



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

Cross-Layer 부호기법을 이용한
Hybrid-ARQ 기반의
협력통신 시스템 연구

A Cooperative Communication System using
Cross-Layer Coding Method base on
Hybrid-ARQ

指導教授 鄭 智 元

2010年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

朴 泰 斗

本 論文을 朴泰斗 의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 趙 炯 來 (인)

委 員 : 工學博士 金 昇 柱 (인)

委 員 : 工學博士 鄭 智 元 (인)



2010年 02月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

朴 泰 斗

목 차

그림 목차.....	ii
표 목차.....	iii
ABSTRACT.....	iv
제 1 장 서론.....	1
제 2 장 MIMO 시스템.....	3
제 2-1 절 차세대 무선통신에서 MIMO 시스템의 필요성.....	3
제 2-2 절 LDPC 부호화.....	4
제 2-3 절 LDPC와 결합된 MIMO 시스템.....	8
제 3 장 협력통신 시스템.....	17
제 3-1 절 협력 다이버시티.....	18
제 3-2 절 협력 중계 기법.....	21
제 4 장 H-ARQ 기반의 협력통신 시스템.....	22
제 4-1 절 Cross-Layer를 이용한 H-ARQ 시스템 분석.....	23
제 4-2 절 Cross-Layer를 이용한 H-ARQ 기반의 협력통신 시스템.....	32
제 5 장 결론.....	40
참고문헌.....	41

그림 목 차

그림 2-1. 소정방 행렬과 인덱스.....	4
그림 2-2. 소정방 행렬로 이루어진 H matrix permutation.....	5
그림 2-3. LDPC의 복호 과정.....	6
그림 2-4. 지상과 MIMO 시스템에서의 블록도.....	8
그림 2-5. 수신단에서의 추정된 맵핑점과 수신신호 $r_{j,t}$ 의 예.....	11
그림 2-6. 같은 부호를 가지는 후보 벡터를 선택하는 방법.....	12
그림 2-7. 적절한 범위의 후보 벡터를 선택하는 방법.....	13
그림 2-8. 기존 LLR을 이용한 BER 성능.....	14
그림 2-9. 후보 벡터를 이용한 BER 성능.....	16
그림 3-1. 협력 자원 다이버시티.....	19
그림 3-2. 협력 신호원 다이버시티.....	19
그림 3-3. 협력 전송 다이버시티.....	20
그림 4-1. Cross-Layer 시스템의 송신단 블록도.....	24
그림 4-2. H-ARQ의 각 Type에 따른 블록도.....	26
그림 4-3. H-ARQ Type-II의 BER 성능.....	30
그림 4-4. H-ARQ Type-II의 Throughput 성능.....	30
그림 4-5. H-ARQ Type-III의 BER 성능.....	31
그림 4-6. H-ARQ Type-III의 Throughput 성.....	31
그림 4-7. 협력 H-ARQ 모델.....	33
그림 4-8. 협력 H-ARQ 모델-①.....	33
그림 4-9. 협력 H-ARQ 모델-②.....	34
그림 4-10. 협력 H-ARQ 모델-③.....	34
그림 4-11. 협력 H-ARQ Type-II의 BER 성능.....	36
그림 4-12. 협력 H-ARQ Type-II의 Throughput 성능.....	42
그림 4-13. 협력 H-ARQ Type-III의 BER 성능.....	38
그림 4-14. 협력 H-ARQ Type-III의 Throughput 성능.....	38

표 목 차

표 2-1. 기존 LLR을 이용한 계산량.....	15
표 2-2. 후보 벡터를 이용한 계산량.....	16
표 4-1. H-ARQ에 적용된 부호화 방식.....	24
표 4-2. 코딩 기법과 시스템에 따른 성능 비교.....	39



ABSTRACT

In recent years, the goal of providing high speed wireless data services has generated a great amount of interest among the research community. The main challenge in achieving reliable communications lies in the severe conditions that are encountered when transmitting information over the wireless channel.

Several researchers have shown that the capacity of the system, in the presence of flat Rayleigh fading, improves significantly with the use of multiple transmit and receive antennas. Based on this motivation, STC(space-time codes) have been developed in an attempt to exploit this promised capacity. These codes represent the best known codes for diversity systems with multiple transmit and multiple receive antennas over Rayleigh fading channels to date.

Concatenating LDPC codes to the transmit diversity achieves the coding gain from the concatenated LDPC codes and the diversity gain from the transmit diversity.

However, to feed the soft values to LDPC decoder, the soft values must be calculated from multiple transmitter and receiver antennas in Rayleigh fading channel. It requires high computational complexity to get the soft symbols by increasing number of transmitter and receiver antennas.

Therefore, this thesis proposed on effective algorithm for calculation of soft values from multiple antennas based on LLR. As result, This thesis shows that maximum 61% of computational complexity is reduced with a little loss of performance.

However, MIMO system is required such as diversity gains, multiple antennas, many limitations to design and complexity of calculation. So, these problem of solutions is proposed that a cooperative

communication system using cross-layer coding method based on Hybrid-ARQ(H-ARQ). This thesis proposed cooperative H-ARQ system that can improve the above problems and can get the better performance. In proposed cooperative system with H-ARQ method, if the received signal from source node is satisfied by the destination preferentially, the destination transmits ACK message to both relay node and source node, and then recovers the received signal. In addition, if ARQ message indicates NACK message, relay node operates selective retransmission. Based on the simulation results in aspect to BER performance and throughput, the proposed method which combined cooperative system with H-ARQ based on cross-layer coding can improve spectral efficiency reliability of system compared with that of general H-ARQ system.



제 1 장 서 론

차세대 무선통신에서는 다양한 서비스, 높은 신뢰도와 함께 빠른 전송속도를 요구한다. 이러한 요구를 만족시키기 위해서는 스펙트럼의 효율성을 높이고 다이버시티 및 부호화 이득을 높을 수 있는 방법이 연구 중에 있다. 이러한 요구를 만족시키기 위해 MIMO 시스템은 다이버시티 기술을 사용하여 다수의 송수신 안테나를 갖는 무선 통신 시스템에서 다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 얻기 위해 제안 되었다.[1] MIMO 시스템은 부호화된 데이터를 다수의 송신 안테나에 나누어 전송함으로써 높은 데이터 전송률을 달성 할 수 있다. 한편 오류정정부호인 LDPC 부호는 거의 모든 무선 이동 통신에서 사용되는 기술로서 그 성능이 Shannon 이 제시하는 이론적 한계값에 매우 근접하는 우수한 오류정정 능력을 보이고 있다.[2]

최근 MIMO 시스템과 LDPC 부호를 결합하는 방법에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다. MIMO 시스템과 LDPC 부호의 결합시 LDPC 복호기에는 각 채널에서 수신되는 정보를 이용하여 연관정된 비트를 LDPC 복호기에 입력되어야 한다. 기존의 방식은 모든 수신된 신호를 이용하여 연관정된 비트를 분리하여 많은 계산량이 필요로 하는데 , 본 논문에서는 후보 벡터를 이용하여 성능의 감소없이 연관정된 비트를 분리하여 최대 61%의 계산량을 감소하는 방식을 제시하였다.

또한 MIMO 시스템은 여러 개의 안테나를 하나의 통신기기에 사용하여야 하므로 통신기기의 크기, 비용, 전력, 복잡도 따른 문제점에 대한 방안으로 협력통신 시스템이 연구 중에 있다.[3] 협력통신 시스템은 각 이동국 간에 데이터를 협력하여 전송하는 것으로, 즉 이동국이 자신 뿐만 아니라 주변의 다른 이동국을 이용하여 데이터를 전송하는 통신 방식이다. 협력통신을 하고 있는 모든 이동국으로부터 기지국으로 수신된

데이터를 결합하여 협력 다이버시티를 얻으므로 열악한 무선채널 환경에서도 시스템의 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안하는 cross-layer 부호기법을 이용한 Hybrid-ARQ(H-ARQ) 기반의 협력통신 시스템은 단일 MIMO 시스템과 H-ARQ 시스템에서 보다 성능이 향상됨을 알수가 있다.

본 논문에서 제안하는 MIMO 시스템에서의 저 계산량 알고리즘과 cross-layer 부호기법을 이용한 H-ARQ 기반의 협력통신 시스템에 대한 성능의 비교 분석은 차세대 무선통신을 위한 연구자료로서 중요하게 사료된다.

본 논문의 구성은 제 1장의 서론에 이어 제 2장에서는 MIMO 시스템에 대하여 설명하고 비트 분리를 위한 저 계산 알고리즘을 제시하였다. 제 3장에서는 협력통신 시스템의 종류와 통신 방식에 대하여 기술하였고 제 4장에서 제안하는 H-ARQ 기반의 협력통신 시스템에 대한 성능을 비교 분석하였고, 제5장에서 결론으로 본 논문의 끝을 맺는다.



제 2 장 MIMO 시스템

제 2-1 절 차세대 무선통신에서 MIMO 시스템의 필요성

높은 신뢰도를 만족하기 위한 채널 코딩 방식으로 1962년 Gallager에 의해 제안되어 1996년 Mackay에 의해 재정립된 Low Density Parity Check(LDPC)부호는 최근 Shannon's limit에 근접하는 부호화 방식으로 많은 연구와 함께 현재 휴대 인터넷의 표준안인 IEEE 802.11n과 국내의 Wireless Broadband(Wibro) 인터넷 등에서 채널 부호화 알고리즘으로 채택되고 있다.[4]

그리고 빠른 전송속도를 만족시키기 위한 방법으로 MIMO 시스템에서의 다이버시티 기술이 연구 중에 있다. 다이버시티 기술 중에서 시공간 부호는 MIMO 시스템에서 다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 얻기 위하여 제안되었다.[5]

LDPC와 같은 반복 부호화 방식은 MIMO 채널에서의 시공간 부호화 방식과의 연접을 통하여 높은 신뢰도와 함께 최대의 다이버시티 이득과 부호화 이득을 달성하고, 부호화된 데이터를 다수의 안테나로 나누어 전송을 함으로써 빠른 전송속도를 만족할 수 있다. 하지만 부호화 비트들이 각 송·수신 안테나의 채널에서 선형적으로 결합되어 수신되기 때문에 수신단에서는 수신된 값을 분리하여 각 수신된 정보의 LLR 값을 추정하여 복호기에 입력해야 하는데, 전송 안테나의 수만큼 비트를 분리하여야 하기 때문에 많은 계산량이 필요로 하게 된다.

본 장에서는 LDPC를 MIMO 시스템과 결합한 시공간 부호화 방식에서의 성능을 분석하고, 수신단에서의 비트를 분리를 위해 필요한 계산량을 줄이는 알고리즘을 제안한다.

