

工學碩士 學位論文

멀티레벨 변조방식에서 LDPC
복호 알고리즘

LDPC Decoding Algorithm for Multi-level Modulation
Scheme

指導教授 鄭智元

2005年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

朴 相 珍

本 論文을 李泰佶의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 金 基 萬

委 員 : 工學博士 趙 炯 來

委 員 : 工學博士 鄭 智 元



2003年 12月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

朴 相 珍

차 례

Abstract	ii
Nomenclature	iii
제 1 장 서 론	1
제 2 장 DVB-S2 기반 LDPC 부복호 알고리즘	3
2.1 DVB-S2 기반 부호화 과정	3
2.2 DVB-S2 기반 LDPC 복호 알고리즘	9
2.3 QPSK 변조방식에서 성능분석	13
제 3 장 8PSK와 결합한 LDPC 복호 알고리즘	14
3.1 Euclidian 거리를 이용한 복호방식	15
3.2 Sector를 이용하는 복호방식	17
3.3 인터리버 설정에 따른 성능분석	21
3.4 BC mode에서 8PSK용 LDPC부호 성능분석	24
제 4 장 결 론	30
참고문헌	32

ABSTRACT

Concatenate coding schemes are considered as being the best solution for powerful protection of digital information against nonlinear and fading noise. However, the performance of concatenate coding scheme is away from Shannon's limit. The emergence of the turbo codes and iteration decoding algorithms for them has changed our view of the Shannon capacity, the capacity has become a practical benchmark for a coding system not only for power limited channels but also for bandwidth channels. The low density parity check(LDPC) codes have different characteristics compared with the turbo codes. The LDPC codes have better block error performance than that of the turbo codes. This is because the minimum distance of an LDPC code increases proportionally to the code length with high probability. Such a property is desirable for high-speed data transmission which requires very low frame error probability.

For LDPC decoding, received symbols are splitted bit by bit based using the received in-phase and quadrature components. The method of bit-splitting is affected on decoding performance because its method depend on distance over symbol constellation. This thesis proposes the bit split method using the sector information with sacrifice a little performance loss compared to Euclidean distance method. Futhermore DVB-S2 Digital Video Broadcasting specification supports

BC(Backward Compactible) mode which using the hierarchical modulation method, this thesis also analyze the decoding performance according to deviation angle of 8PSK constellation for various LDPC coding rates.

Nomenclature

d	: Euclidean distance
f_n	: n번째 수신데이터와 채널 추정 L_c 를 곱한 신호
$H_{(N-K) \times N}$: Parity check matrix
k_{ldpc}	: 데이터 비트 크기
L_c	: σ 에 따른 채널 신뢰도 값
LLR	: n번째 bit node에서의 수신 데이터의 합
n_{ldpc}	: 부호화 비트 크기
$P_{M-address}$: M번째 패리티 비트 주소
r_n	: received vector r 의 특정위치 n 에 위치한 원소
r_x	: I채널에 수신된 값
r_y	: Q채널에 수신된 값
$w_{k \rightarrow n_i}$: n 개의 row weight를 가진다고 가정할 때. 각각의 체크노드로 들어오는 비트확률
$v_{n \rightarrow k_i}$: 비트노드에 연결된 n 개의 확률
σ	: 채널 잡음의 표준편차

제 1 장 서 론

고화질의 방송 서비스나 초고속 멀티미디어 방송, 데이터 방송, 인터넷 접속을 포함한 다양한 형태의 서비스 제공을 요구하고 있어 이를 수용할 수 있는 광대역 방송 서비스를 위해서 위성의 주파수 대역은 Ka대역으로 높아지고 있다. 멀티미디어와 고품질 디지털 TV와 같은 디지털 통신 기술의 진보는 점점 더 대중화 되어가고 있으며 광대역 통신과 함께 신뢰성 높은 전송채널이 요구되는 반면 효율적인 대역폭 사용이 요구된다. 따라서 강우 감쇠에 능동적으로 대처하기 위한 적응형 부호화 변조 방식 중심으로 활발히 연구되고 있다[1]. 그러나 Ka 대역에서의 위성방송 서비스, 강우감쇠, 비선형성 등에 의한 신호 품질 저하는 매우 심각한 문제로 신호 손실을 효율적으로 보상하여 방송 서비스를 지속적으로 제공할 수 있는 전송 기술 개발이 필요하다. 신뢰성이 낮은 광대역 위성방송 채널에서 다채널 및 고품질의 서비스를 제공하기 위해서는 채널 상태에 대한 강력한 오류 제어 방식을 사용해야 한다. 이를 위한 오류 정정 방식으로 실제적인 복호 알고리즘에서 샤논의 채널 용량에 근접한 LDPC(Low Density Parity Check)코드방식이 관심의 대상이 되어지고 있다[2,3,4]. 실제로 위성 고선명 TV(HDTV) 표준안인 DVB-S2(Digital Video Broadcasting) 시스템은 LDPC를 오류

정정 부호화 방식으로 권고하고 있다[1]. DVB-S2 시스템은 변조 방식이 BPSK, QPSK, 8PSK 등을 지원하고 있으며, 변조방식이 BPSK나 QPSK 인 경우에는 LDPC 복호기로 입력되는 것이 각각 수신심볼의 I(Inphase) 와 Q(Quadrature) 값 자체이나 8PSK 이상의 멀티 레벨 변조 방식에서는 수신 심볼의 I 와 Q 성분을 이용하여 8PSK 인 경우 3비트를, 16QAM 인 경우 4 비트를 분리하여 LDPC 복호기로 입력하여야 한다. 각각의 비트로 분리시 성능은 각각의 비트의 거리와 관계가 있기 때문에 분리 하는 방식이 성능에 영향을 미치게 된다. 따라서 본 연구에서는 기존의 유클리디언 거리를 이용하여 분리하는 방식을 분석하고, 이는 하드웨어 구현 관점에서 많은 계산량을 필요로 하기 때문에 약간의 성능 감소를 가지더라도 섹터를 이용하는 방식을 제안한다. 또한 DVB-S2에서는 BC(Backward Compactible) 모드를 제공한다. BC 모드에서는 변조방식이 계층적 변조 방식인데 즉, 변조시 심볼의 위상이 non-uniform한 위상 분포에서 각각 인접한 심볼의 위상의 각도에 따른 LDPC 성능을 분석하였다. 본 논문의 구성은 제1장 서론에 이어 2장에서는 DVB-S2 기반의 LDPC 부복호 알고리즘을 설명하고 3장에서는 8PSK 변조 방식일 경우 LDPC 복호를 위한 비트 분리 방법에 대해 논하고 BC 모드에서의 LDPC 복호 성능, 그리고 4장의 결론으로 본 논문의 끝을 맺는다.

