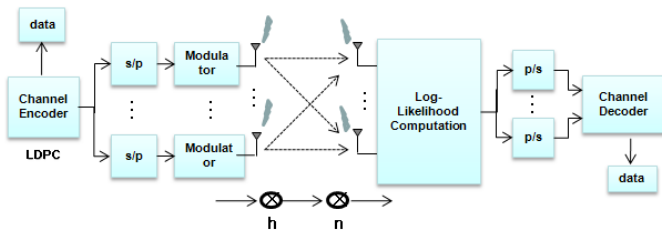


LDPC 복호기의 입력값은 수신된 신호 $r_{j,t}$ 를 STC Log-Likelihood Computation을 거쳐 N개(송신안테나의 수)의 비트로 분리된 soft out 값을 필요로 한다. N개로 분리된 데이터는 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, Check node 확률을 구하는 CNU(check Node Update), 비트 확률을 구하는 BNU(Bit Node Update) 과정을 거쳐 복호를 하게 된다.

3. LDPC와 결합된 STC 모델

MIMO 시스템에서는 N개의 송신 안테나와 M개의 수신 안테나를 이용하여 통신을 한다. 그림 2는 MIMO 시스템에서의 채널을 나타낸다.



(그림 2) MIMO 시스템에서의 채널 블록도

채널 환경은 심볼 주기 T 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 레이 페이딩 채널로써 주기 T 동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고있다고 가정하였다. 이때의 수신 신호 $r_{j,t}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{j,t} = \sum_{i=0}^n h_{i,j} C_{i,t} + \eta_t \quad (1)$$

여기서 $t(t=1,2,\dots,T)$ 는 송신신호에 대한 시간이며, $C_{i,t}$ 는 시간 t 에서 $i(i=1,2,\dots,M)$ 번째 송신안테나에서의 전송 심볼이다. 그리고 $h_{i,j}$ 는 i 번째 송신안테나와 j 번째 수신 안테나에서의 페이딩 진폭을 나타내며, η_t 는 가우시안 잡음을 나타낸다.[5]

4. STC에서의 Log-Likelihood Computation

STC에서의 수신 신호 $r_{j,t}$ 는 송신 안테나의 수 N만큼의 데이터가 결합되어 수신된 신호이다. 그러므로 수신단에서는 수신된 신호를 N개의 비트로 분리하는 방법에 있어서 큰 성능 차이와 많은 계산량을 필요로 하게 된다. 본 장에서는 기존의 log-likelihood computation 방법과 본 논문에서 제안하는 후보 벡터를 이용하여 log-likelihood computation을 하여 계산량을 줄이는 방법을 나타낸다.

4.1 기존의 Log-Likelihood Computation

Log-likelihood computation을 이용하여 수신된 신호 $r_{j,t}$ 를 N개의 비트로 분리하는 방법은 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

수신된 신호 $r_{j,t}$ 는 식(2)와 같이 나타낼 수 있고,[6]

$$r_{j,t} = \sum_{i=0}^n h_{i,j} C_{i,t} + \eta_t \quad (2)$$

$$= h_{1,j} C_{1,t} + h_{2,j} C_{2,t} + \dots + h_{n,j} C_{n,t} + \eta_t$$

같은 시간 관점에서 t 를 없애면 수신된 신호 r_j 는

$$r_j = h_{1,j} C_1 + h_{2,j} C_2 + \dots + h_{n,j} C_n + \eta \quad (3)$$

로 나타낼 수 있다. 수신된 신호의 개수가 m 이면 $n \times m$ 개의 부호화 비트를 포함하는 것을 알수가 있다. N개의 송신안테나에서 송신되어지는 신호 c_1, c_2, \dots, c_n 와 m 개의 수신된 신호를 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$b = (b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_{mn}) \quad (4)$$

l 번째의 데이터를 분리하기 위한 log-likelihood computation은 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Lambda(b_l) = \log \frac{\Pr[b_l = 1 | r_1, \dots, r_m]}{\Pr[b_l = 0 | r_1, \dots, r_m]}$$

$$= \log \frac{\Pr[b_l = 1, r_1, \dots, r_m]}{\Pr[b_l = 0, r_1, \dots, r_m]} \quad (5)$$

식(5)는 다시 식(6)으로 나타낼 수 있고

$$\Lambda(b_l) = \log \frac{\sum_{c: c=f(b), b_l=1} \Pr[r_1, \dots, r_m | c]}{\sum_{c: c=f(b), b_l=0} \Pr[r_1, \dots, r_m | c]} \quad (6)$$