제 2-2 절 LDPC 부호화

본 논문에서 적용되는 LDPC 부호는 IEEE 802.11n에 적용되는 표준화된 LDPC 부호를 적용하였다. 부호화시 H 행렬의 크기는 코드워드 길이에 비례하여 커지게 되는데 실제로 고려되는 코드워드 길이인 2000 비트 정도에 해당하는 H 행렬을 저장하는 데는 상당한 양의 메모리가 필요하게 된다. 이제껏 논의되었던 기술들 중에서 채택된 기술은 H 행렬을 작은 정방 행렬로 구분하여 저장하는 방법이다. 이 방법에서 주목할 사항은 이러한 작은 정방 행렬을 인덱싱하는 방법을 통해 전체 H 행렬에 소요되는 메모리를 감소시키는 것이다. 여러 회사들 간에 많은 동의를 얻고 있는 인덱싱 방법으로는 소 정방 행렬을 아이덴티티 행렬과 서클러 쉬프트드 아이덴티티 행렬로 제한하고 하나의 정수로서 이들을 인덱싱하는 방법이다. 이러한 방법이 사용되어질 경우 큰 규격의 H 행렬은 상당히 작은 규격의 행렬로 저장하는 것이 가능해진다. 이러한 작은 규격의 행렬을 베이스 행렬이라 부르며 이 행렬 속에는 아이덴티티 행렬과 서클러 쉬프트드 아이덴티티 행렬에 대한 인덱스가 담겨지게 된다. 간단한 예를 든다면 아래 그림 2-1에서와 같이 인덱스가 간단하게 정해지는 것을 볼 수 있다.[6]

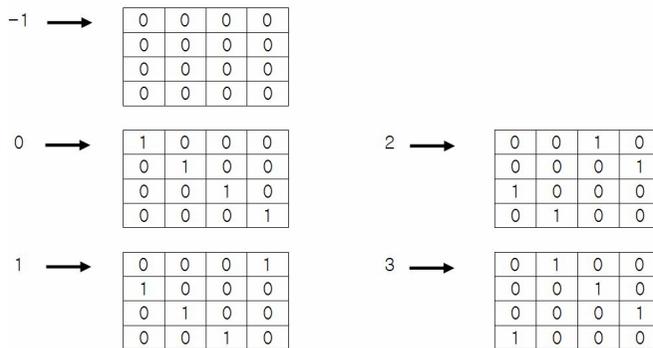


그림 2-1. 소정방 행렬과 인덱스

Fig. 2-1. The small square matrix and index.

그림 2-1에서는 소 정방 행렬의 크기가 4×4 인 예를 들었지만 소 정방

행렬의 크기가 증가함에 따라 메모리 절약의 효과는 증가하게 된다. 베이스 행렬에서 H 행렬을 얻어내는 과정은 베이스 행렬에 있는 각각의 인덱스를 주어진 크기의 소 정방행렬로 바꾸어 넣음을 통해서 이루어지는데 이러한 과정을 익스팬션(expansion)이라 부른다.[7]

본 논문의 시뮬레이션에 사용된 부호어의 길이가 2304고, 부화율 1/2인 LDPC 부호의 소 정방 행렬의 크기는 96×96이며, 그 Permutation은 그림 2-2와 같다.

57			50	11	50	79	1	0											
3	28		0		55	7		0	0										
30			24	37	56	14			0	0									
62	53		53		3	35				0	0								
40			20	66		22	28				0	0							
0			8	42	50		8					0	0						
69	79	79		56	52			0					0	0					
65			38	57		72	27							0	0				
64			14	52		30		32							0	0			
	45	70	0			77	9									0	0		
2	56	57	35				12										0	0	
24		61	60		27	51		16	1										0

그림 2-2. 소정방 행렬로 이루어진 H matrix permutation

Fig. 2-2. The H matrix permutation with small square matrixes.

LDPC의 복호 순서는 그림 2-3과 같이 수신 비트에 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, Check node 확률을 구하는 Check Node Update(CNU), 비트 확률을 구하는 Bit Node Update(BNU)의 다음 세 가지 단계를 거쳐 복호하게 된다.

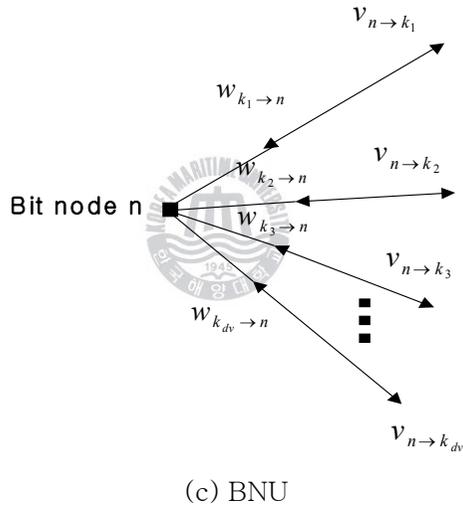
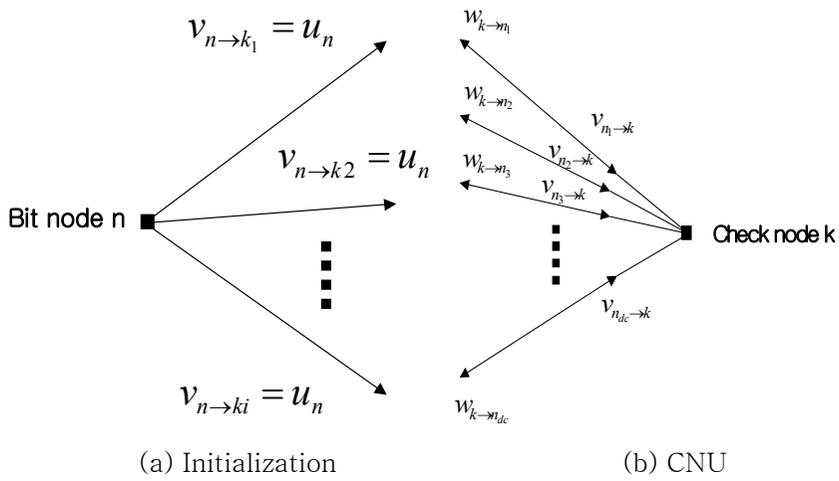


그림 2-3. LDPC의 복호 과정

Fig. 2-3. The decoding process of the LDPC code.

1) 단계 1. 초기화

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

식 (2-1)에서 보는 바와 같이 수신비트에다가 채널 추정 값을 구하여 비트 노드를 결정한다. 여기서 N 은 codeword의 크기이고 σ 는 가우시안 잡음의 편차이다.

2) 단계 2. Check node update (CNU)

그림 2-3(b)에서 보는 것과 같이, 비트 노드로부터 체크 노드 k 로 들어오는 d_c 개의 메시지를 $v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{d_c} \rightarrow k}$ 라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를 $w_{k \rightarrow n_1}, w_{k \rightarrow n_2}, \dots, w_{k \rightarrow n_{d_c}}$ 하자. 그렇다고 하면 체크 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식 (2-2)과 같이 표현된다.

$$w_{k \rightarrow n_i} = g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{i-1} \rightarrow k}, v_{n_{i+1} \rightarrow k}, \dots, v_{n_{d_c} \rightarrow k}) \quad (2-2)$$

여기서, $g(a, b) = \text{sign}(a) \times \text{sign}(b) \times \{\min(|a|, |b|)\} + LUT_g(a, b)$, 이고, $LUT_g(a, b) = \log(1 + e^{-|a+b|}) - \log(1 + e^{-|a-b|})$ 이다.

$LUT_g(\cdot)$ 함수는 look up table로 구현 가능하다.

3) 단계 3. Bit Node Update (BNU)

그림 2-3(c)에서 보는 것과 같이, 체크 노드로부터 비트 노드 n 으로 들어오는 d_v 개의 메시지를 $w_{k_1 \rightarrow n}, w_{k_2 \rightarrow n}, \dots, w_{k_{d_v} \rightarrow n}$ 라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를 $v_{n \rightarrow k_1}, v_{n \rightarrow k_2}, \dots, v_{n \rightarrow k_{d_v}}$ 하자. 비트 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식 (2-3)과 같이 계산할 수 있다.

$$v_{n \rightarrow k_i} = u_n + \sum_{j \neq i} w_{k_j \rightarrow n} \quad (2-3)$$

제 2-3 절 LDPC와 결합된 MIMO 시스템

본 절에서는 2-2절의 LDPC를 MIMO 시스템에 적용시키기 위해 N 개의 송신 안테나와 M 개의 수신안테나를 이용하여 그림 2-4와 같이 LDPC와 결합된 MIMO 시스템의 채널 블록도를 이용하여 구성하였다.

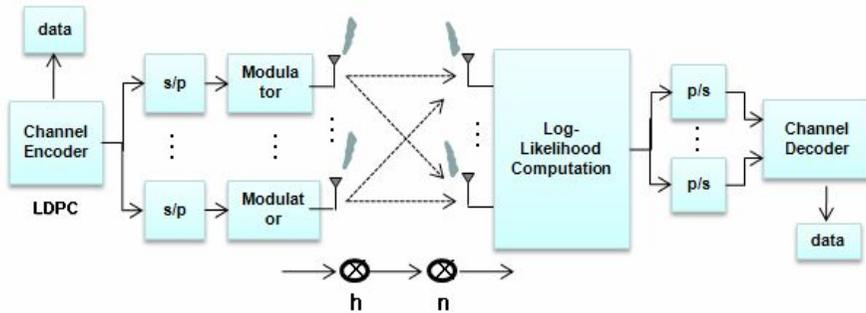


그림 2-4. MIMO 시스템에서의 블록도

Fig. 2-4. MIMO system block diagram.

채널 환경은 심볼 주기 T 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 레일리 페이딩 채널로써 주기 T 동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정하였다. 이때의 수신 신호 $r_{j,t}$ 는 식 (2-4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{j,t} = \sum_{i=0}^n h_{i,j} C_{i,t} + \eta_t \quad (2-4)$$

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 가

우시안 잡음을 나타낸다.[8]

MIMO 시스템에서의 수신 신호 $r_{j,t}$ 는 송신 안테나의 수 N 만큼의 데이터가 결합되어 수신된 신호이다. 그러므로 수신단에서는 수신된 신호를 N 개의 비트로 분리하는 방법에 있어서 큰 성능 차이와 많은 계산량을 필요로 하게 된다. 본 절에서는 기존의 log-likelihood computation 방법과 본 논문에서 제안하는 후보 벡터를 이용하여 log-likelihood computation에 필요한 계산량을 줄이는 방법을 나타낸다.