제 2 장 DVB-S2기반 LDPC 부복호 알고리즘

2.1 DVB-S2 기반 부호화 과정

그림 1은 k 비트의 정보원이 LDPC 부호기에 입력되어 n 개의 부호어가 출력되어 (n, k) LDPC code라 부르며, 채널을 통과하여 수신되는 n 개의 수신 부호는 check to bit node에서 각 bit 노드에 있는 정보를 갱신하고 bit to check node에서는 check node 정보를 갱신하면서 복호되는 비트 r 이 $H \cdot r = 0$ 이 만족하도록 반복한다. 복호시에는 검사행렬 H 원소의 "1"의 위치를 나타내는 ROW, COLUMN의 index를 저장하여야 한다. 알려진 효율적인 부호화를 위한 알고리즘으로서 Richardson 과 Urbanke[5]가 제안한 삼각행렬 분해법이 있는데, 이는 parity check 행렬을 Gaussian 또는 Greedy 알고리즘을 이용하여 삼각행렬 형태로 변환한 후 대수학적인 방법으로 부호블록을 구하는 방법이다. 이러한 방법 역시 부호블록이 커지면 parity check 행렬의 변환이 복잡하게 되며, 부호화 과정에서 발생하는 특정 부분 행렬들이 역행렬이 존재해야 한다는 단점을 가지고 있다. Linear-congruence 구조 [3]를 응용한 삼각행렬형태로서 별도의 변환과정이 필요치 않으며, 특정 부분 행렬들의 역행렬이 항상 존재하도록 보장한다. 그러나 DVB-S2

계 행렬을 구성하며, 각각의 초기치도 random하게 분포시킨다.

LDPC부호기는 코드워드 크기

$n_{ldpc}, c = (i_0, i_1, \dots, i_{k_{ldpc}-1}, p_0, p_1, \dots, p_{n_{ldpc}-k_{ldpc}-1})$ 에 정보 블록 크기

$k_{ldpc}, i = (i_0, i_1, \dots, i_{k_{ldpc}-1})$ 를 부호화한다. 여기서 N은 부호화어 크기이며,

K는 정보원의 크기이다. M은 잉여비트의 크기로써 N-K개를 가진다. 코

드워드의 전송은 i_0 와 $p_{n_{ldpc}-k_{ldpc}-1}$ 이 주어질 때 시작하고 LDPC 코드 파

라메타 (n_{ldpc}, k_{ldpc}) 는 표 2.1 과 표 2.2 에 주어진다. 표 2.1은 long

frame 길이인 N=64800일 때의 코딩 파라메타이며, 표 2.2는 short

frame인 N=16200일 때 코딩 파라메타를 나타낸다. 이는 DVB-S2 표준

안에서 권고하고 있는 부호화율이다.

표 2.1 코딩 파라메타($n_{ldpc}=64800$)

Table 2.1 Coding Parameter($n_{ldpc}=64800$)

LDPC Code	BCH Uncoded Block k_{bch}	BCH coded block N_{bch} LDPC Uncoded Block K_{ldpc}	BCH t-error correction	LDPC Coded Block N_{ldpc}
1/4	16008	16200	12	64800
1/3	21408	21600	12	64800
2/5	25728	25920	12	64800
1/2	32208	32400	12	64800
3/5	38688	38880	12	64800
2/3	43040	43200	10	64800
3/4	48408	48600	12	64800
4/5	51648	51840	12	64800
5/6	53840	54000	10	64800
8/9	57472	57600	8	64800
9/10	58192	58320	8	64800

표 2.2 코딩 파라메타($n_{ldpc}=16200$)

Table 2.2 Coding Parameter($n_{ldpc}=16200$)

LDPC Code	BCH Uncoded Block k_{bch}	BCH coded block N_{bch} LDPC Uncoded Block K_{ldpc}	BCH t-error correction	Effective LDPC Rate $K_{ldpc} / 16\ 200$	LDPC Coded Block N_{ldpc}
1/4	3072	3240	12	1/5	16200
1/3	5232	5400	12	1/3	16200
2/5	6312	6480	12	2/5	16200
1/2	7032	7200	12	4/9	16200
3/5	9552	9720	12	3/5	16200
2/3	10632	10800	12	2/3	16200
3/4	11712	11880	12	11/15	16200
4/5	12432	12600	12	7/9	16200
5/6	13320	13320	12	37/45	16200
8/9	14400	14400	12	8/9	16200
9/10	NA	NA	NA	NA	NA

부호기는 k_{ldpc} 정보비트의 모든 블록 ($i_0, i_1, \dots, i_{k_{ldpc}-1}$) 에 의해

$n_{ldpc} - k_{ldpc}$ 패리티 비트 ($p_0, p_1, \dots, p_{n_{ldpc} - k_{ldpc} - 1}$) 를 결정한다.

부호화 절차는 다음과 같다.

단계 1. 모든 패리티 비트를 초기화 시킨다.

$$p_0 = p_1 = \dots = p_M = 0$$

단계 2. 모든 패리티 비트 주소를 더한다.

$$p_{M_Address} = p_{M_Address} \oplus i_M$$

단계 3. B submatrix인 Low Triangular parity check Matrix를 구하기 위해 마지막으로 다음과 같은 공식을 적용시킨다.

$$p_n = p_n + p_{n-1} (n = 1, 2, \dots)$$

단계 2에서 M_Address는 각 M개의 각 정보비트별 “1”의 위치를 저장해 놓은 어드레스를 나타내며, 이는 참고문헌 [1]에 나타나있다.

DVB-S2에서 제공하는 각 부호화에 따른 부호화어 크기 N, 정보원의 크기 K은 아래 표와 같다.

표 2.3 DVB-S2에서 제공하는 코딩 파라메타

Table 2.3 Coding parameters for DVB-S2

Coding rate R	Coded Word N	Information Size K	Row weight	column weight
1/2	64800	32400	8	7
2/3	64800	43200	13	10
3/4	64800	48600	12	14
4/5	64800	51840	11	18
5/6	64800	54000	13	22
7/8	64800	57960	4	24
8/9	64800	57600	4	27
9/10	64800	58320	4	30

2.2 DVB-S2 기반 LDPC 복호 알고리즘

LDPC 복호기는 전송 되어진 심볼을 비트 노드와 체크 노드에서 각각의 확률값을 구하여 반복을 통해 전송되어진 비트를 결정하는 것이다. DVB-S2에 제시한 복호 알고리즘은 기존의 Log 영역에서의 복호 알고리즘과 거의 동일하나, LUT를 만드는 방법 및 Check Node 확률을 구하는 방법상에서 약간의 차이를 가진다. LDPC의 복호 순서는 다음 그림 2.2와 같이 크게 세가지로 나뉠 수 있다. 수신비트에다가 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, Check node 확률을 구하는 CNU(check Node Update), 비트 확률을 구하는 BNU(Bit Node Update)로 세가지 단계로 나눌 수 있다.