$c = (c_1, c_2, \dots, c_n)$ 로부터 독립적으로 주어진 수신 신호 r_j

로부터 $\Pr[r_1, \dots, r_m | c] = \prod_{j=1}^m \Pr[r_j | c]$ 이므로 식(6)은

다시 식(7)로 나타낼 수 있다.

$$\Lambda(b_l) = \log \frac{\sum_{c: c=f(b), b_l=1} \exp\left(-\frac{|r_j - \sum_{i=1}^n h_{i,j} c_i|^2}{N_0}\right)}{\sum_{c: c=f(b), b_l=0} \exp\left(-\frac{|r_j - \sum_{i=1}^n h_{i,j} c_i|^2}{N_0}\right)} \quad (7)$$

식(7)과 같이 기존의 log-likelihood computation 방식은 BPSK일 경우 송신 안테나의 수가 N개일 경우 2^N 개의 맵핑점들과 수신신호와와의 distance 계산이 필요하고 QPSK에서는 4^N 개, M-PSK에서는 M^N 개의 distance 계산이 필요하므로 수신단에서의 계산이 복잡하게 된다.[5]

4.2 제안한 저 계산량 알고리즘

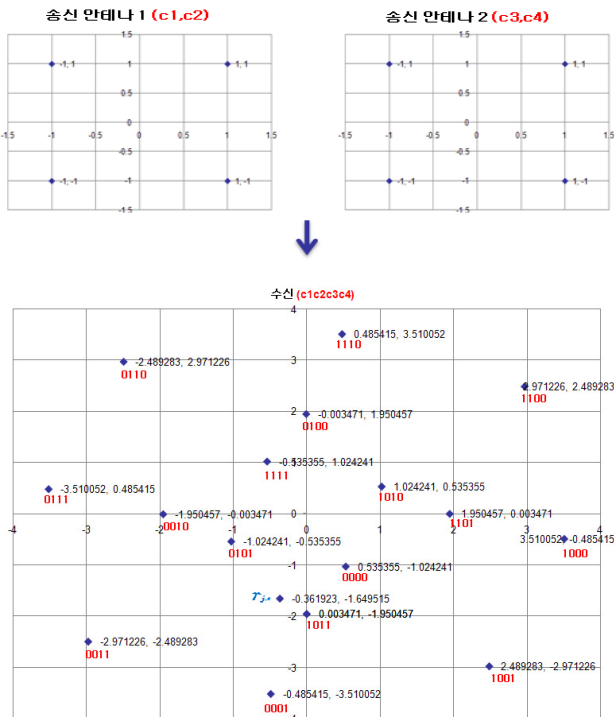
기존의 LLR 방법에서는 M^N 개의 distance 계산이 필요하여 수신단에서의 계산량이 커지므로 계산량을 줄이기 위하여 수신된 신호와 근접한 맵핑점인 후보벡터를 이용한다. 그림 3은 2개의 송신 안테나와 QPSK modulation을 하였을때의 채널 추정되어진 레이 페이딩으로 인하여 변화된 맵핑점들과 수신된 신호 $r_{j,t}$ 의 예를 나타낸다.

후보 벡터를 이용하여 log-likelihood computation를 하는 방법은 BER 성능에 영향을 가장 적게 영향을 미치는 조건을 가지고 그림 3에서 수신된 신호의 I-ch, Q-ch 값

의 부호와 수신단에서의 추정된 맵핑점들이 같은 부호를 가지는 경우 후보 벡터로 선택하는 방법과 수신 신호 $r_{j,t}$ 에 적절한 범위안에 들어오는 벡터들을 후보 벡터로 선택하는 방법이 있다.

첫 번째 방법인 같은 부호를 후보 벡터로 선택하는 방법에는 그림 3에서 0010, 0101, 0011, 0001이 후보 벡터로 선택되는데, log-likelihood computation에서 c1의 binary 1에 해당되는 비트 값이 존재하지 않아서 log-likelihood computation을 할 수가 없는 경우가 발생하여 BER 성능이 떨어지는 문제점이 발생한다.

두 번째 방법으로 그림 3에서 $-1.3 < r_{j,t} < 1.3$ 와 같이 적절한 범위를 정하여 범위 안에 들어오는 벡터들을 후보 벡터로 선택하였을 경우에는 0101, 0000, 1011이 후보 벡터로 선택되고 첫 번째 방법에서의 비트 값이 존재하지 않는 문제점을 해결할 수 있다.



