신호에 더 가깝게 갱신시키기 때문에 더 효율적임을 알 수 있다.

제 5 장 결론

위성 및 방송 통신에서 데이터의 고전송률에 대한 요구는 계속 늘어나고 있는 반면, 대역폭이 한정되어 있어 효율적으로 전송률을 높이기 위한 여러 방안들이 연구되어지고 있다. 따라서 DVB-S2에서 고 전송효율을 갖는 위성 방송 전송을 위해 LDPC 채널 부·복호화의 고속화 등 전송기술 고도화를 위한 연구에 대한 관심이 집중되고 있다. 그러나 이러한 복호 속도를 개선시켜 전송률을 높이는 방안은 목표로 하는 고전송률에 한계를 갖고 있다. 또한, 전송률과 성능의 향상은 서로 trade-off 관계이므로 두 가지를 모두 충족시키는 것은 많은 어려움이 있다. 그러므로 성능을 최대한 유지하며 전송률을 증가시킬 수 있는 방식들을 연구하는 것이 가장 중요하다. 이에 현 시점에서 새로운 위성 방송 표준안의 필요성이 대두되고 있으며, 이는 DVB-S3라는 표준안의 활발한 개발을 요구하고 있다. 이러한 가운데 DVB-S3에서는 고전송률을 위해 LDPC 복호 속도 개선, 고부화율, 고차 변조방식을 적용시켜 전송률을 높이는 방안 보다는 주파수 대역에서 주어지는 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하여 전송률을 향상시키는 FTN 방식을 이용한 방안들이 대두되고 있다. 그리고 FTN 기법 적용으로 인한 인접 심볼간 간섭 발생을 대처하는 복호 기법이 연구되고 있다.

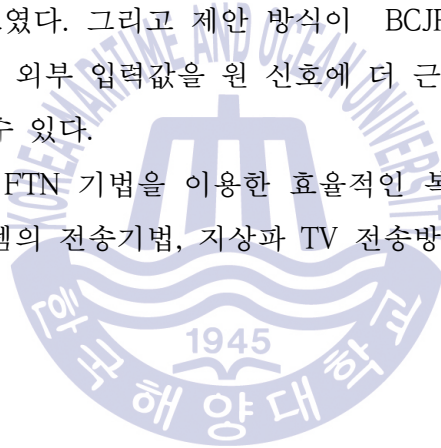
본 논문에서는 FTN 전송기법에서 ISI를 개선하기 위하여 LDPC복호 신호 분리를 이용하여 BCJR 등화기와 연결한 기법을 적용하였다. 기존의 BCJR 등화기법은 복호 신호를 그대로 BCJR의 입력값에 더한 반면에, 제안 방식은 복호 신호를 0과 1일 때의 확률값으로 나누어 BCJR 입력값에 사용하였다. 또한 변조차수를 크게 하여 전송할 때, 격자도에서 상태수가 많아지면서 계산량이 많아져 복잡도가 증가하는 것을 방지하기 위해 복호 확률이 높은 path만을 지정하여 BCJR 복호를 하는 M-BCJR 기법을 적용하였다.

제안 방식에서의 성능 향상을 비교하기 위해 기존의 FTN 신호 복호 방법으

로써 2가지 방법을 선정하였다. 수신단에서 FTN mapper를 통해 간섭량을 추정하여 수신 신호에서 제거하는 SIC 방식과 BCJR 등화기를 연접하여 외부 입력값을 일괄적으로 BCJR 입력값에 더하는 기존의 BCJR 등화기법을 제안하는 방식과 비교 분석하였다.

그 결과, τ' 을 10%부터 40%까지 시뮬레이션하여 측정한 성능 그래프를 비교하였을 때, 제안하는 방식이 기존 방식보다 약 0.2 dB 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 증가하였을 때 제안하는 방식이 더 우수한 성능을 보이는 것을 알 수 있었다. SIC방식은 간섭량이 많아질 때, 왜곡된 신호로 LDPC 복호를 하기 때문에 정확한 간섭량을 구할 수 없어 τ' 이 증가하면서 BCJR 등화기법과 제안 방식에 비하여 급격한 성능 하락을 보였다. 그리고 제안 방식이 BCJR 등화기법에 비하여 반복 복호 시에 사용하는 외부 입력값을 원 신호에 더 근접하게 갱신시키기 때문에 더 효율적임을 알 수 있다.

본 논문에서 제시한 FTN 기법을 이용한 효율적인 복호방식은 향후 DVB-S3 기반의 위성방송 시스템의 전송기법, 지상파 TV 전송방식으로 널리 유용하리라 사료된다.