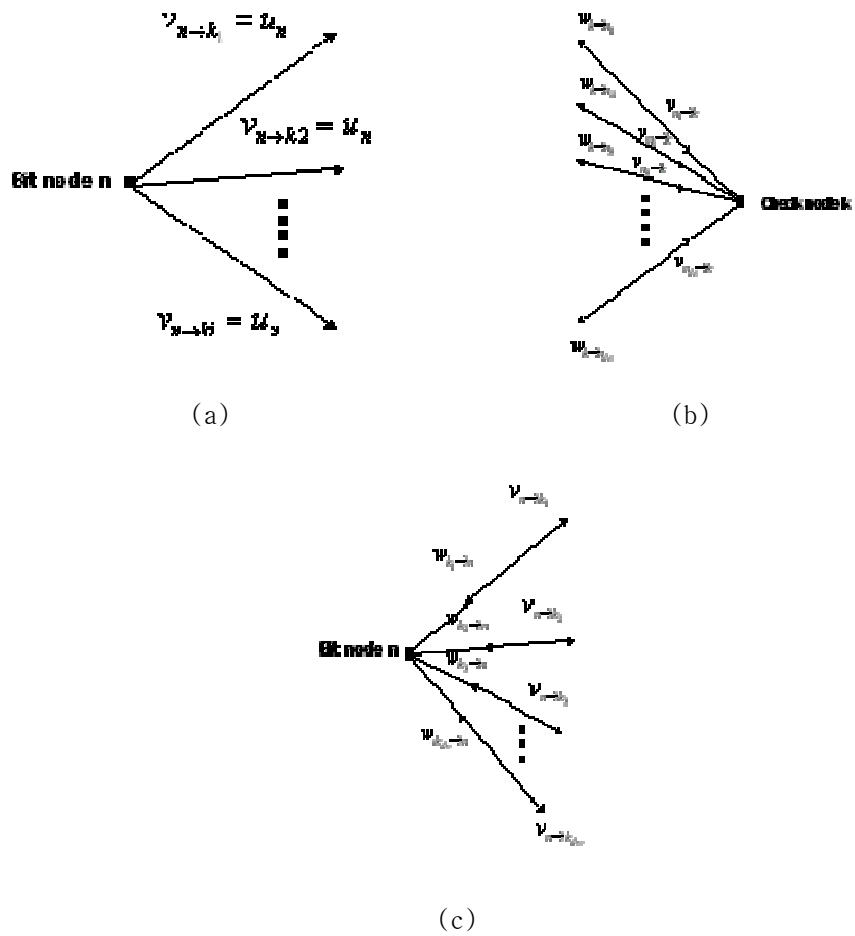


그림 2.2 LDPC 복호화 과정

(a) 초기화과정 (b) CNU 계산과정 (c) BNU 계산과정

Fig. 2.2 Decoding processing of LDPC.

(a) Initial processing (b) CNU processing (c) BNU processing

단계 1. 초기화 과정

채널이 AGWN이고 ISI memoryless 채널이라고 하면 채널 전송 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p(r|x_n = b) = p(r_n = b|x_n = b)$$

여기서, r_n 은 received vector r 의 특정위치 n 에 위치한 원소를 뜻한다. $x_n = 0, 1$ 일 때 각각 1, +1로 매핑하는 BPSK 변조를 한다면 $p(r_n = b|x_n = b)$ 은 가우시안 PDF를 이용해 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_n^b = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{(r_n + (-1)^b)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-1)$$

이를 구현을 위해 log-domain으로 바꾸면 다음과 같다.

$$u_n = -L_c \cdot r_n \quad (L_c = \frac{2}{\sigma^2}), \quad n = (0, 1, \dots, N-1) \quad (2-2)$$

단계 2 : Check Node Update(CNU)

다음 그림2-2(b)는 Check node 확률을 구하는 CNU에서 하나의 체크 노드에서 올 수 있는 비트들의 확률을 구하는 그림이다. n_{dc} 개의 row weight를 가진다고 가정할 때, 각각의 체크 노드로 들어오는 비트들의 확률 $.w_{k \rightarrow n_1}, .w_{k \rightarrow n_2}, \dots, .w_{k \rightarrow n_{\infty}}$ 은 아래 식과 같이 유도된다

$$w_{k \rightarrow n_1} = g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{t-1} \rightarrow k}, v_{n_{t+1} \rightarrow k}, \dots, v_{n_{\infty} \rightarrow k})$$

$$.g(a, b) = \text{sign}(a) \times \sin g(b) \times \{\min(|a|, |b|)\} + LUT_g(a, b) \quad (2-3)$$

$$LUT_g(a, b) = \log(1 + e^{-|a+b|}) - \log(1 + e^{-|a-b|})$$

실제로 $LUT_g(a, b)$ 는 Look up table로 구현될 수 있다..

단계 3. Bit Node Update(BNU)

CNU에서 각 체크 노드로 연결된 비트들에 대한 업데이트가 이루어진 후, 각 비트노드에 연결된 개의 확률, 즉, 각 컬럼에 해당하는 개의 비트 노드 $v_{n \rightarrow k_1}, v_{n \rightarrow k_2}, \dots, v_{n \rightarrow k_{\infty}}$ 의 확률을 다음 식에서 구한다.

$$v_{n \rightarrow k_i} = u_n + \sum_{j \neq i} w_{k_j \rightarrow n} \quad (2-4)$$

2.3 성능분석

그림 2.3는 parity accumulator address 기법의 부호기 구성법을 이용하여 $N = 64800$ 일 때 iteration을 40회 했을때의 E_s/N_0 에 따른 성능 곡선을 나타내었다. 성능분석시 각 부호화율에서 다음 표 2.3의 파라미터에 의해 시뮬레이션 하였다. $R=1/2$ 일때 약 0.9[dB]에서 오류가 free 함을 알 수 있다.

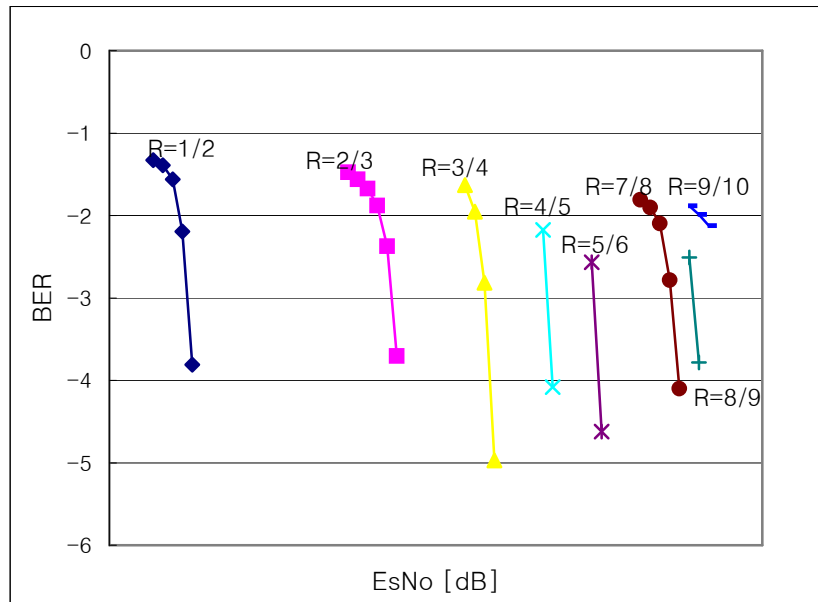


그림 2.3 부호율에 따른 성능 곡선(iteration=40)

Fig. 2.3 Simulation results according to coding rate.