1) 기존의 Log-Likelihood Computation

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

수신된 신호 $r_{j,t}$ 는 식(2-5)와 같이 나타낼 수 있고,[9]

$$\begin{aligned}
 r_{j,t} &= \sum_{i=0}^n h_{i,j} C_{i,t} + \eta_t \\
 &= h_{1,j} C_{1,t} + h_{2,j} C_{2,t} + \dots + h_{n,j} C_{n,t} + \eta_t
 \end{aligned} \tag{2-5}$$

같은 시간 관점에서 t 를 없애면 수신된 신호 r_j 는

$$r_j = h_{1,j} C_1 + h_{2,j} C_2 + \dots + h_{n,j} C_n + \eta \tag{2-6}$$

로 나타낼 수 있다. 수신된 신호의 개수가 m 이면 $n \times m$ 개의 부호화 비트를 포함하는 것을 알 수가 있다. N 개의 송신안테나에서 송신 되어지는 신호 c_1, c_2, \dots, c_n 와 m 개의 수신된 신호를 식 (2-7)로 나타낼 수 있다.

$$b = (b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, b_{mn}) \tag{2-7}$$

l번째의 데이터를 분리하기 위한 log-likelihood computation은 식 (2-8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\Lambda(b_l) &= \log \frac{\Pr[b_l = 1 | r_1, \dots, r_m]}{\Pr[b_l = 0 | r_1, \dots, r_m]} \\ &= \log \frac{\Pr[b_l = 1, r_1, \dots, r_m]}{\Pr[b_l = 0, r_1, \dots, r_m]}\end{aligned}\quad (2-8)$$

식 (2-8)은 다시 식(2-9)로 나타낼 수 있고

$$\Lambda(b_l) = \log \frac{\sum_{c:c=f(b), b_l=1} \Pr[r_1, \dots, r_m | c]}{\sum_{c:c=f(b), b_l=0} \Pr[r_1, \dots, r_m | c]}\quad (2-9)$$

$c = (c_1, c_2, \dots, c_n)$ 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 (2-9)는 다시 식 (2-10)으로 나타낼 수 있다.

$$\Lambda(b_l) = \log \frac{\sum_{c:c=f(b), b_l=1} \exp\left(-\frac{\left|r_j - \sum_{i=1}^n h_{i,j} c_i\right|^2}{N_0}\right)}{\sum_{c:c=f(b), b_l=0} \exp\left(-\frac{\left|r_j - \sum_{i=1}^n h_{i,j} c_i\right|^2}{N_0}\right)}\quad (2-10)$$

식 (2-10)과 같이 기존의 log-likelihood computation 방식은 BPSK일 경우 송신 안테나의 수가 N 개일 경우 $2 \times N$ 개의 맵핑 점들과 수신신호와의

distance 계산이 필요하고 QPSK에서는 $4 \times N$ 개, M-PSK에서는 $M \times N$ 개의 distance 계산이 필요함으로 수신단에서의 계산이 복잡하게 된다.

2) 제안하는 저 계산량 알고리즘

기존의 LLR 방법에서는 $M \times N$ 개의 distance 계산이 필요하여 수신단에서의 계산량이 커지므로 계산량을 줄이기 위하여 수신된 신호와 근접한 맵핑점인 후보벡터를 이용한다. 그림 2-5는 2개의 송신 안테나와 QPSK modulation을 하였을때의 채널 추정되어진 레일레이 페이딩으로 인하여 변화된 맵핑점들과 수신된 신호 $r_{j,t}$ 의 예를 나타낸다.

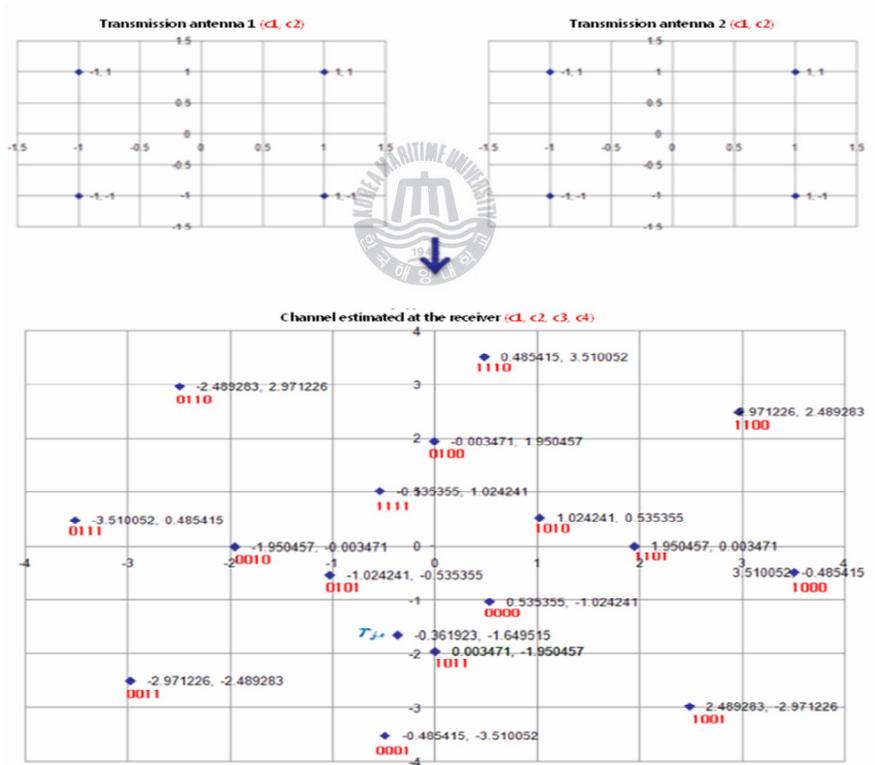


그림 2-5. 수신단에서의 추정된 맵핑점과 수신신호 $r_{j,t}$ 의 예

Fig. 2-5. Received signal $r_{j,t}$ and changed mapping points.

후보 벡터를 이용하여 log-likelihood computation를 하는 방법은 BER 성능에 영향을 가장 적게 영향을 미치는 조건을 가지고 그림 2-5에서 수신된 신호의 I-ch, Q-ch 값의 부호와 수신단에서의 추정된 맵핑점들이 같은 부호를 가지는 경우에서 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 2-6에서 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.

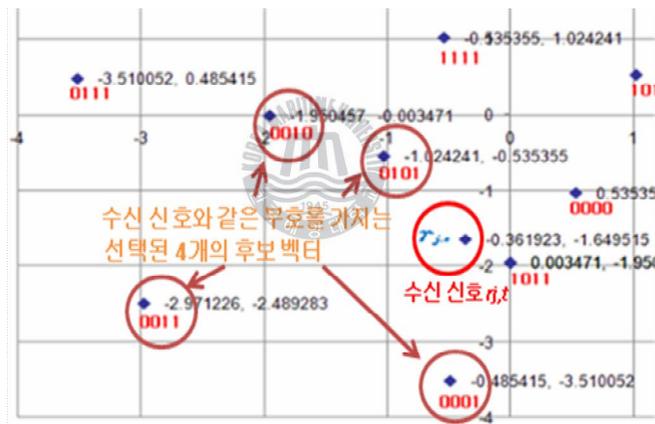


그림 2-6. 같은 부호를 가지는 후보 벡터를 선택하는 방법

Fig. 2-6. Selecting candidate vectors using same sign.

두 번째 방법으로 그림 2-7에서 $-1.3 < r_{j,t} < 1.3$ 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.

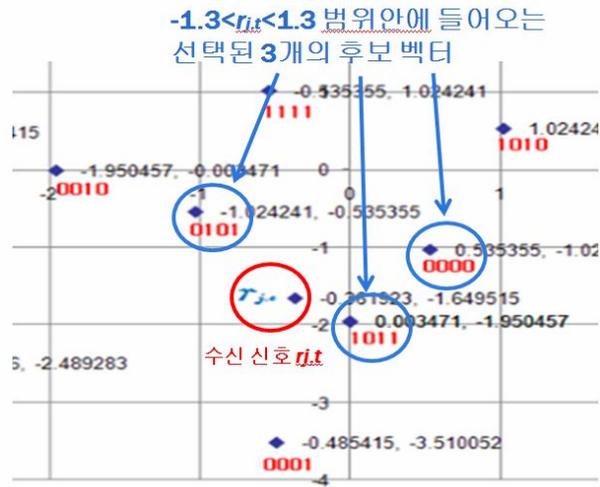


그림 2-7. 적절한 범위의 후보 벡터를 선택하는 방법

Fig. 2-7. Selecting candidate using appropriate range.

3) 실험결과 및 분석

시뮬레이션에서 사용한 LDPC는 802.11n에서 표준으로 채택되어 사용하고 있는 부호화율 $R=1/2$, N size=1944를 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 레일리 페이딩 채널과 AWGN 채널을 통과하고 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정한다. 안테나의 수는 전송안테나를 2개로 고정하고 수신안테나를 1, 2개로 변화시키며, modulation은 BPSK, QPSK로 변화시키며 시뮬레이션 하였다.

그림 2-8은 기존의 log-likelihood computation을 사용하였을때의 BER 성능이다. BPSK에서 수신 안테나가 2개일때의 성능이 1개일 때보다 다이버시티 이득으로 인하여 $BER 10^{-4}$ 을 기준으로 3.6dB 정도의 개선이 있고, QPSK일 때에는 4.8dB 정도의 성능차를 보여준다. 표 2-1은 각각의 상황에서 log-likelihood computation을 할 때의 계산량을 보여주고 있다.

수신 신호를 송신 안테나의 수와 동일한 수의 데이터로 분리하기 위하여 뿔샘과 제곱 그리고 가장 가까운 거리를 구하기 위하여 최소값을 선택하여야 하는 계산이 필요로하게 된다. modulation 방식(BPSK, QPSK, M-PSK) 과 송·수신 안테나의 수가 늘어남에 따라 계산량이 크게 늘어남을 알수가 있다.

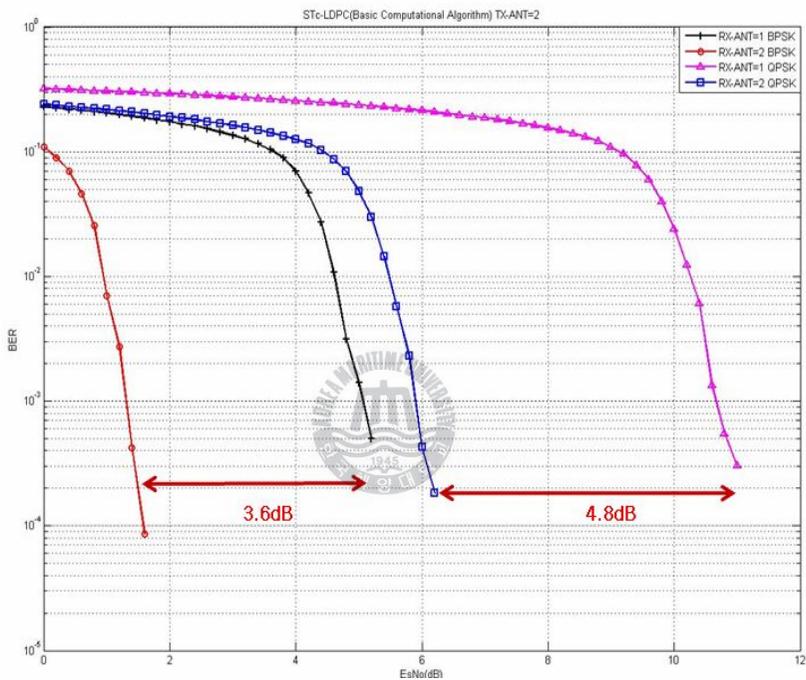


그림 2-8. 기존 LLR을 이용한 BER 성능

Fig. 2-8. BER performance using conventional LLR.

표 2-1. 기존의 LLR을 이용한 계산량

Table 2-1. Amount of calculation using conventional LLR

	transmit /receive antenna	Subtract	Square	Minimum
BPSK	2/1	4	4	4
	2/2	8	8	8
QPSK	2/1	16	16	56
	2/2	32	32	112
Subtract		$M^{T_x \cdot AntennaNum} \times R_x \cdot AntennaNum$		
Square		$M^{T_x \cdot AntennaNum} \times R_x \cdot AntennaNum$		
Minimum		$(\frac{M^{T_x \cdot AntennaNum}}{2} - 1) \times M \times T_x \cdot AntennaNum \times R_x \cdot AntennaNum$		

그림 2-9와 표 2-2는 위에서 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 데이터를 전송하기 위해 LDPC 부호화 사이즈 크기만큼의 루프를 돌렸을 때 평균적으로 선택되는 후보 벡터의 수를 계산 하였다.

