
MIMO 채널에서 LLR 추정을 위한 저 계산량 알고리즘

박태두* · 김민혁* · 김철승* · 정지원**

Low Computational Algorithm for Estimating LLR in MIMO Channel

Tae-Doo Park* · Min-Hyuk Kim* · Chul-Sung Kim* · Ji-Won Jung**

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다.(계약번호 UD070054AD)
본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업의
연구결과로 수행되었음.(NIPA-2009-C1090-0903-0007)

요 약

차세대 무선통신에서는 다양한 서비스, 높은 신뢰도와 함께 빠른 전송속도를 요구한다. 이러한 요구를 만족시키기 위해서 MIMO 시스템과 LDPC 부호를 결합하는 방법에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다. MIMO 시스템과 LDPC 부호의 결합시 LDPC 복호기에는 각 채널에서 수신되는 정보를 이용하여 연판정된 비트를 LDPC 복호기에 입력되어야 한다. 기존의 방식은 모든 수신된 신호를 이용하여 연판정된 비트를 분리하여 많은 계산량이 필요로 하는데, 본 논문에서는 후보 벡터를 이용하여 성능의 감소없이 연판정된 비트를 분리하여 최대 61%의 계산량을 감소하는 방식을 제시하였다.

ABSTRACT

In recent years, the goal of providing high speed wireless data services has generated a great amount of interest among the research community. Several researchers have shown that the capacity of the system, in the presence of flat Rayleigh fading, improves significantly with the use of combined MIMO and LDPC. 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.

키워드

MIMO 시스템, LLR 추정, 채널 코딩, 후보 벡터

Key word

MIMO, low density parity check code, log-likelihood computation, space time code

* 한국해양대학교 전파공학과 (bokddori@hhu.ac.kr)

** 한국해양대학교 전파공학과 (교신저자)

접수일자 : 2010. 06. 11

심사완료일자 : 2010. 07. 05

I. 서론

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] 이러한 LDPC 부호화 방식은 현재 인터넷의 표준안인 IEEE 802.16n과 국내의 Wibro(Wireless Broadband) 인터넷 등에서 채널 부호화 알고리즘으로 채택되고 있다.

최근 MIMO 시스템과 LDPC 부호를 결합하는 방법에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다. 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 전송 속도를 만족할 수 있다. 하지만 부호화 비트들이 각 송수신 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 논문에서는 LDPC를 MIMO 시스템과 결합한 시공간 부호화 방식에서의 성능을 분석하고, 수신단에서의 비트를 분리를 위해 필요한 계산량을 줄이는 알고리즘을 제안한다.

II. LDPC 부호

본 논문에서 적용되는 LDPC 부호는 IEEE 802.11n에 적용되는 표준화된 LDPC 부호를 적용하였다. 본 논문

에서 사용되어지는 H 행렬은 작은 규모의 베이스 행렬을 이용하며 이 행렬 속에는 아이덴티티 행렬과 서클러 쉬프트드 아이덴티티 행렬에 대한 인덱스가 담겨지게 된다. 간단한 예를 든다면 아래 그림 1에서와 같이 인덱스가 간단하게 정해지는 것을 볼 수 있다.[3]

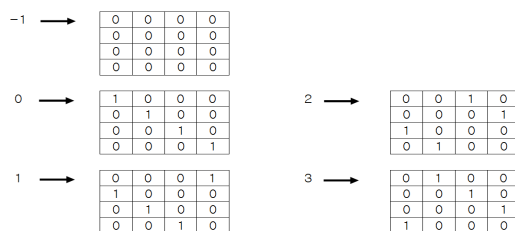


그림 1. 소정방 행렬과 인덱스
Fig. 1 The small square matrix and index.

그림 1에서는 소 정방 행렬의 크기가 4x4 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.[4]

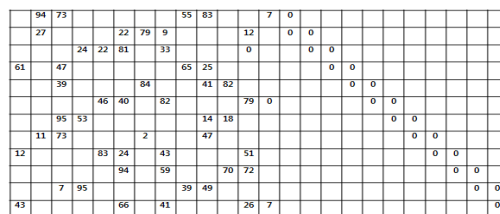


그림 2. 소정방 행렬로 이루어진 H matrix permutation
Fig. 2 The H matrix permutation with small square matrixes.

LDPC 복호기의 입력값은 수신된 신호 $r_{j,t}$ 를 STC Log-Likelihood Computation을 거쳐 N개(송신안테나의 수)의 비트로 분리된 soft decision 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.

III. LDPC와 결합된 MIMO 모델

MIMO 시스템에서는 N개의 송신 안테나와 M개의 수신안테나를 이용하여 통신을 한다. 그림 3은 LDPC와 결합된 MIMO 시스템의 채널 블록도를 나타낸다.

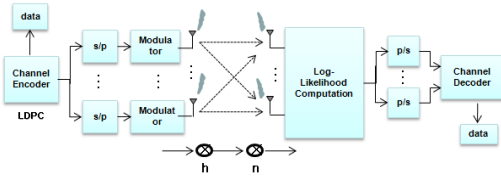


그림 3. MIMO 시스템에서의 채널 블록도
Fig. 3 MIMO system block diagram.

채널 환경은 심볼 주기 T 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 레일레이 페이딩 채널로써 주기 T 동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 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]

IV. MIMO에서의 Log-Likelihood Computation

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

법을 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 t를 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 m이면 $n \times m$ 개의 부호화 비트를 포함하는 것을 알 수가 있다. N개의 송신안테나에서 송신되어지는 신호 c_1, c_2, \dots, c_n 와 m개의 수신된 신호를 다음 식으로 나타낼 수 있다.