제 3 장 8PSK와 결합한 LDPC 복호알고리즘

DVB-S2에서는 $R=2/3$ 이상일 때는 8PSK 변조방식으로 선택적 사양으로 권고하고 있다. 2장에서 언급한 방식은 주로 QPSK 변조 방식일 때이며 QPSK 변조방식은 단순히 수신심볼의 I 채널과 Q 채널의 값을 LDPC 복호기로 입력하면 되지만 8PSK 신호일 때의 송신단에서는 부호기의 출력을 3 비트로 묶어서 변조기로 보내어 지고, 복호부에서는 각 심볼당 3 비트씩을 복조부로 보내기 위해서 수신된 I/Q채널을 이용하여 만들 수 있어야 한다. 다음 그림 3.1은 LDPC 복호를 위한 8PSK 신호에 대한 그림이다. 그림에서 복호된 I,Q 심볼을 LDPC 복호를 위해 세비트로 split 해야 한다. 다음 각 절에서는 복조된 I/Q 심볼을 각각의 비트로 분리하는 방법에 대해 논한다.



그림 3.1 LDPC 복호를 위한 8PSK 블록도

Fig. 3.1 8PSK block diagram of LDPC decoding.

3.1 Euclidean 거리를 이용한 복호 방식

심벌은 그림 3.2에서 보는 것과 같이 gray code 로 되어 있으며, 송신단에서는 부호기의 출력을 3비트로 묶어서 변조기로 보내어 지고, 복호부에서는 각 심볼당 3비트씩을 복조부로 보내기 위해서 수신된 I/Q채널을 이용하여 만들 수 있어야 한다. 그림 3.2에서 각각의 비트는 정상도에서 하나의 심볼로 할당되며, 각각의 비트(Bit 1, Bit 2, Bit 3)가 “0” 일때와 “1” 일때의 경계선을 나타낸다.

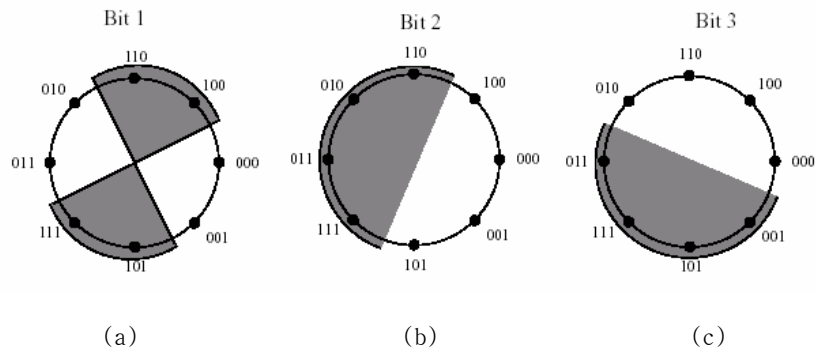


그림 3.2 Euclidean 거리 이용시 8PSK 정상도

(a)Bit 1에 대한 정상도 (b)Bit 2에 대한 정상도 (c)Bit 3에 대한 정상도

Fig. 3.2 The subsets of 8PSK.

(a) Bit1 constellation (b) Bit2 constellation(c) Bit3 constellation

Ungerboeck partitioning 을 이용하여 세 비트를 출력하는 방법은 다음과 같은 식을 사용하여 판정 할 수 있다[7].

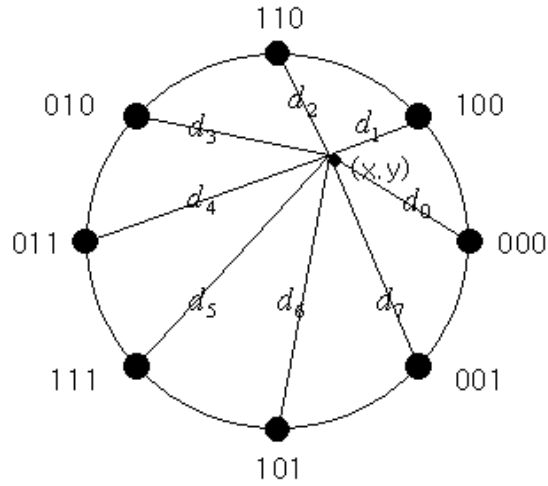


그림 3.3 각 비트들에 대한 Euclidean 거리

Fig. 3.3 8PSK Constellation according to Euclidean distance.

$$d = \sqrt{(r_x - S_{m-I})^2} + \sqrt{(r_y - S_{m-Q})^2} \quad (3-1)$$

x,y 는 수신된 I채널, Q채널 값이고 S_{m-I} , S_{m-Q} 는 그림 3.3의 각 성상도에서의 매핑점이다. 즉, 첫 번째비트는 성상도에서 볼 수 있듯이 1일 때 d_1, d_2, d_5, d_6 의 유클리드 거리를 구하고 0일 때

d_0, d_3, d_4, d_7 의 유클리드 거리를 구하여 최단거리를 구한다. 두 번째 비트는 1일 때 d_2, d_3, d_4, d_5 0일 때 d_0, d_1, d_6, d_7 의 유클리드 거리를 구하여 최단거리를 구한다. 세 번째 비트는 1이때 d_4, d_5, d_6, d_7 0일 때 d_0, d_1, d_2, d_3 의 유클리드 거리를 구하여 최단거리를 구한다. 다음 식과 같이 최소값을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{Bit1} &= \min(d_1, d_2, d_5, d_6) - \min(d_0, d_3, d_4, d_7) \\ \text{Bit2} &= \min(d_2, d_3, d_4, d_5) - \min(d_0, d_1, d_6, d_7) \\ \text{Bit3} &= \min(d_4, d_5, d_6, d_7) - \min(d_0, d_1, d_2, d_3) \end{aligned} \quad (3-2)$$

이렇게 구하여진 각 비트에 대한 거리는 각 비트가 양수 혹은 음수에 따라 LDPC 복호기로 입력되어지는 값 자체 역시 양수 혹은 음수로 입력되어짐을 알 수 있다. 그러나 위의 알고리즘은 거리를 구하기 위해 제곱근과 제곱이 있어 하드웨어 설계 시 복잡한 단점을 갖고 있다.