BER 성능은 그림 2-8과 비교하였을 때 오류가 없을 때를 기준으로 약 0.2dB의 성능 열화를 가져왔지만 표 2-2에서 보여지는 계산량의 감소면에서는 표 2-1과 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 알 수가 있다.

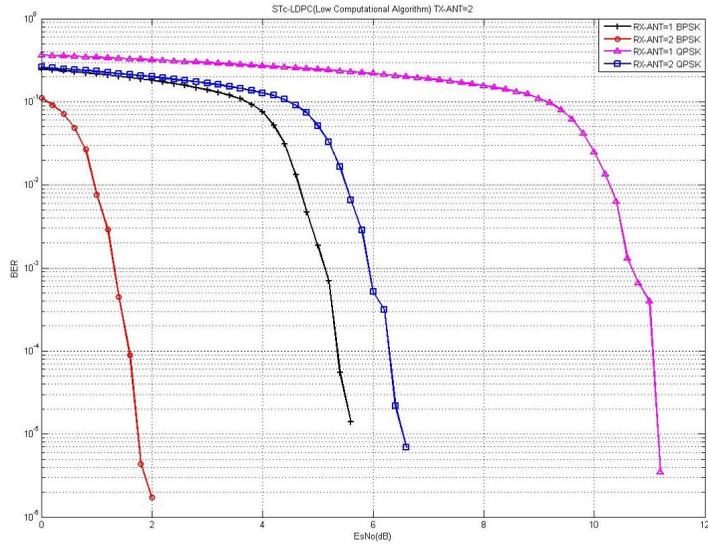


그림 2-9. 후보 벡터를 이용한 BER 성능

Fig. 2-9. BER performance using candidate vector.

표 2-2. 후보 벡터를 이용한 계산량

Table 2-2. Amount of calculation using candidate vector

	transmit /receive antenna	Subtract	Square	Minimum
BPSK	2/1	3	3	2
	2/2	7	7	6
QPSK	2/1	7	7	20
	2/2	22	22	72
Subtract	Number of candidate vector selected by received antenna.			
Square	Number of candidate vector selected by received antenna.			
Minimum	(Candidate vector selected by received antenna - 2) × M - PSK			

제 3 장 협력통신 시스템

MIMO 기술은 데이터 전송률을 증대시키고 수신 성능을 향상시킬 수 있는 다중 안테나 기술로써 각광받고 있다. 그러나 MIMO 기술은 단말 크기의 제한과 비용, 하드웨어의 복잡성과 2-3장에서 설명한 많은 계산량을 필요로 한다. 이러한 단점을 해결하기 위해서 하나의 안테나를 갖고 있는 단말이나 기지국에서의 서로 협력하여 데이터를 전송하는 방식인 협력통신 시스템이 연구 중에 있다. 협력통신 시스템에 대한 연구는 현재 데이터의 전송률을 높이고 수신 성능을 향상 시키기 위한 방법이 중요시 되고 있다.[10] 따라서 본 논문에서는 2장의 LDPC와 결합된 MIMO 시스템의 연구결과를 이용하여 LDPC 부호를 협력 통신에 적용하기 위해 협력통신의 전반적인 개요를 설명하고자 한다.



제 3-1 절 협력 다이버시티

다중 안테나를 이용하는 MIMO시스템에서는 이론적으로 안테나의 수에 비례하여 다이버시티 이득이 선형적으로 증가함을 알 수 있다. 이러한 다이버시티 이득을 가지려면 다중안테나를 갖는 시스템에서만 적용이 가능하다. 하지만 협력통신에서는 하나의 안테나를 가지고 있는 신호원이 다른 신호원과 서로 협력하여 MIMO와 동일한 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 본 절에서는 신호원간 협력 통신을 통하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 협력 다이버시티에 대하여 설명한다.[11]

1) 협력 자원 다이버시티

협력 자원 다이버시티는 시간/주파수/부호 등의 무선 자원에 대해 다중 홉 중계 전송에서 원 신호원 및 중계 신호원 등이 서로 다른 무선 자원을 이용하여 동일한 데이터 신호를 전송함으로써 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 그림 3-1(a)는 원 신호원에서 중계신호원으로 데이터를 전송 시 목적지에 동일한 무선 자원을 이용하여 동시에 전송하고, 다음 시간 슬롯에서 중계 신호원의 목적지로 전송하여 목적지에서는 두 시간 슬롯에 걸쳐 동일한 데이터에 대한 신호를 서로 다른 채널을 통하여 수신하게되어 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

그림 3-1(b)는 다중 신호원에서 동시에 서로 다른 주파수에 동일한 데이터를 실어 전송함으로써 다이버시티 이득을 얻을 수 있고, 그림 3-1(c)에서는 협력 주파수-자원 다이버시티와 동일한 방식으로 중계시에 다른 부호화를 통하여 목적지로 전송하는 방식이다.

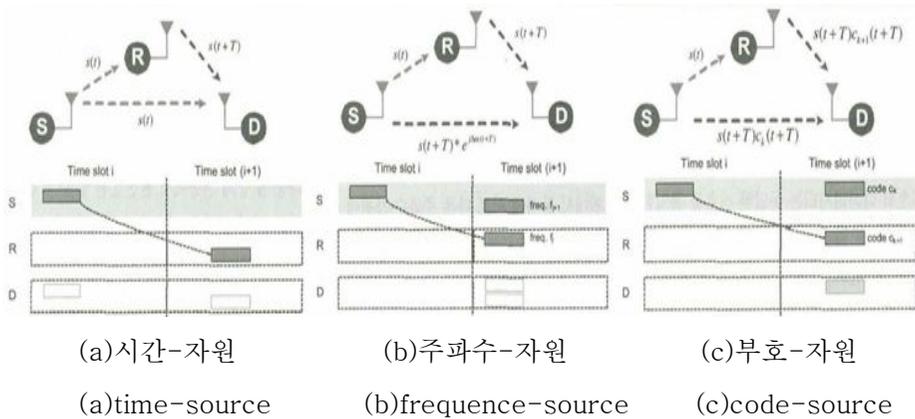


그림 3-1. 협력 자원 다이버시티

Fig. 3-1. Cooperative source diversity.

2) 협력 신호원 다이버시티

동일한 신호를 동일한 무선 자원에 대해 동시에 다중 신호원에서 송신하여 무선 신호의 결합에 의한 다이버시티 이득을 얻는 것을 말한다. 이에 대한 예가 그림 3-2와 같다.

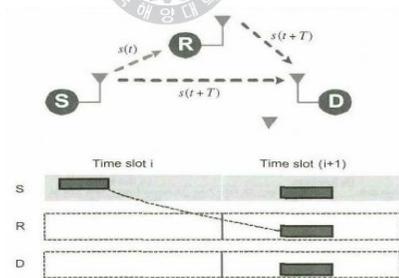


그림 3-2. 협력 신호원 다이버시티

Fig. 3-2. Cooperative signal diversity.

3) 협력 전송 다이버시티

다중 안테나 기반의 MIMO 시스템에서의 시공간 부호화에 의한 다이버시티를 다중 신호원으로 확장시킨 것이다. 그림 3-3은 Space Time Block Code를 이용한 전송 다이버시티의 예이다.

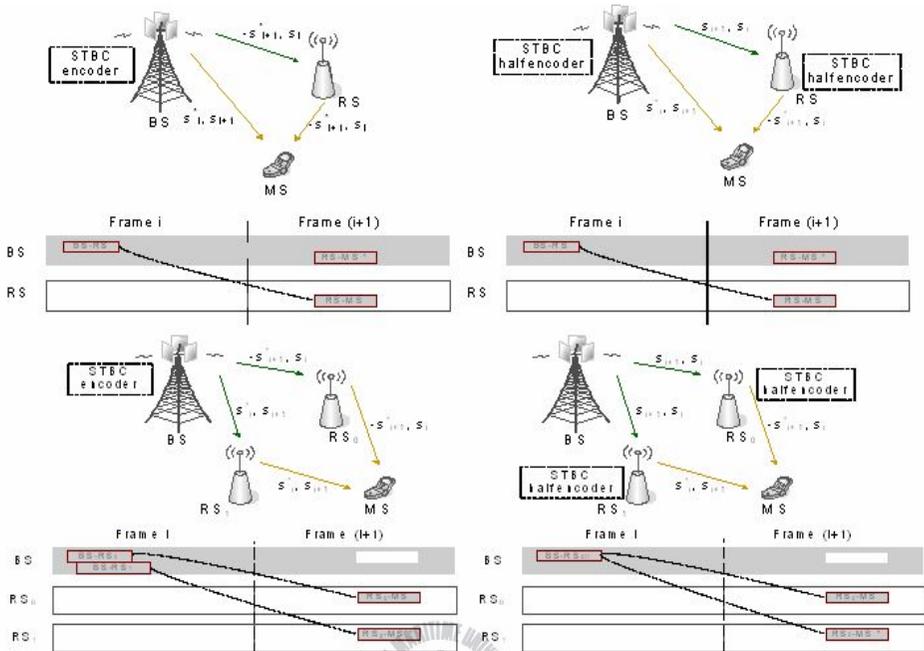


그림 3-3. 협력 전송 다이버시티

Fig. 3-3. Cooperative transmission diversity.

4) 협력 복합 다이버시티

협력 복합 다이버시티는 앞에서 설명한 협력 자원/신호원/전송 다이버시티를 복합적으로 적용하여 각각의 다이버시티 이득을 복합적으로 얻을 수 있는 방법이다.

제 3-2 절 협력 중계 기법

중계 기법은 크게 고정 중계 기법과 선택적인 중계 기법으로 나눌 수가 있다. 고정 중계 기법은 Relay station (R)이 항상 Base station (B)의 데이터를 수신하여 Destination station (D)에게 전송해주는 기법으로 R은 채널 상황에 대해 고려하지 않는 방법으로써 Amplify-and-Forward(AF), Decode-and-Forward(DF) 기법이 있다. AF기법은 R에서 수신되는 신호의 파워만 증폭시켜 재 전송하는 기법이다.[12] 수신 신호의 파워를 정규화하고 이를 R에서 전송할 수 있는 파워 레벨로 증폭시켜 전송하는 것으로 구현 측면에서는 간단하나 부가된 잡음이 증폭되는 단점을 지니고 있다. 신호의 파워를 제어하는 방식과는 다르게 디지털 신호를 처리하는 방식인 DF 기법은 R에서 수신신호를 비트 단위까지 복호화하고 이를 다시 부호화 및 변조하여 재전송하는 기법이다. AF기법에 비해 연산량 측면에서 복잡하지만 대부분의 통신 단말에 변복조기와 부호화기가 탑재되어 있어 같은 파워를 가지고 전송하였을 때 수신신호의 신뢰도 측면에서 더욱 우수한 기법이다. DF 기법은 두 채널간의 유효 SNR이 동일할 경우 AF기법과 비교하여 채널 용량면에서 3dB의 이득이 있음을 알수가 있다.