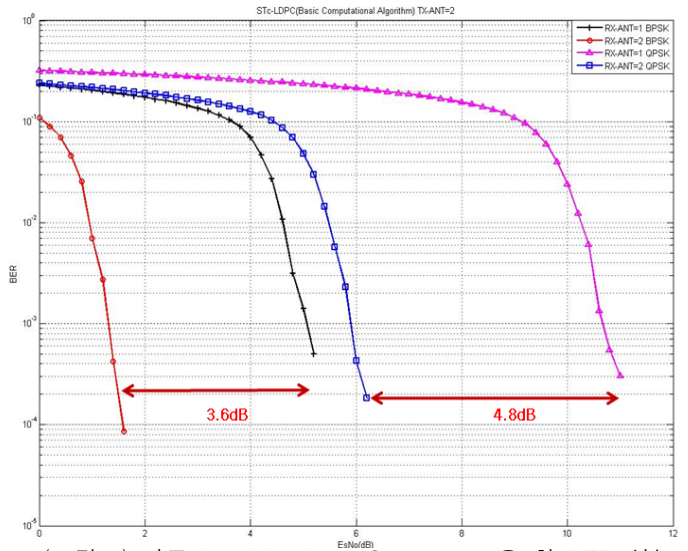
(그림 3) 2개의 송신안테나와 QPSK Modulation 환경에서 수신단에서의 추정된 맵핑점과 수신신호 $r_{j,t}$ 의 예

5. 실험결과 및 분석

시뮬레이션에서 사용한 LDPC는 802.16(e)에서 표준으로 채택되어 사용되고 있는 부호화율 $R=1/2$, $N \text{ size}=2304$ 를 사용하였다. LDPC와 STC를 결합하여 기존의 log-likelihood computation과 본 논문에서 제안하는 후보 벡터를 이용한 log-likelihood computation의 BER 성능과 계산량 감소에 대하여 시뮬레이션 및 분석하였다. 채널 환경은 레이 페이딩 채널과 AWGN 채널을 통과하고 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정한다. 안테나의 수는 전송안테나를 2개로 고정하고 수신안테나를 1, 2

개로 변화시키며, modulation은 BPSK, QPSK로 변화시키며 시뮬레이션 하였다.

그림 4는 기존의 log-likelihood computation을 사용하였을 때의 BER 성능이다. BPSK에서 수신 안테나가 2개일 때의 성능이 1개일 때보다 다이버시티 이득으로 인하여 BER 10^{-4} 을 기준으로 3.6dB 정도의 개선이 있고 QPSK일 때에는 4.8dB 정도의 성능차를 보여준다. 표 1은 각각의 상황에서의 log-likelihood computation을 할 때의 계산량을 보여주고 있다. 수신 신호를 송신 안테나의 수와 동일한 수의 데이터로 분리하기 위하여 쉐플과 제곱 그리고 가장 가까운 거리를 구하기 위하여 최소값을 선택하여야하는 계산이 필요로하게 된다. modulation 방식(BPSK, QPSK, M-PSK)과 송·수신 안테나의 수가 늘어남에 따라 계산량이 크게 늘어남을 알수가 있다.



(그림 4) 기존 Log-Likelihood Computation을 한 BER 성능

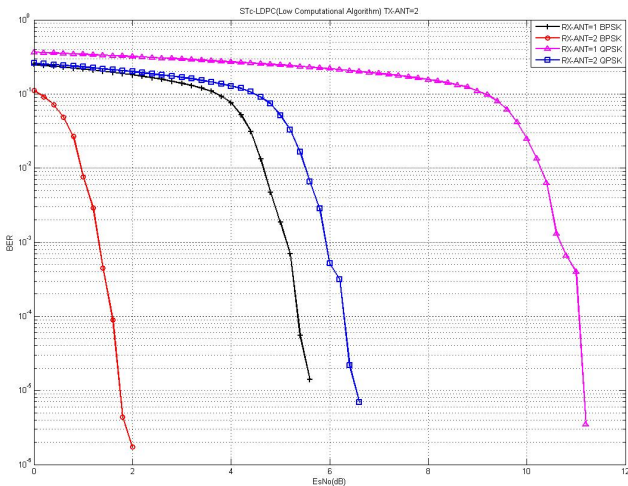
<표 1> 기존의 Log-Likelihood Computation시의 계산량

| | transmit /receive antenna | 셸셉 | 제곱 | 최소값 |
|------|---|----|----|-----|
| BPSK | 2/1 | 4 | 4 | 4 |
| | 2/2 | 8 | 8 | 8 |
| QPSK | 2/1 | 16 | 16 | 56 |
| | 2/2 | 32 | 32 | 112 |
| 셸셉 | $M^{Tr \text{ Antena Num}} \times Rr \text{ Antena Num}$ | | | |
| 제곱 | $M^{Tr \text{ Antena Num}} \times Rr \text{ Antena Num}$ | | | |
| 최소값 | $\left(\frac{M^{Tr \text{ Antena Num}}}{2} - 1\right) \times M \times Tr \text{ Antena Num} \times Rr \text{ Antena Num}$ | | | |