3.2 Sector를 이용하는 복호 방식

유클리디언 거리를 이용하는 방식이 하드웨어 설계시 복잡하다는 단점을 갖고 있으므로 본 절에서는 간단한 절대치만을 이용하여 수신신

호가 어느 분면에 있는지를 이용하여 bit를 split하는 방식을 제안한다.

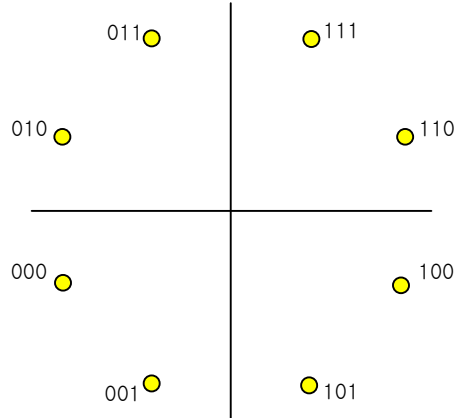


그림 3.4 Sector방식을 이용하기 위한 8PSK 성상도

Fig. 3.4 8PSK Constellation according to sector.

섹터를 이용하여 수신된 I/Q 채널을 이용하여 세 비트를 출력하는 방법에 대해 성상도는 그림 3.4와 같으며 이는 그림 3.3과 거의 흡사하다. 첫 번째 비트, Bit 1은 Q축을 중심으로 배치하고 Bit 1은 I축을 중심으로 그리고 Bit 3는 각분면내에 각각을 할당하였다. 따라서 Bit 1은 I축을 중심으로 배치하였기 때문에 수신신호의 I성분인 자체가 되며, Bit 2는 Q축을 중심으로 배치하였기 때문에 수신신호의 Q성분인

자체가 된다. 세 번째 비트 Bit 3는 아래 표 3.1과 같이 할당하였다.

따라서 섹터에 의한 분리 방법은 아래 식 3-3과 같다.

표 3.1 LIB 신호 할당

Table 3.1 LIB signal division

Sector	LIB
1	$r_y - r_x$
2	$r_x + r_y$
3	$r_x - r_y$
4	$-(r_y + r_x)$

따라서 각각의 bit는 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
bit1 &= |r_x| \\
bit2 &= |r_y| \\
bit3 &= \begin{cases} r_y - r_x & r_x \geq 0, r_y \geq 0 \\ r_x + r_y & r_x < 0, r_y \geq 0 \\ r_x - r_y & r_x < 0, r_y < 0 \\ -(r_y - r_x) & r_x \geq 0, r_y < 0 \end{cases}
\end{aligned} \tag{3-3}$$

따라서 각 bit 로 split하기 위해서 단순히 절대치와 덧셈만 있으면 가능하다. I/Q채널을 이용하여 3 비트를 출력하는 방법과 Ungerboeck partitioning을 이용하여 최소거리 계산으로 3 비트를 출력하는 방법의 성능을 보면 다음 그림 3.5과 같다. Euclidean 거리를 이용한 방법이 0.1 dB 정도 이득이 있음을 알 수 있다.

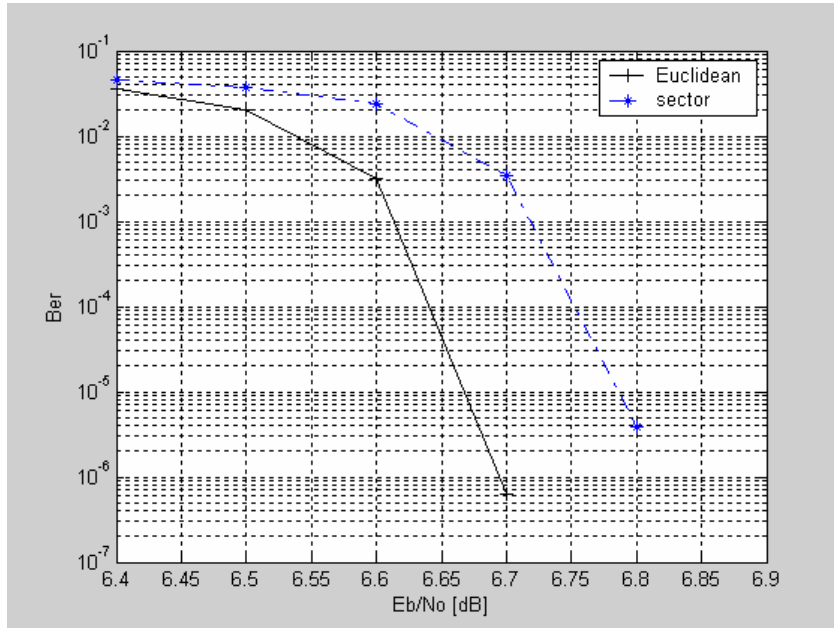


그림 3.5 Euclidean 거리와 섹터의 BER 성능 곡선

Fig. 3.5 Simulation results on Euclidean distance and sector.

3.3 인터리버

DVB-S2 규격에서는 64800 비트 단위로 프레임을 구성하고 있으며, 8PSK 변조 방식 이상의 고차 변조방식 적용시 인터리버 사용을 권고하고 있다. 인터리버는 그림 3.6과 같이 3비트 $N/3+i$, $2N/3+i$, i ($i=0,1,2,..,N/3-1$) 은 i 번째 8-PSK 심벌이 된다. 이는 버스트 에러를 랜덤에러로 바꾸어 반복시 성능향상을 목적으로 한다.

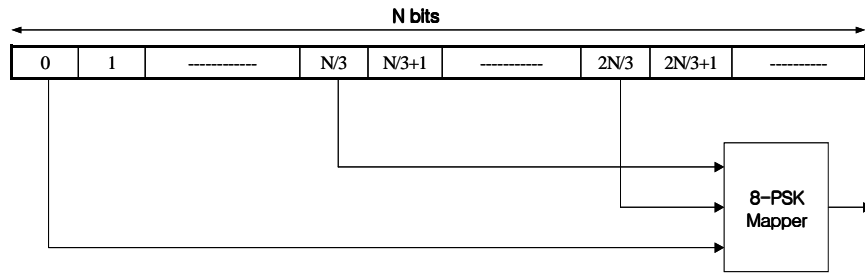


그림 3.6 8-PSK 프레임 구조

Fig. 3.6 8-PSK Mapper Definition.

N=64800 bit의 프레임을 다음 그림 3.6 과 같이 프레임 구조로 설정하고, 8PSK 변조를 위해 다음 3 비트씩 묶어서 변조기로 입력된다. 그러므로 항상 N은 3으로 나누어 떨어져야 한다.

그림 3.6 을 블록형태로 구성한 것이 그림 3.7 이다. 그림 3.7 과 같은 블록 메모리에 저장은 세로로 저장하고 읽을 때는 가로로 읽는다. 이는 같은 row=N/3, column=3 인 블록 인터리버이다.