중계기법의 다른 방식인 선택적 중계 기법은 R이 S로부터 수신된 신호의 전송 여부를 채널 이득을 통하여 결정하는 기법으로 B와 R간의 이득관점과 R과 D간의 이득 관점에 따라 ARQ 방식을 이용하여 송신단으로 ACKnowledgement(ACK)/ Negative ACKnowledgement(NACK) 신호를 보내어 재전송 여부를 결정하는 방식으로 채널 이득이 좋을 경우 신호의 전송효율을 향상시킬 수 있는 장점을 가지고 있다.

제 4 장 H-ARQ 기반의 협력통신 시스템

일반적인 협력 통신은 시스템의 성능을 향상시키기 위해 full 다이버시티를 요구한다. 그러나 실제로 각 노드는 time division multiplexing(TDM) 전송 방식으로 데이터를 전송하므로 각기 다른 시간슬롯이 할당되며, 이에 따라 주파수 효율은 릴레이 노드의 수만큼 저하된다. 그리고 복수의 수신 신호를 결합하기 위해 maximum ratio combining(MRC) 기법을 사용하므로 목적지 노드의 복잡도가 증가한다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 개선하기 위해 H-ARQ 기반의 협력통신 시스템을 제안하였다. 그리고 신뢰도의 향상을 위해 cross-layer의 부호화 방식을 접목시키는 방안을 제시하였다.

4장에서는 3장에서 설명한 협력 복합 다이버시티 기술과 중계 기법으로 채널 용량면에서 3dB의 이득을 가지는 AF기법과 ARQ 기술을 이용하는 선택적 중계 기법을 접목시켜 적응형 통신 시스템에 적합한 cross-layer를 이용한 H-ARQ 기반의 협력통신 시스템을 제안하고 성능 분석한다.



제 4-1 절 Cross-Layer를 이용한 H-ARQ 시스템 분석

구조가 단순하고 높은 신뢰도를 보장하는 ARQ 방식과 오류정정과 함께 일정한 전송효율을 보장하는 FEC 방식을 결합한 H-ARQ 기술을 도입하고 있다. 3.5G 기술인 High Speed Downlink Packet Access(HSDPA)에서도 에러 제어 방식으로 H-ARQ 시스템을 채택하고 있고 Wibro 및 IEEE 규격단체 산하의 IEEE 802.16d/e의 규격 등에서도 활발히 H-ARQ가 표준으로 채택되고 있다. 따라서 본 논문에서는 협력 통신 시스템에서 H-ARQ 기법을 적용하였으며, 오류 정정 부호화 방식으로는 이동통신에서 deep fading 극복을 위해 적용되고 있는 PL(physical layer)와 UL(upper layer)의 두 단계로 부호화 및 복호화하는 방식인 cross-layer 부호화 기법을 이용하여 적용하였으며, 적용된 오류 정정방식의 기반으로 Type-I, Type-II, Type-III ARQ 기법에 대하여 성능 분석 하였다.[13] 성능 분석 결과를 통하여 실시간 처리 및 높은 신뢰도가 요구되는 이동 통신 및 무선 데이터 통신 시스템에 적용 가능성과 함께 각각의 채널환경에 따른 적합한 H-ARQ 방식을 제안한다.

1) Cross-Layer 부호화 방식

일반적으로 H-ARQ 기법에서 적용되는 부호화 방식은 RS 부호, Turbo 부호, LDPC 부호 등이 있다. 본 논문에서는 물리 계층(physical layer; PL)의 LDPC와 결합된 링크 계층(upper layer; UL)의 RS부호로 결합된 cross-layer 부호화 방식을 적용하였다. 이러한 cross-layer 부호화 방식은 deep fading으로 인해 PL에서 정정하지 못한 오류를 UL에서 정정함으로써 더욱더 오류정정 능력이 뛰어남을 알 수 있다.[14]

그림 4-1은 cross-layer 시스템의 개략적인 송신단 구조이다..

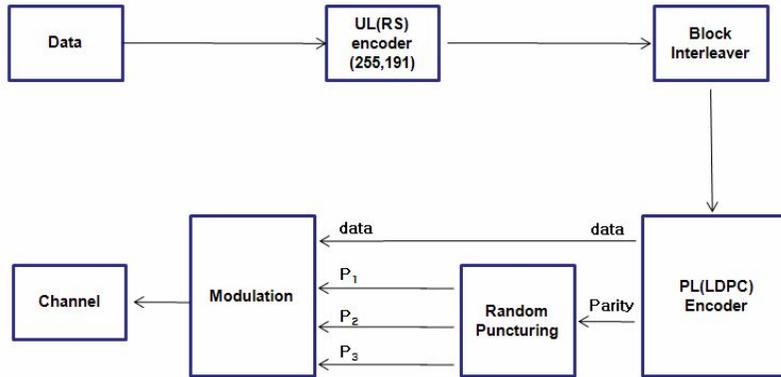


그림 4-1. Cross-Layer 시스템의 송신단 블록도

Fig. 4-1. Transmission block diagram of cross-layer system.

UL과 PL 사이에 채널에 따른 burst 에러를 random 에러로 바꾸기 위해 block interleaver를 사용하였다. 그리고 PL부호화를 통한 패리티를 3가지의 H-ARQ Type에 적용하기 위하여 random puncturing을 통하여 각각의 Type에 맞는 패킷을 생성하였다.

H-ARQ에 적용된 부호화 방식의 사양은 표 4-1과 같다.

표 4-1. H-ARQ에 적용된 부호화 방식

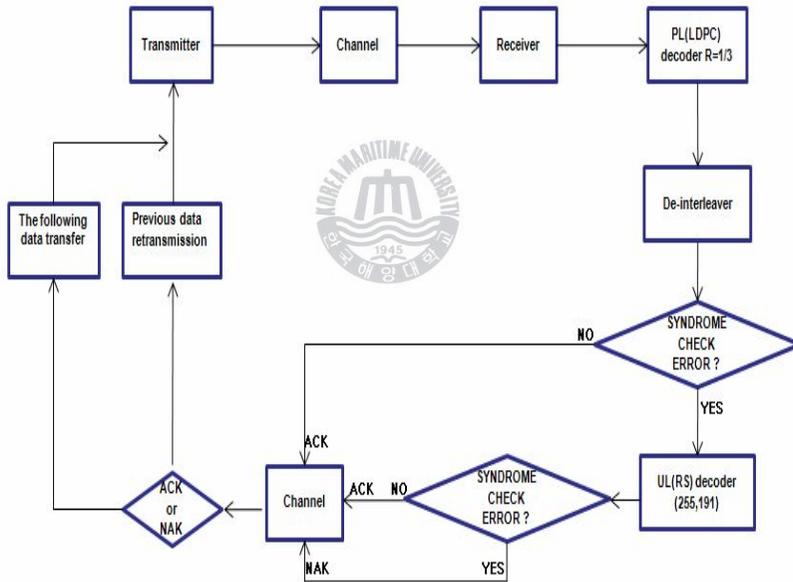
Table 1. The coding method of applied in H-ARQ.

방식	파라메타	
UL-FEC	RS(255,191,32)	
PL-FEC	LDPC R=1/3	N=16200, K=5400, P=10800
	LDPC R=1/2	N=10800, K=5400, P=5400
	LDPC R=2/3	N=8100, K=5400, P=2700
Interleaving	Block Interleaver(row=30, colomum=17)	

2) Cross-Layer 부호화 방식을 이용한 H-ARQ 방식

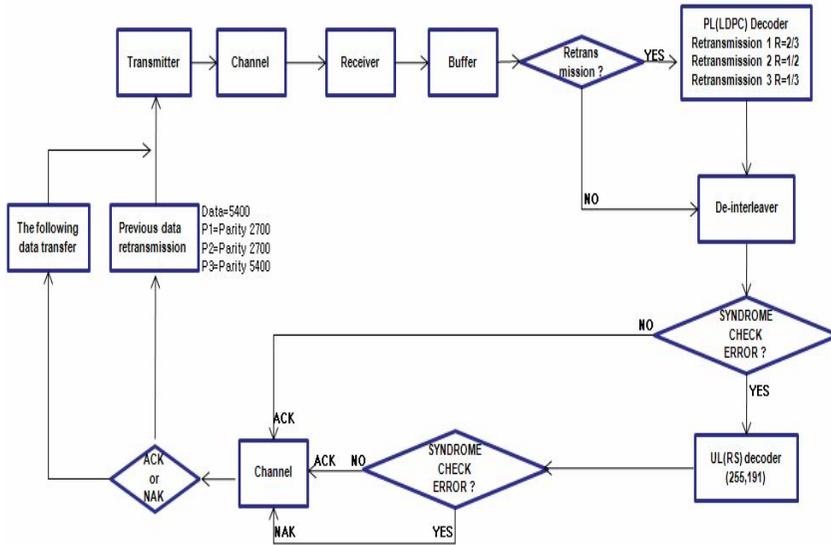
H-ARQ 시스템은 ARQ와 FEC 시스템으로 구성된다. H-ARQ 시스템은 FEC의 오류정정 기능을 통하여 계속적으로 발생하는 오류에 의한 재전송 빈도를 줄여 시스템의 전송 효율을 증가시키며, FEC의 오류정정 기능에 의해서도 해결되지 않는 오류가 발생할 경우에 ARQ방식인 NAK신호를 송신단측에 보내어 재전송을 요구하여 더 높은 신뢰성을 갖게 된다.[15][16]

H-ARQ에는 Type-I, Type-II, Type-III 방식과 여기에서 변형된 형태의 몇 가지 H-ARQ방식이 있다. 그림 4-2는 본 절에서 제안하는 cross-layer를 이용한 H-ARQ의 각 Type에 따른 블록도이다.



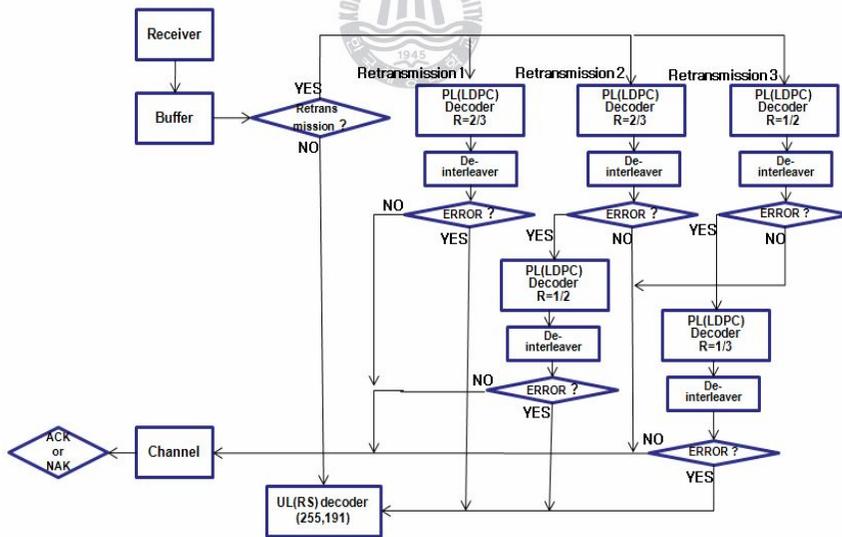
(a) H-ARQ Type-I 시스템 블록도

(a) H-ARQ Type-I System block diagram.



(b) H-ARQ Type-II 시스템 블록도

(b) H-ARQ Type-II System block diagram.