그림 5와 표 2는 4.2장에서 제안하는 두 번째 방법으로 후보 벡터를 선택하여, 저 계산량 알고리즘을 통하여 LLR을 구하였을 때의 BER 성능과 계산량을 나타내고 있다. 후보 벡터를 선택하는 범위는 최대한 기존의 LLR 방식을 이용하였을 때의 BER 성능과 같고 계산량은 최대한 줄일 수 있게 범위를 조절하여 선택하였다. 계산량을 구하는 방법은 오류가 없을 때의 EsNo를 기준으로 1152000개의 데이

터를 전송하기 위해 LDPC 부호화 사이즈 크기만큼의 루프를 돌렸을 때 평균적으로 선택되는 후보 벡터의 수를 계산 하였다.

BER 성능은 그림 4와 비교하였을 때 오류가 없을 때를 기준으로 약 0.2dB의 성능 열화를 가져왔지만 표 2에서 보여지는 계산량의 감소면에서는 표 1과 비교하였때 modulation 방식과 송·수신 안테나의 수가 늘어남에 따라 계산량이 급격히 감소되는 것을 알수가 있어, 약 0.2dB의 성능 열화에도 불구하고 제안한 저 계산량 알고리즘을 사용하는 것이 BER 성능과 계산량의 관계에서 더 유용하다는 것을 알수가 있다.



(그림 5) 후보 벡터를 이용하여 Log-Likelihood Computation을 한 BER 성능

<표 2> 후보 벡터를 이용하여 Log-Likelihood Computation시의 계산량

| | transmit /receive antenna | 셀셈 | 제공 | 최소값 |
|------|---|----|----|-----|
| BPSK | 2/1 | 3 | 3 | 2 |
| | 2/2 | 7 | 7 | 6 |
| QPSK | 2/1 | 7 | 7 | 20 |
| | 2/2 | 22 | 22 | 72 |
| 셀셈 | 각각의 수신안테나에서 선택된 후보 벡터 수 | | | |
| 제공 | 각각의 수신안테나에서 선택된 후보 벡터 수 | | | |
| 최소값 | $(\text{각각의 수신안테나에서 선택된 후보 벡터 수} - 2) \times M_{\text{LDPC}}$ | | | |

6. 결론

본 논문에서는 고용량, 고속 데이터 통신을 위하여 LDPC 부호화 방식과 MIMO 채널을 결합하였다. LDPC 복호를 위하여 송신 안테나의 수만큼 결합되어 수신된 신호를 soft 값으로 분리하기 위해서는 log-likelihood computation을 하여야 한다. 기존의 LLR 방식을 이용하여 신호를 분리하기 위해서는 많은 계산량이 요구되지만, 후보 벡터를 이용하는 제안된 저 계산량 알고리즘을 통하여 Log-Likelihood Computation을 하면 시뮬레이션 결과 16~61%의 계산량이 줄어드는 것을 확인할 수 있었다.

BER 성능면에서는 0.2dB의 손실이 있지만 계산량이 크게 줄어들기 때문에 trade-off 관점에서 보면 제안한 저 계산량 알고리즘이 MIMO 채널에서 수신 신호를 분리하기 위해서 사용되는 알고리즘으로 더 적합함을 알 수 있다.

7. 감사의 글

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었으며, 이에 대해 깊이 감사를 드립니다.(계약번호 UD070054AD)

"본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음"(IITA-2008-C1090-0902-0010)

"이 논문은 2008년도 정부재원(교육인적자원부 학술연구조성사업비)으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 연구되었음(KRF-2008-313-D00698.)."

참고문헌

- [1] R. G. Gallager, "Low-Density Parity-Check Codes," IREtrans. information PP.21-28, 1962.
- [2] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, pp.744-765, Mar. 1998.
- [3] ETSI EN 302 707 ver. 1.1.1, "Digital Video Broadcasting(DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications", ETSI, June 2004.
- [4] T. Richardson, A. Shokrollahi, and R. Urbake, "Design of Provably Good Low-Density Parity Check Codes", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 47, No.2, Pages 599-618 Feb.2001.
- [5] G. J. Foschini, Jr. and M. j. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Personal Communication, Mar. 1998.
- [6] G. J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela, P.W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 17, no.11, p. 1841-52, Nov. 1999.