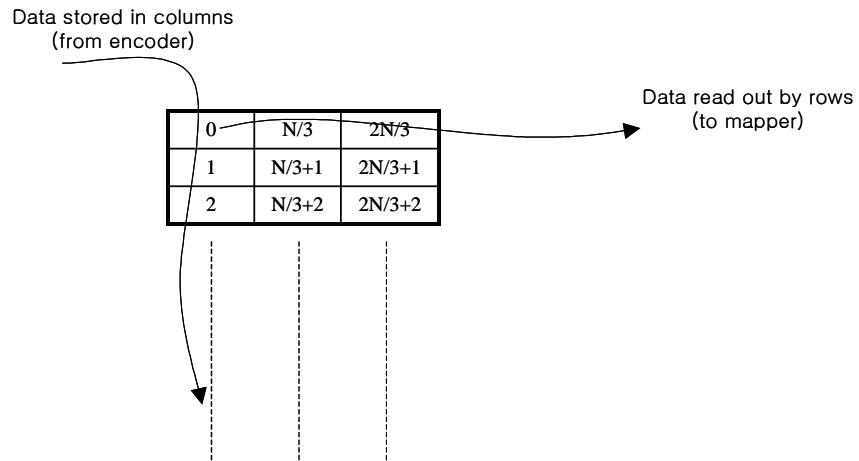


그림 3.7 8-PSK 블록 인터리버 구조

Fig. 3.7 8-PSK Mapper Definition, interpreted as Block interleaver.

N=64800 이고 R=2/3 일때 8PSK 변조시 인터리버를 하였을 때와 하지 않았을 때의 성능을 비교해 보면 그림 3.8과 같이 약 0.12dB정도 인터리버 했을 때 성능이 좋음을 알 수 있다.

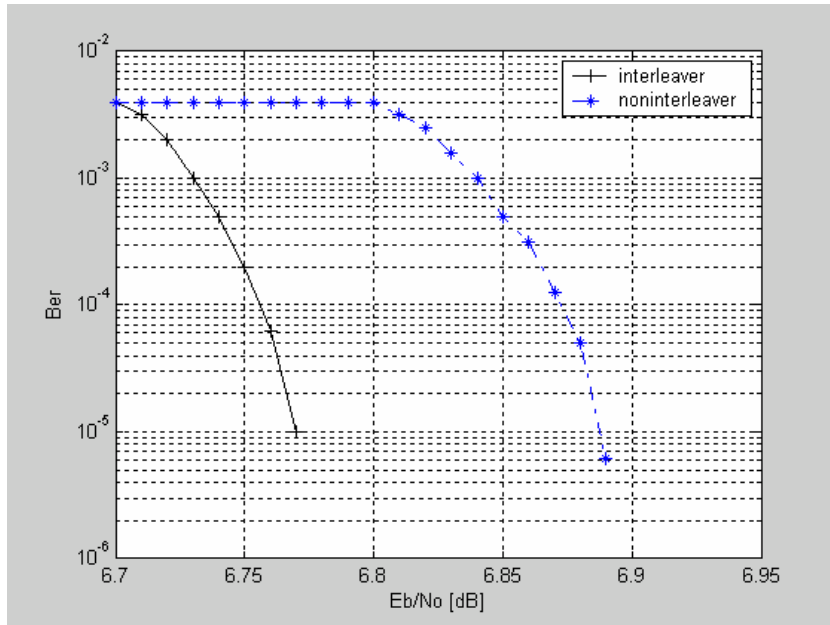


그림 3.8 Non-interleaver와 interleaver와의 BER 성능 비교 곡선

Fig. 3.8 Simulation results on non-interleaver and interleaver.

3.4 BC모드에서 LDPC 부호 성능

DVB-S2에서는 BC(Backward Compactible) 모드를 제공한다. 그림 3.9와 같이 BC 모드는 기존의 가입자가 DVB-S 혹은 DVB-S2 규격의 수신기 중 하나만 가지고 있더라도 수신 가능하게끔 제공하는 모드이다. DVB-S의 오류정정 부호는 (8,7,7) convolutional 부호와 (204,188) RS 부호를 직렬 연결한 연접부호를 적용하며, DVB-S2는 N=64800을 가지는 LDPC 부호를 적용시킨다.

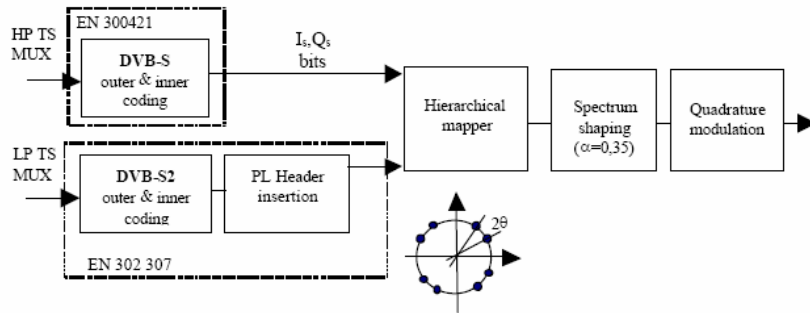


그림 3.9 DVB-S2 기반 BC모드의 구성도

Fig. 3.9 Functional block diagram of hierarchical backward compatible DVB-S2 system.

BC 모드에서는 변조방식이 계층적 변조 방식인데 그림 3.10과 같은 성상도를 갖는다. 각각의 분면은 3비트로 구성되며, 첫 2비트는 HP(High Priority)를 갖는 DVB-S의 연결부호의 출력 부호화 비트이며, 마지막 비트는 LP(Low Priority)를 갖는 DVB-S2의 LDPC 부호의 출력 부호화비트이다. 그림 3.10 에서 알수 있듯이 HP는 QPSK 형태를 따르며, LP는 각각의 분면에 할당되어 있다.