(c) Type-III 시스템 블록도

(c) Type-III System block diagram.

그림 4-2. H-ARQ의 각 Type에 따른 블록도

Fig. 4-2. Block diagram of three kinds of H-ARQ method.

H-ARQ Type-I 방식은 복호기에서 오류 정정 과정을 거친 데이터에 오류 존재 여부를 판단하여 오류가 포함되어 있지 않을 경우 사용자에게 전달한다. 만약 오류가 포함되어 있을 시에는 송신측으로 NACK 신호를 보내어 데이터의 재전송을 요청한다. 그리고 이전에 수신된 데이터는 모두 버리고 새로 받은 데이터만을 가지고 복호화 과정을 거친다. 이러한 방식은 처음 수신된 데이터를 버리기 때문에 전송효율과 재전송을 이용한 다이버시티 이득을 얻을 수 없다는 단점을 가지고 있다.

H-ARQ Type-I의 채널 환경이 양호한 상황에서의 전송 효율이 떨어지는 단점을 보완하기 위해 여러 정정 기능을 위한 부가 정보를 수신기의 요구에 따라 적절히 가변하여 전송하는 방식을 Type-II 방식이라한다. 제안된 cross-layer 방식에서는 PL-FEC를 1/3로 부호화 하여 첫 전송시에는 UL-FEC를 거친 데이터만 송신한다. 수신단에서는 수신된 데이터를 복호화하여 오류가 있을 시에는 PL-FEC를 통하여 만들어진 서로 다른 puncturing 패턴을 가지고 있는 3개의 패리티 패킷을 재전송 요청 시 순서대로 송신하게 되어 최종적으로 모부호화율과 같은 1/3부호화를 이용하여 PL-FEC 복호를 하게 된다.

이러한 H-ARQ Type-II 방식에서는 재전송에 따른 LDPC 복호시에 오류정정률이 패리티 패킷에 의존해야만 하는데 첫 번째 전송시에 전달하는 데이터가 손실되었거나 잡음의 영향을 많이 받아 심하게 손상 되었을 경우 Type-II 방식은 커다란 성능 열화를 가져온다. 이러한 성능의 열화를 막기 위하여 재전송 되어진 정보만으로도 복호가 가능하게 하여 좀 더 향상된 성능을 가지게 되는 시스템을 Type-III 방식이라 한다. Type-III 방식은 재전송 시에 패리티 패킷과 함께 UL-FEC만 거친 데이터를 같이 전송함으로써 재전송된 데이터만으로 복호를 거치게 된다. 재전송된 데이터를 복호 후 오류가 검출되면 재전송 전에 받은 데이터와 결합하여 다시 복호화를 하게 됨으로써 좀더 낮은 부호화율과 함께 다이버시티 이득을 가짐으로써 BER 성능이 향상되게 된다.

4) Throughput Analysis

FEC의 성능기준과는 다르게 H-ARQ 시스템에서는 전송효율 또한 성능의 중요한 기준이 된다. 전송효율의 정의는 식 (4-1)과 같다.[17]

$$\eta = \frac{\text{average of the transmitted bit}}{\text{transmitted channel bit}} \quad (4-1)$$

i번째 재전송된 패킷을 받은 이후에 복호에 성공할 확률을 $p_i(i=0,1,\dots)$ 라 하고, i번째 재전송된 패킷을 받았을 때의 프레임 오율(frame error rate, FER)을 F_i 라 하자. 그러면 $p_i = (1 - F_i) \prod_{j=1}^{i-1} F_j$ 가 되고, 전송효율은 식 (4-2)와 같다.

$$\begin{aligned} \eta &= K_0 / (N_0 + \sum_{i=1}^{\infty} P_i M_i) \\ &= R_0 / (1 + F_0 \sum_{i=1}^{\infty} \frac{M_i}{N_0} (1 - F_i) \sum_{j=1}^{i-1} F_j) \end{aligned} \quad (4-2)$$

여기서 K_0 는 정보어의 길이, N_0 는 처음 전송된 패킷의 길이, M_i 는 재전송된 패킷의 길이이다.

5) 실험결과 및 성능분석

모의 실험에서 사용한 UL은 오류정정율 $t=32$ 인 RS(255,191,32) 부호를 사용하였고 PL로써는 모부호화율이 $R=1/3$ 인 LDPC(N=16200)을 사용한다. LDPC 부호기에서 생성되는 패리티를 random puncturing을 통하여 서로 겹치지 않는 세개의 패킷으로 만들었다. interleaver는 block interleaver(row=30, colomum=17)를 사용하였고 AWGN 채널을 이용하였다. H-ARQ 상의 재전송 요청 횟수는 최대 3번으로 매 재전송 시에는 H-ARQ의 종류에 따라 패킷을 전송하게 된다.

그림 4-3과 그림 4-5는 재전송 횟수에 따른 AWGN 채널에서의 Type-II 방식과 Type-III 방식의 BER 성능이다. 각각의 H-ARQ Type에 따라 최대 재전송 횟수가 많아 질수록 부호화율이 낮아지면서 PL로 사용한 LDPC의 모부호화율에 가까워져 최대 재전송 횟수가 3일 때가 0일 때보다 약 9dB 성능이 좋아짐을 알 수가 있다. 그리고 Type-III 방식이 Type-II 방식보다 약 1dB정도의 더 좋은 성능을 보임을 알 수가 있다. 이것은 Type-III 방식이 재전송 시에는 수신된 데이터만을 이용하여 복호를 먼저 수행함으로써 재전송 전에 받은 데이터가 deep fading으로 인하여 심각한 오류나 잡음을 받은 데이터 일 경우 더 좋은 성능을 보여줄 수 있고 재전송된 데이터로 복호후에도 오류가 있을 시에는 재전송 전에 받은 데이터와 재전송으로 받은 데이터를 서로 결합함으로써 다이버시티 이득으로 인하여 성능이 좋아지는 것을 알 수가 있다.

그림 4-4와 그림 4-6은 AWGN 채널환경에서의 각각의 최대 재전송 횟수에 따른 전송효율을 비교한 것이다. 약 8dB에서 전송효율이 1에 가까워지는 것을 알 수가 있다. 이것은 UL에서의 부호화 방식인 RS 방식만으로 복호를 오류 없이 성공할 수 있으므로 재전송을 필요치 않게 되어 전송효율이 1에 가까워 짐을 알 수가 있다. 그리고 전송효율 면에서는 Type-II 방식이 Type-III 방식보다 더 효율적인 것을 알 수가 있는데 매 재전송 시에 따른 데이터의 전송에 패리티 패킷만 전송함으로써 Type-II 방식이 Type-III보다 전송 패킷의 사이즈가 작기 때문이다.

BER 성능과 전송효율과의 trade off 관점에서 보면 채널환경이 양호할 경우에는 전송 효율이 좋은 Type-II 방식이 적합하다. 재전송되는 데이터만을 가지고도 복호화가 가능하고 다이버시티 이득을 얻을 수 있어 오류 정정률이 좋은 Type-III 방식은 채널 환경이 좋지 못하거나 순간적인 간섭의 증가, 급격한 페이딩의 상황에서 더 적합함을 알 수가 있다.

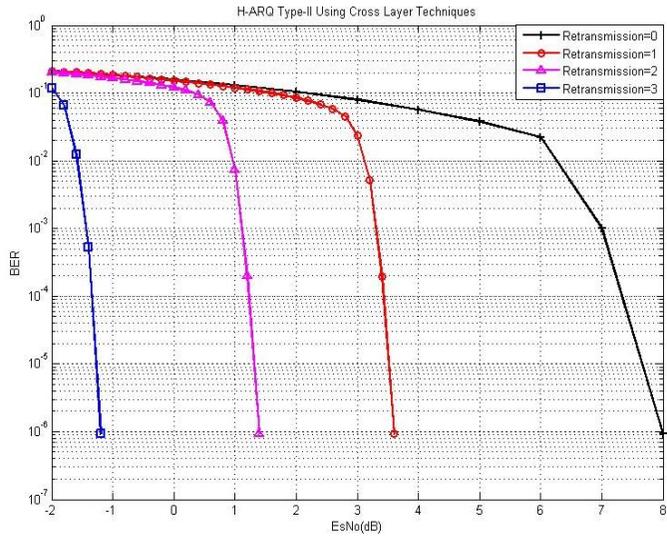


그림 4-3. H-ARQ Type-II의 BER 성능

Fig. 4-3. BER performance of H-ARQ Type-II.

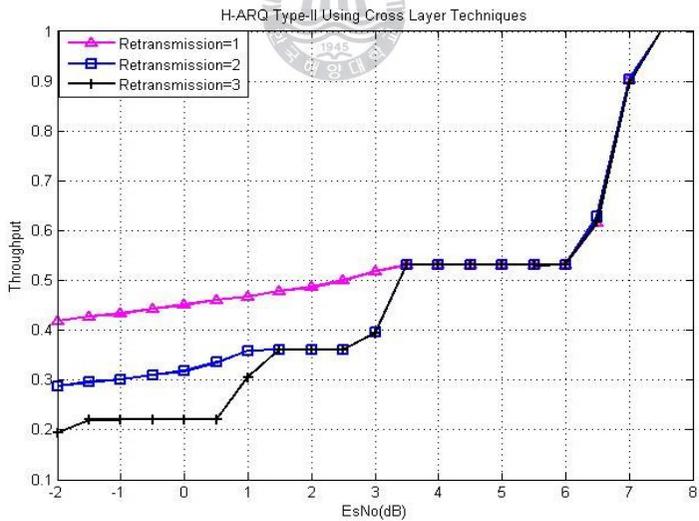


그림 4-4. H-ARQ Type-II의 Throughput 성능

Fig. 4-4. Throughput performance of H-ARQ Type-II.

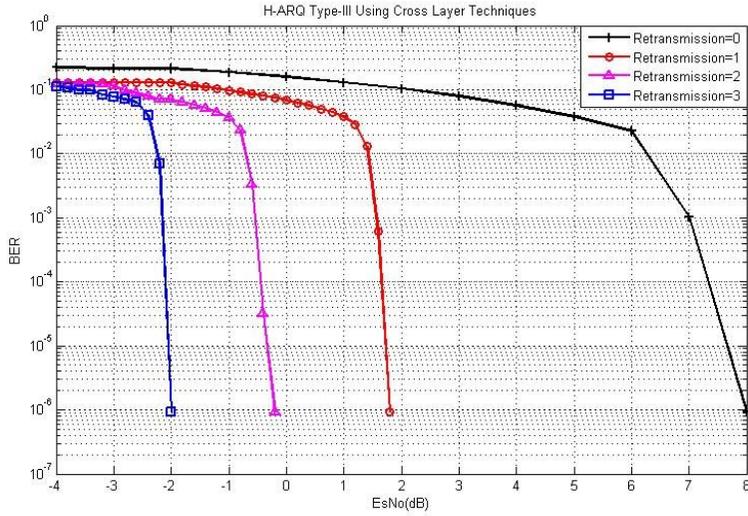


그림 4-5. H-ARQ Type-III의 BER 성능

Fig. 4-5. BER performance of H-ARQ Type-III.