참고문헌

- [1] R. G. Gallager, “Low-density parity-check codes.” IRE transactions on Information Theory, vol. 8, no. 1, pp. 21-28, Jan. 1962.
- [2] Jaewon Kang, “Efficient puncturing method of LDPC Code for Rate compatible punctured code.” Yonsei University, master’s thesis, pp. 1-42. 2005.
- [3] J. E. Mazo, “Faster than Nyquist signaling.” Bell System Technical Journal, vol. 54, no. 8, pp. 1451-1462. Oct. 1975.
- [4] A. D. Liveris, “Exploiting Faster-Than-Nyquist Signalling.” IEEE Transactions On Communication, vol. 51, no. 9, Sep. 2003.
- [5] F. Rusek and J. B. Anderson, “Multistream Faster than Nyquist Signaling.” IEEE Transactions On Communication, vol. 57, no. 5, pp. 1329-1340, May. 2009.
- [6] Donghoon Kang and Wangrok Oh, “Joint Demodulation and Decoding System for FTN.” Journal of The Institute of Electronics and Information Engineers, vol. 52, no. 1, pp. 17-23. Jan. 2015.
- [7] Donghoon Kang, Haeun Kim, Joungil Yun, Hyungsoo Lim, and Wangrok Oh, “Faster Than Nyquist Transmission with Multiple Channel Codes.” The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences, vol. 41, no. 02, pp. 157-162, Feb. 2016.
- [8] 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, June 2014.

- [9] D. Ampeliotis and K. Berberidis, "A Low Complexity Turbo Equalizer," Springer-Verlag, vol. 3746, pp. 765-775, 2005.
- [10] D. J. C. Mackay and R. M. Neal, "Near Shannon limit performance of low-density parity-check codes," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 18, pp. 1645-1646, Aug. 1996.
- [11] J. B. Anderson, A. Prija, and F. Rusek, "New reduced state space BCJR algorithms for the ISI channel," in *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, Seoul, Korea, pp. 889-893, June 2009.
- [12] Hahyun Sung and Jiwon 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, Apr. 2016.
- [13] Xiaohu Liang, Aijun Liu, Xiaofei Pan and Feng Chen, "Method for carrier frequency-offset estimation of faster-than-Nyquist signaling," *The Institution of Engineering and Technology*, vol. 51, no. 25, pp. 2151-2153, Dec. 2015.
- [14] Jaepil Chung and Injae Kim, "Performance Analysis of Turbo Equalizer in Fading Channel," *Korean Institute Of Information Technology*, vol. 10, no. 1, pp. 91-96, Jan. 2012.
- [15] H. H. Manoukian and B. Honary, "BCJR trellis construction for binary linear block codes," *Institute Of Electrical Engineers*, vol. 144, no. 6, pp. 367-371, Dec. 1997.

감사의 글

먼저, 부족한 제가 석사 학위를 무사히 마칠 수 있게 항상 격려해주시고 믿어주신 아버지, 어머니께 그리고 동생 하현, 절친한 친구인 현철, 경준에게 진심으로 감사드립니다.

때론 꾸지람으로 때론 격려로 지난 2년 동안의 학업을 지도해 주신 정지원 교수님께 깊이 감사드립니다. 그리고 논문이 나오기까지 아낌없는 조언을 해주신 김기만 교수님, 윤영 교수님께도 깊은 감사의 말씀을 드립니다. 또한 짧은 기간 많은 가르침을 주신 전파공학과와 여러 교수님들께도 깊이 감사드립니다.

그리고 2년 동안 대학원 생활을 즐겁게 보낼 수 있게 그리고 많은 추억을 함께하고 많은 학문의 가르침을 주신 위성통신설계 연구실의 백창욱 형님, 권해찬 형님, 김태훈 형님, 건웅, 태석, 정현, 희수에게 깊은 감사의 마음을 전합니다. 후배들을 위해 항상 조언을 아끼지 않아 주시던 졸업하신 여러 선배님들께도 감사의 마음을 전합니다. 앞으로도 위성통신설계 연구실의 무궁한 발전을 기원합니다.

대학과 대학원 생활동안 큰 도움을 주신 한국해양대학교 전파공학과 10학번, 09학번 친구들에게 감사를 드립니다.

마지막으로 어린 시절부터 항상 힘이 되어준 대성고등학교 친구들에게도 깊은 감사를 드립니다.

이 모든 이들에게 언제나 행복이 가득하길 기원합니다.