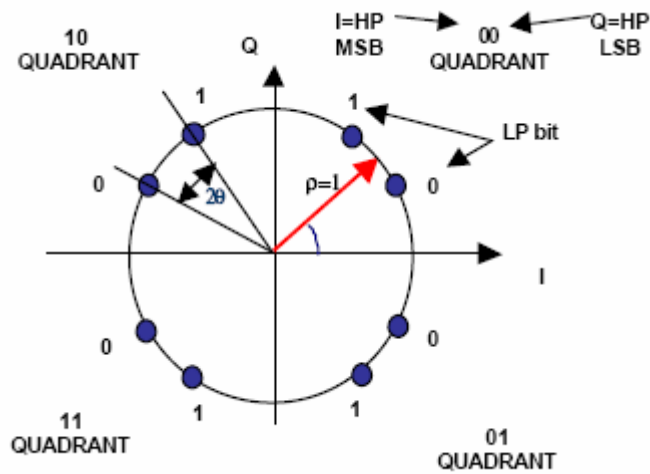


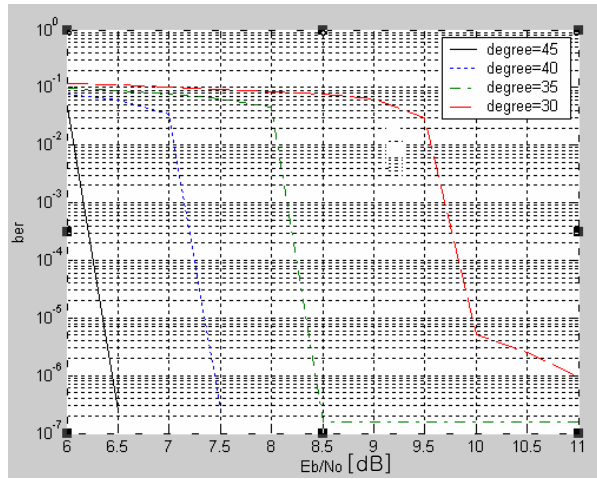
그림 3.10 계층적 심볼 매핑

Fig. 3.10 Non-uniform 8PSK constellation.

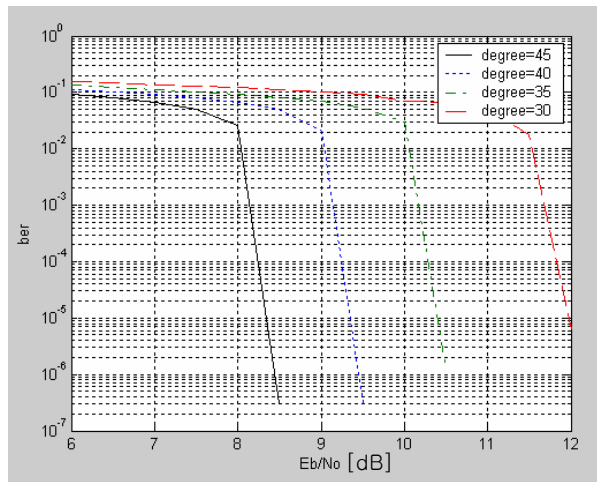
그림 3.10 에서 알수 있듯이 변조시 심볼의 위상이 non-uniform 하게 분포되는데 인접하는 심볼의 위상이 작으면 작을 수록 HP에 대한 성능이 좋을 것이며, 크면 클수록 LP에 대한 성능이 좋을 것임을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 non-uniform한 위상 분포에서 각각 인접한 심볼의 위상의 각도에 따른 LDPC 성능을 분석하였다. 성능 분석 시 비트를 분리 하는 방법은 3장에서 소개한 Euclidean 거리와 본 논문에서 제안한 섹터를 이용하여 LP 에 대한 비트를 분리 하였다. 그림 3.11 은 섹터를 이용하여 비트를 분리하였을 때 그림 3.10에서 LDPC 부호화 비트에 대한 인접한 심볼의 각도(degree)에 따른 성능 그래프

이다. 그림 3.11(a)는 부호화율 $R=1/2$ 이고, $N=64800$, $K=32400$, Sector 일때의 성능 그래프이며, 그림 3.11(b)는 부호화율 $R=2/3$ 이고, $N=64800$, $K=43200$, Sector 일때의 성능 그래프이다. 그림에서 알 수 있듯이 각도가 작으면 작을 수록 성능이 감소 됨을 알 수 있다.

다음 그림 3.11 과 그림 3.12 에서는 Euclidean distance를 이용한 방법과 Sector를 이용한 방법의 성능을 비교해 보았다. BC mode 에서는 두 알고리즘의 인접한 두 심볼의 위상각에 따른 성능변화를 살펴보고 이에 따른 Euclidean distance를 사용한 방법과 Sector를 이용한 방법의 성능변화를 보면 블록크기 $N=64800$, $K=32400$,Rate $1/2$, $2/3$ 일때 Rate= $1/2$ 일때는 큰 변화가 없었으나 Rate= $2/3$ 부터는 0.5dB 정도 Sector를 이용한 방법이 향상되고 있음을 볼 수 있다. 따라서 본 논문에서는 BC mode 일때는 본 논문에서 제안한 섹터를 이용하는 방법이 효율적임을 알 수 있다.



(a)



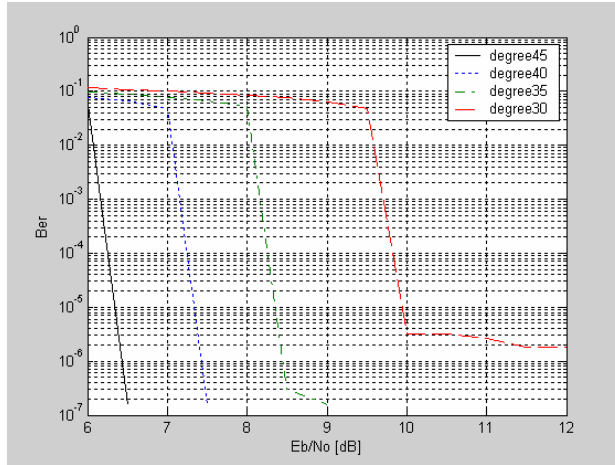
(b)

그림 3.11 Sector 방식의 BC 모드에서 $R=1/2$, $2/3$ 일때 성능곡선

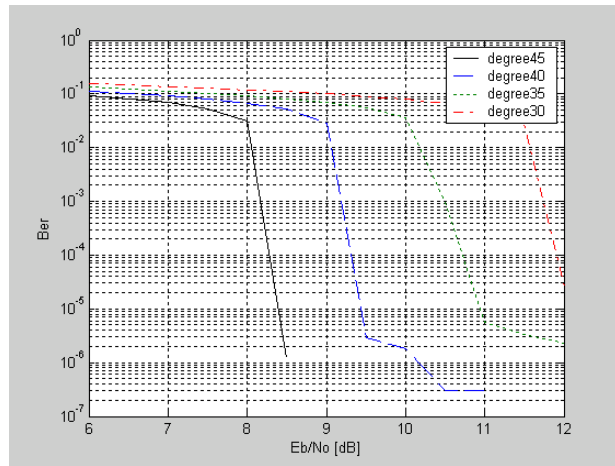
(a) $R = 1/2(N=64800, K=32400)$ (b) $R = 2/3(N=64800, K=32400)$

Fig. 3.11 Simulation results according to sector BC mode.

(a) $R = 1/2(N=64800, K=32400)$ (b) $R = 2/3(N=64800, K=32400)$



(a)



(b)

그림 3.12 Euclidean 방식의 BC 모드에서 $R=1/2, 2/3$ 일때 성능곡선

(a) $R = 1/2(N=64800, K=32400)$ (b) $R = 2/3(N=64800, K=32400)$

Fig. 3.12 Simulation results according to Euclidean distance.