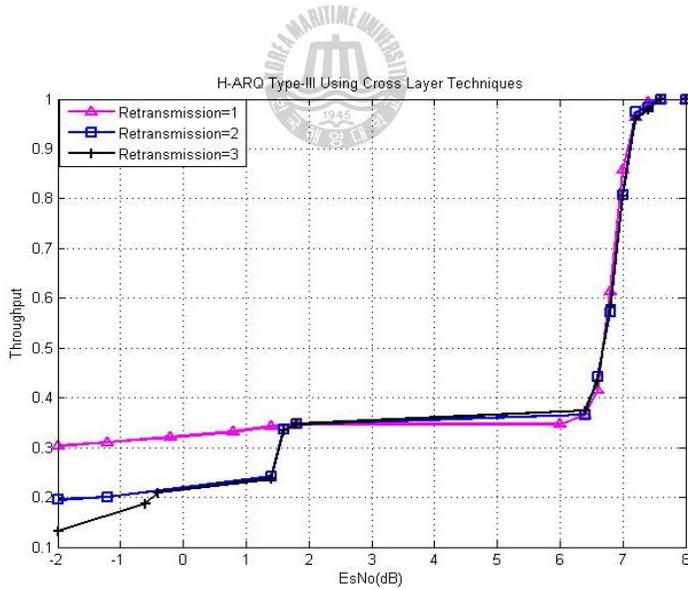


그림 4-6. H-ARQ Type-III의 Throughput 성능

Fig. 4-6. Throughput performance of H-ARQ Type-III.

제 4-2 절 Cross-Layer를 이용한 H-ARQ 기반의 협력통신 시스템

기존의 협력통신은 목적지 노드에서 소스 노드와 릴레이 노드들로부터 독립적인 채널의 동일한 신호를 수신하므로 공간 다이버시티와 경로 손실 감소 이득을 얻을 수 있다. 하지만, 릴레이 노드의 사용으로 인해 주파수 효율이 저하되고, MRC 결합 방식을 사용함으로써 수신단의 복잡도가 증가하는 문제가 발생한다. 본 장에서는 이러한 단점을 개선하는 동시에 우수한 BER 성능과 전송효율의 향상을 위해 cross-layer를 이용한 협력 H-ARQ 기법을 제안한다. 이러한 방식은 소스 노드로부터 수신한 신호를 우선적으로 목적지 노드에서 평가하여 만족되어질 경우, ACK 메시지를 소스 노드와 릴레이 노드로 전송하고 수신한 신호를 복구하므로 수신단에서는 전송효율의 향상을 높일 수가 있다. 또한, ARQ 메시지가 NACK 일 경우, 릴레이 노드는 소스 노드로부터 수신된 신호를 복호화 하여 다시 부호화한 후, 부호화 된 비트를 성능이 더 좋은 부호화 방법으로 2중 인코딩을 거쳐 패킷화 하여 목적지 노드에서 요구하는 패킷을 순차적으로 보내게 된다. 이러한 방식은 낮은 SNR에서 BER의 성능의 향상을 가져오게 된다.

1) Cross-Layer 기반의 협력 H-ARQ 모델

본 논문에서 제안하는 협력 H-ARQ 모델은 Base station (B), Relay station (R), Destination station (D)로 다음 그림 4-7로 구성된다.

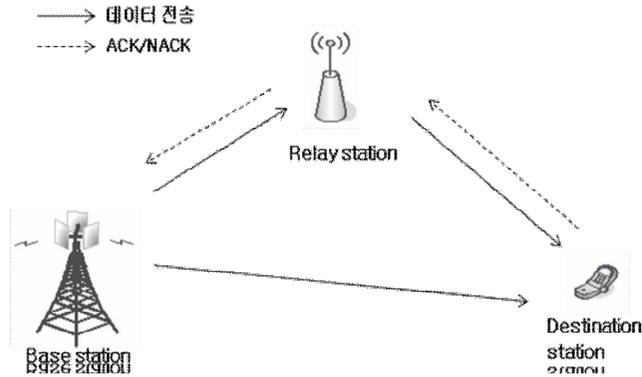


그림 4-7. 협력 H-ARQ 모델

Fig. 4-7. Cooperative H-ARQ model.

그림 4-7에서 굵은 선은 데이터 전송을 하는 노드를 말하고 점선은 ACK 또는 NACK 메시지를 전송하는 노드를 뜻한다. 협력 H-ARQ 모델은 다음과 같은 순서를 따라 데이터를 전송한다.

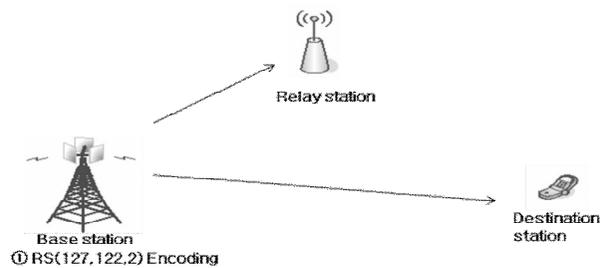


그림 4-8. 협력 H-ARQ 모델-①

Fig. 4-8. Cooperative H-ARQ model-①.

① B에서 전송하고자 하는 데이터를 RS 부호화하여 R과 D에 전송한다.

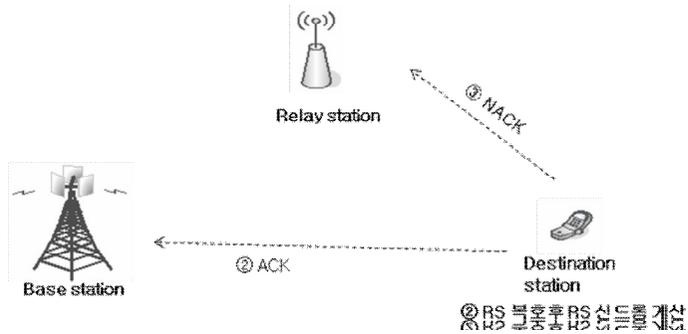


그림 4-9. 협력 H-ARQ 모델-②

Fig. 4-9. Cooperative H-ARQ model-②.

② D에서는 B로부터 수신한 데이터를 RS 복호화하여 복호된 데이터를 RS 신드롬 계산을 하여 복호된 데이터의 오류 여부를 판단하여 오류가 없을 시 B에 ACK 신호를 전송하여 다음 데이터를 요청한다.
 ③ RS 신드롬 계산에서 오류가 발생하면 D는 R에게 NACK 신호를 전송하게 된다.

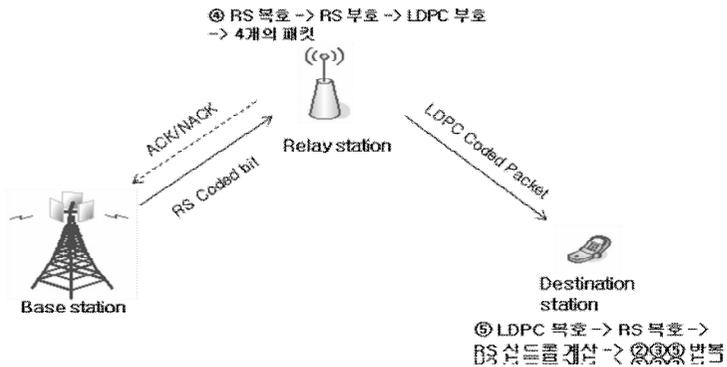


그림 4-10. 협력 H-ARQ 모델-③

Fig. 4-10. Cooperative H-ARQ model-③.

④ R에서는 D로부터 NACK 신호를 수신하게 되면 B로부터 받은 RS신호를 복호하여 다시 RS 부호화를 거쳐 LDPC 부호화를 하여 RS 신호 부분인 Information 패킷과 LDPC 부호로 생성된 Parity 패킷을 생성한다. 그리고 H-ARQ Type에 따라 D로 패킷을 전송하게 된다.

⑤ D에서는 R로부터 수신한 패킷을 이용하여 LDPC 복호후 다시 RS 복호를 거쳐 RS 신드롬 계산을 통하여 오류의 여부를 판단하여 오류가 없을 시에는 B에 ACK 신호를 전송하여 다음 데이터를 요청한다. 신드롬 계산에서 오류가 발생하였을 시에는 다시 R로 NACK 신호를 전송하여 R로부터 LDPC로부터 생성된 다른 패킷을 수신하는 방법을 반복하여 최종적으로 R에서 생성한 패킷을 모두 수신될때 까지 ②③④번 과정을 수행하게 된다.

2) 실험결과 및 성능 분석

모의 실험에서는 Base station에서 cross-layer의 UL기반으로 오류정정율 $t=2$ 인 RS(127,125,2) 부호화기를 사용하였고 PL기반으로 Relay station에서 2-2절에서 사용한 IEEE 802.11n 기반의 LDPC 부호화기를 사용하였다. H-ARQ의 Type-II, Type-III를 사용하여 Relay station에서는 random puncturing을 통하여 서로 겹치지 않는 4개의 패킷을 생성하여 Destination station으로부터 NACK 신호를 수신하면 각각의 전송 프로토콜에 따라 생성한 패킷을 전송한다. Destination station에서는 최종적으로 4번의 재전송을 Relay station으로 요청할 수가 있다.

채널 환경으로는 B-D, B-R, R-D의 채널 계수 h_{ji} (j : 전송 노드, i :수신 노드)는 한 심볼 주기 동안 변하지 않고 심볼 주기에 따라 독립적으로 변하는 레일레이 페이딩과 거리에 따른 경로 손실의 영향을 고려하였다. 레일레이 페이딩 채널의 계수 h_{ji} 는 정확하게 추정하고, 거리에 따른 경로 손실에 의해 B-R, R-D의 AWGN을 B-D구간의 반으로 가정하였다.

그림 4-11, 4-12는 H-ARQ Type-II 방식을 협력통신 시스템에 적용하

였을 때의 BER과 throughput 성능이다. 일반적인 1:1 통신에서의 RS, RS+LDPC 성능과 협력통신 시스템에서의 H-ARQ Type2 BER 성능은 재전송횟수를 최대 4회까지 제한하였을 때 각각 12dB, 4dB의 성능이 향상되었음을 알 수가 있다. 또한 throughput 관점에서의 성능은 E_s/N_0 -2dB에서 RS+LDPC의 성능이 약0.5로 수렴하며 협력통신 시스템에서의 H-ARQ Type-II 성능보다 더 향상됨 보인다. 하지만 E_s/N_0 2dB에서부터 Type-II 방식의 성능이 throughput 1로 수렴하면서 성능이 전송효율이 좋아짐을 알 수가 있다. 따라서 본 논문에서 제안하는 H-ARQ방식을 이용한 협력통신 시스템이 채널의 상태에 따라서 변화하는 적응형 무선통신에서의 일반적인 1:1 통신을 이용하는 방법보다 더 효율적임을 알 수가 있다.



그림 4-11. 협력 H-ARQ Type-II의 BER 성능

Fig. 4-11. BER performance of cooperative H-ARQ Type-II.