(a) $R = 1/2(N=64800, K=32400)$ (b) $R = 2/3(N=64800, K=32400)$

제 4 장 결 론

DVB-S2 시스템은 변조 방식이 BPSK, QPSK, 8PSK등을 지원하고 있으며, 변조방식이 BPSK 나 QPSK 인 경우에는 LDPC 복호기로 입력되는 값이 각각 수신 심볼의 I와 Q값 자체이나 8PSK 이상의 멀티 레벨 변조 방식에서는 수신 심볼의 I 와 Q 성분을 이용하여 8PSK 인 경우 3비트를, 16QAM 인 경우 4 비트를 분리하여 LDPC 복호기로 입력하여야 한다. 각각의 비트로 분리시 성능은 각각의 비트의 거리와 관계가 있기 때문에 분리 하는 방식이 성능에 영향을 미치게 된다.

본 연구에서는 기존의 유클리디언 거리를 이용하여 분리하는 방식을 분석하고 이는 하드웨어 구현 관점에서 많은 계산량을 필요로 하기 때문에 약간의 성능 감소를 가지더라도 섹터를 이용하는 방식을 제안하였다. 성능분석 결과 Euclidean 거리를 이용한 방법이 0.1 dB 정도 이득이 있음을 알 수 있으나, 하드웨어 설계 관점에서는 약 0.1 dB 의 성능을 손해보더라도 섹터 방식의 복호 방식이 효율적임을 알 수 있다. 또한 DVB-S2에서는 BC(Backward Compactible) 모드를 제공한다. BC 모드는 기존의 가입자가 DVB-S 혹은 DVB-S2 규격의 수신기 중 하나만 가지고 있더라도 수신 가능하게끔 제공하는 모드인데, 이는 변조방식이 계층적 변조 방식, 즉 변조시 심볼의 위상이 non-uniform 하게 분

포되는데 본 연구에서는 non-uniform한 위상 분포에서 각각 인접한 심볼의 위상의 각도에 따른 LDPC 성능을 분석하였다. 성능 분석 결과 각도가 작으면 작을 수록 성능이 감소 됨을 알 수 있었다. 또한 기존 방식인 Euclidean 거리를 이용한 방식과 본 논문에서 제안한 섹터를 이용한 방식의 성능 비교시 BC 모드에서는 본 논문에서 제안한 섹터를 이용한 방식이 약간의 이득이 있음을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] Draft ETSI EN 302 307, Digital Video Broadcasting(DVB); Second Generation framing structure, channel coding and modulation for Broadcasting Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications, 2004. 6.
- [2] R. G. Gallager, "Low-Density Parity-Check Codes," *IRE trans.information theory*, vol.8, pp.21-28, 1962.
- [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] M. Sipser and D. A. Spielman, "Expander Codes," *IEEE Trans. Information Theory*, vol.42, pp.1720-1722, Aug. 1996
- [5] T. Richardson and R. Urbanke, "Efficient Encoding of Low-Density Parity Check Codes," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 47, pp. 638-656, Feb. 2001
- [6] J. W. Bond, S. Hui, and H. Schmidt, "Constructing low-density parity-check codes," *EUROCOMM 2000, Information Systems for Enhanced Public Safety and security, IEEE/AFCEA*, pp.260-262, 2000.

- [7] G.Ungerboeck, "Channel coding with multilevel /phase signals," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol.IT-28, No. 1, Jan. 1982.
- [8] Jian Liu, Subhash C. Kwatra and Jungwan Kim, "LSB Coded 8PSK Signals," *IEEE Transaction on Communications*. vol. 43, No. 2/3/4. February/ March/April. 1995.
- [9] G. Fettweis and H.Meyr, "High-Speed Viterbi Processor: A Systolic Array Solution," *IEEE Journal on Selected Area in Commun.*, vol SAC-8, pp. 1520-1534, OCT., 1990
- [10] A. Hashimoto, et al," Development of a Transmission System and an Integrated Receiver for Satellite ISDB, " *IEEE Transaction on Consumer Electronics*, vol. 43 p.337~343 August , 1997
- [11] H.Kato, et al, "A Flexible Transmission Technique for the Satellite ISDB Systems," *IEEE Transactions on Broadcasting* vol. 42. vol. 3, September.1996
- [12] N. Kawai, et al, "Performance of Multimedia Broadcasting Through ISDB Transmission System." *IEEE Transaction on Broadcasting*, vol.42, No.3, pp151~158, Sep, 1996

- [13] Y. Nishida, et al, "Development of an HDTV codec conforming to MPEG-2 MP@HL and its picture quality," *ITE of Japan Tech. Rep.*, Vol 21, No. 30, p31~36 BCS' 97-22, BFO'97-37, May, 1997
- [14] K. Ohsaki, et al, "Transmission Structure of Digital Broadcasting", 1994 *International Conference on COMMUNICATIONS*, 326.2 May, 1994

감사의 글

대학원 2년 이라는 시간 동안 못난 저를 여기에 있기 까지 주변의 많은 분들이 저의 부족한 점을 깨우쳐 주셨습니다. 그 분들과 함께 했던 시간들은 저에게는 참으로 많은 것을 배울 수 있었던 행운의 시간이었습니다. 먼저, 본 논문이 완성되기까지 시종일관 세심한 지도와 따뜻한 격려를 해주시고 미흡한 저를 지금까지 이끌어주신 지도교수 정지원 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 항상 기대에 미치지 못했던 저를 끝까지 격려해주신 교수님의 은혜는 소중히 간직하면서 영원히 잊지 않겠습니다. 그리고 논문의 미비점을 보완하여 보다 충실한 내용이 될 수 있도록 논문 심사를 맡아주신 김기만 교수님, 조형래 교수님께 감사드리며, 항상 새로운 가르침을 주시고, 조언을 아끼지 않으셨던 김동일 교수님, 민경식 교수님, 강인호 교수님께도 감사드립니다.

항상 옆에서 힘이 되어준 인기, 덕군 이제 같은 실험실에서 지내게 될 진희, DSP 연구실의 외형이형, 연근이형, 진석이형 같이 대학원 생활을 한 동식이형 그리고 대학원 생활을 같이 한 대학원생들에게 감사의 마음을 전합니다. 나를 걱정하고 격려해 준 여러 동기들과 선후배님들, 그리고, 제가 연구실에 있다고 잘 만나지도 못했던 나의 친구들 대근,상영,동준,찬휘,수인 나의 사랑하는 수진에게도... 마지막으로, 항상 절 믿고 응원하고 계신 어머니, 누나, 할아버지,할머니 지금은 하늘에서 제게 힘을 주시는 제 소중한 아버지 모든 여러분들께 감사의 말을 전합니다. 이렇게 모든 분들의 그 은혜에 보답하기 위해 안이한 생각을 하지 않고 최선을 다해서 항상 발전하는 모습으로 보답하겠습니다.