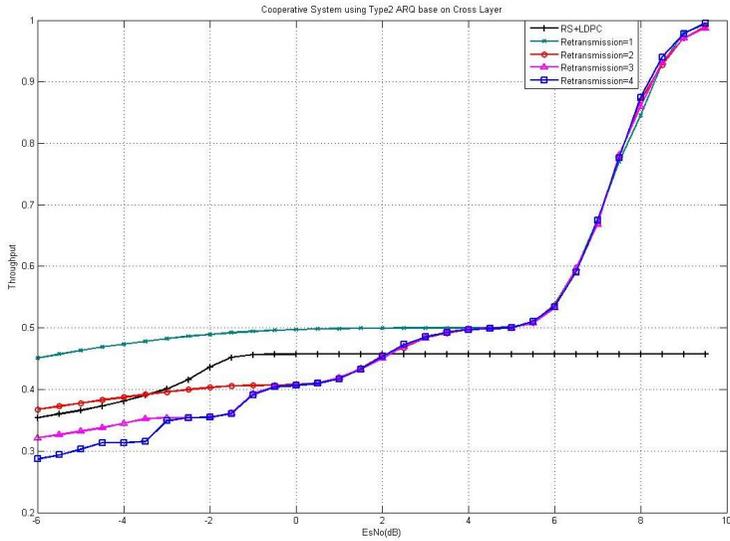


그림 4-12. 협력 H-ARQ Type-II의 Throughput 성능

Fig. 4-12. Throughput performance of cooperative H-ARQ Type-II.

그림 4-13, 4-14는 H-ARQ Type-III를 이용하였을 때의 BER과 throughput 성능이다. Type-II와의 성능을 비교할 때, 4-1절에서의 결과와 같이 BER 성능면에서 약 1.5dB의 성능향상이 있는 반면에 throughput 관점에서는 약 0.1의 성능이 열화가 있음을 알수가 있다. 그러므로 채널의 환경, 무선 통신에서 요구하는 BER과 throughput의 중요도를 따져, trade-off 관점에서 요구하는 H-ARQ Type을 선택하여야 한다.

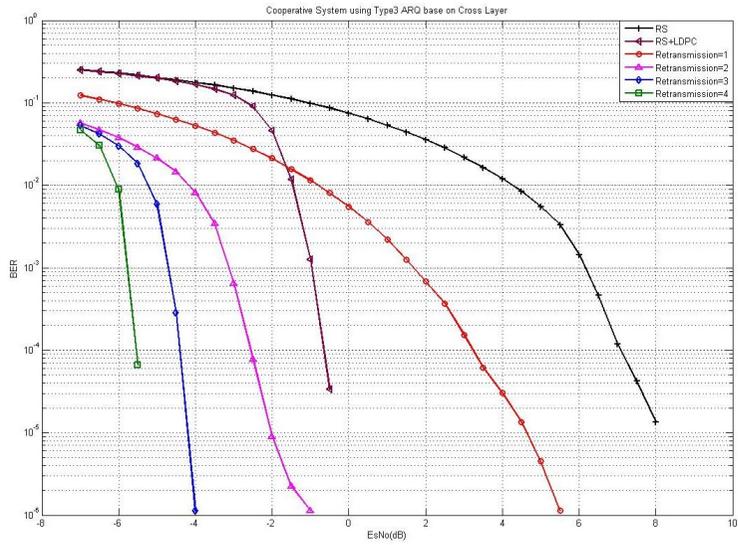


그림 4-13. 협력 H-ARQ Type-III의 BER 성능

Fig. 4-13. BER performance of cooperative H-ARQ Type-III.

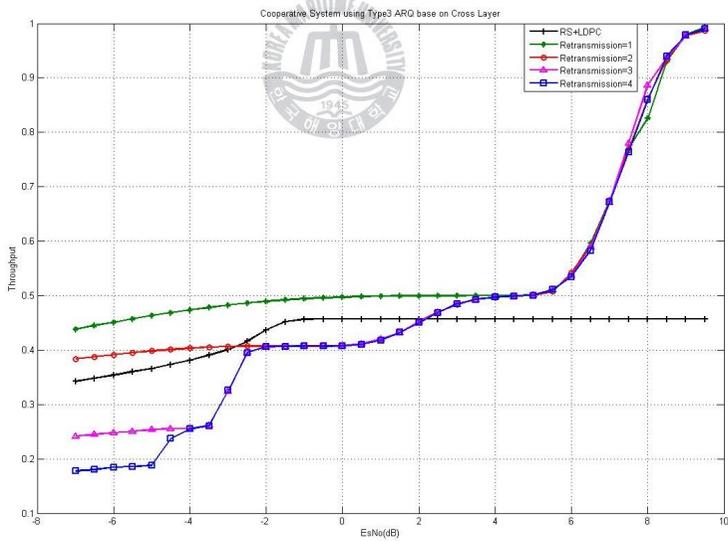


그림 4-14. 협력 H-ARQ Type-III의 Throughput 성능

Fig. 4-14. Throughput performance of Cooperative H-ARQ Type-III.

표 4-3에서는 본 논문에서 제안한 시스템에서의 코딩 기법과 시스템에 따른 성능을 비교, 분석하였다.

표 4-2. 코딩 기법과 시스템에 따른 성능 비교

Table 4-2. Compare to performance of coding method and system.

	코딩 기법	성능 비교
MIMO 시스템	<ul style="list-style-type: none"> ◆ LDPC(R=1/2, N size=1944) ◆ 기존의 LLR 방식과 제안하는 후보 벡터를 이용한 저 계산량 알고리즘 비교 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ BER 성능면에서 기존과 0.2dB의 성능 감소 ◆ 계산량은 16~61%의 감소 ◆ Trade-off 관점에서 제안한 저 계산량 알고리즘이 더 효율적임
H-ARQ 기법	<ul style="list-style-type: none"> ◆ RS(255,191,32)+LDPC(R=1/3, N size=16200) ◆ Type-II와 Type-III의 채널 환경에 따른 적합한 Type 분석 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ BER 성능면에서 재전송 횟수가 최대 3일 때가 0일때보다 약 9dB의 성능 향상 ◆ Type-III 방식이 Type-II 방식보다 약 1dB의 성능 향상 ◆ Throughput 관점에서는 Type-II 방식이 Type-III 방식 보다 더 우수함 ◆ 채널환경이 양호할 시 : Type-II ◆ 순간적인 간섭, deep fading : Type-III
협력 통신 시스템	<ul style="list-style-type: none"> ◆ RS(127,125,1)+LDPC(R=1/2, N size=1944) ◆ 일반적인 1:1 통신과 협력 통신의 성능 비교 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ BER 성능면에서 Type-II 일때 1:1 통신 보다 4dB의 성능 향상, Type-III 일때는 5.5dB의 성능 향상 ◆ Es/No=2dB에서부터 throughput 관점에서 보면 제안한 H-ARQ 협력 통신 시스템이 1에 가까워져 더 효율적임 ◆ 1:1 통신 시스템 보다 제안하는 H-ARQ 협력 통신 시스템이 BER 성능과 throughput 측면에서 더 효율적임

제 5 장 결 론

4세대 무선 이동통신시스템에서는 복호된 데이터의 신뢰도와 전송효율을 향상시키기 위한 기술이 연구되고 있다. 따라서 본 논문에서는 전송효율의 향상을 위해 MIMO시스템에서의 다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 얻기 위해 시공간 부호 기법을 제시하였다. MIMO 시스템에서 수신된 신호를 송신안테나의 수만큼의 비트로 분리하기 위해 많은 계산량이 필요로 함으로 후보 벡터를 이용하여 LLR을 계산하여 기존의 방안보다 16~61%의 계산량이 감소하는 방안을 제시하였다.

하지만 MIMO 기술은 단말 크기의 제한과 비용, 하드웨어의 복잡성과 2-3장에서 설명한 많은 계산량을 필요로한다. 이러한 단점을 해결하고 동시에 신뢰도의 향상을 위해서 하나의 안테나를 갖고 있는 단말이나 기지국에서의 서로 협력하여 데이터를 전송하는 방식인 협력통신 시스템을 제안하였다. 협력통신에서 협력 복합다이버시티를 이용한 H-ARQ 기법을 제시하였고, 일반적인 MIMO 시스템을 이용하여 통신을 하였을 때보다 신뢰도와 전송효율이 향상되며 MIMO 시스템의 단점을 극복함을 알 수가 있었다.

RS(127,125,2)와 LDPC(N=1944,K=972,P=971)를 결합한 cross-layer 부호화 기반의 H-ARQ 기법은 협력 통신에 적용시킨 결과 1:1(point to point) 통신 보다 BER 성능면에서는 Type-II 방식에서 최대 10dB, Type-III에서 최대 11dB의 성능 향상이 있음을 알수가 있고, throughput 면에서는 E_s/N_0 가 증가 할수록 throughput 1로 수렴하면서 전송효율이 좋아짐을 알 수가 있다. 협력통신 시스템에서의 H-ARQ Type은 양호한 채널 환경에서는 Type-II가 더 적합하고, Type-III 방식은 채널 환경이 좋지 못하거나 순간적인 간섭의 증가, 급격한 페이딩의 상황에서 더 적합함을 알 수가 있다.

본 논문에서 제시한 cross-layer 부호화 기반의 MIMO 시스템과 협력통신 시스템의 분석은 차세대 이동 통신의 BER 성능 및 throughput 측면에서 유용한 지표가 되리라 사료되며, 다양한 통신 환경에서의 추가적인 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, Introduction to space-time wireless communications, Cambridge Univ. Press, 2003.
- [2] T. J. Richardson, A. Shokrollahi and R. Urbanke, "Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes," IEEE Trans. Inform. Theory, pp.619-637, Feb. 2001.
- [3] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative Communication in Wireless Networks," IEEE Communications Magazine, Vol. 42, Issue 1-, pp.74-80, Oct. 2004.
- [4] R. G. Gallager, "Low-Density Parity-Check Codes," IREtrans. Information pp.21-28, 1962.
- [5] 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.
- [6] T. Richardson, A. Shokrollahi, and R. Urbanke, "Design of Provably Good Low-Density Parity Check Codes," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 47, No. 2, pp. 599-618 Feb. 2001.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] G. J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela, and 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, pp. 1841-52, Nov. 1999.
- [10] IEEE 802.16j-06/026r2, "Baseline document for draft standard for local and metropolitan area networks, Part 16: Air interface for fixed and mobile broadband

- wireless access systems, Multihop relay specification,” Feb. 2007.
- [11] IEEE C802.16j-07/24r2, “ Clarifications on cooperative relaying,” Mar. 2007.
- [12] R.U. Nabar, H. Bolcskei, and F. W. Kneubuhler, “ Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design,” IEEE JSAC, vol. 22, pp.1099-1109, Aug. 2004.
- [13] H. Lou et. al., “performance of Punctured Channel Codes with ARQ for Multimedia Transmission in Rayleigh Fading Channels,” VTC pp. 282-286, 1996.
- [14] ETSI EN 301 210: "Digital Video Broadcasting (DVB): Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Satellite News Gathering (DSNG) and Other Contribution Applications by Satellite," (DVB-S2)
- [15] S. Lin and D. Costello, Fr., Error Control Coding: Fundamentals and Applications, Prentice Hall, 1983.
- [16] J. Hagenauer, “Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes(RCPC Codes) and their Applications,” IEEE Trans. Commun., vol. 36. Pp. 389-400, Apr. 1988.
- [17] J. Li and K. Narayanan, “Rate-Compatible Low Density Parity Check Codes for Capacity-Approaching ARQ Schemes in Packet Data Communications,” In Int. Conf. on Comm., Internet, and Info. Tech. (CIIT), Nov. 2002.