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

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

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

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

식(5)는 다시 식(6)으로 나타낼 수 있고

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

$c = (c_1, c_2, \dots, c_n)$ 로부터 독립적으로 주어진 수신 신호 r_j 로부터 $\Pr[r_1, \dots, r_m \mid c] = \prod_{j=1}^m \Pr[r_j \mid c]$ 이므로 식(6)은 다시 식(7)로 나타낼 수 있다.

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

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

4.2 제안한 저 계산량 알고리즘

기존의 LLR 방법에서는 MN개의 distance 계산이 필요하여 수신단에서의 계산량이 커지므로 계산량을 줄이기 위하여 수신된 신호와 근접한 맵핑점인 후보벡터를 이용한다. 그림 4는 2개의 송신 안테나와 QPSK modulation을 하였을때의 채널 추정되어진 레이 페이딩으로 인하여 변화된 맵핑점들과 수신된 신호 $r_{j,t}$ 의 예를 나타낸다.

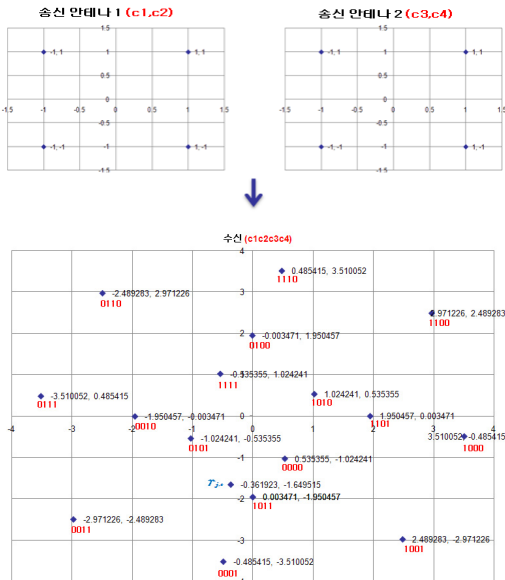


그림 4. 2개의 송신안테나와 QPSK Modulation 환경에서 수신단에서의 추정된 맵핑점과 수신신호 $r_{j,t}$ 의 예
Fig. 4 Received signal $r_{j,t}$ and changed mapping points.

후보 벡터를 이용하여 log-likelihood computation를 하는 방법은 BER 성능에 영향을 가장 적게 영향을 미치는 조건을 가지고 그림 3에서 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 5에서 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 5. 같은 부호를 가지는 후보 벡터를 선택하는 방법
Fig. 5 Selecting candidate vectors using same sign.

두 번째 방법으로 그림 6에서 $-1.3 < r_{j,t} < 1.3$ 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.

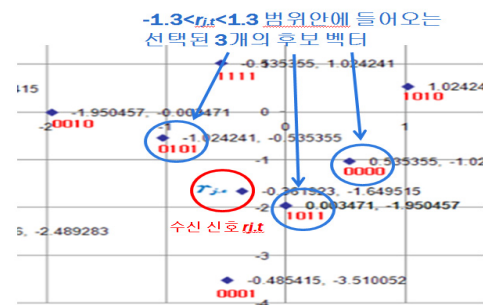


그림 6. 적절한 범위의 후보 벡터를 선택하는 방법
Fig. 6 Selecting candidate using appropriable range.

V. 실험결과 및 분석

시뮬레이션에서 사용한 LDPC는 802.16n에서 표준으로 채택되어 사용되고 있는 부호화율 $R=1/2$, $N_{size}=2304$ 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, 2개로 변화시키며, modulation은 BPSK, QPSK로 변화시키며 시뮬레이션 하였다.

그림 7은 기존의 log-likelihood computation을 사용하였을때의 BER 성능이다. BPSK에서 수신 안테나가 2개일때의 성능이 1개일 때보다 다이버시티 이득으로 인하여 BER 10⁻⁴을 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 뿔샘과 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.

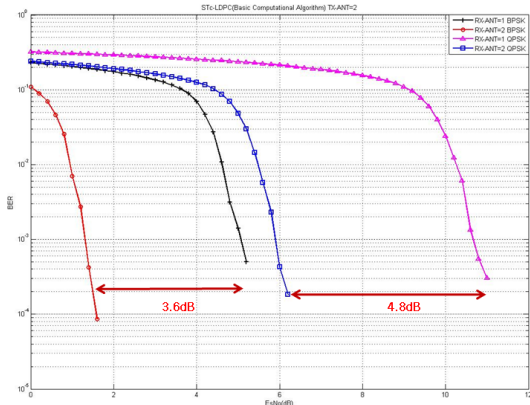


그림 7. 기존 Log-Likelihood Computation을 한 BER 성능
Fig. 7. BER performance using conventional LLR.

표 1. 기존의 Log-Likelihood Computation시의 계산량
Table 1. Amount of calculation using conventional LLR

	transmit/receive antenna	뿔샘	제곱	최소값
BPSK	2/1	4	4	4
	2/2	8	8	8
QPSK	2/1	16	16	56
	2/2	32	32	112
뿔샘		$M^{Tx Antenna Num} \times Rx Antenna Num$		
제곱		$M^{Tx Antenna Num} \times Rx Antenna Num$		
최소값		$\left(\frac{M^{Tx Antenna Num}}{2} - 1\right) \times M \times Tx Antenna Num \times Rx Antenna Num$		

그림 8과 표 2는 4.2장에서 제안하는 두 번째 방법으로 후보 벡터를 선택하여, 저 계산량 알고리즘을 통하여 LLR을 구하였을때의 BER 성능과 계산량을 나타내고 있다. 후보 벡터를 선택하는 범위는 최대한 기존의 LLR 방식을 이용하였을 때의 BER 성능과 같고, 계산량은 최대한 줄일수 있게 범위를 조절하여 선택하였다. 계산량을 구하는 방법은 오류가 없을때의 Es/No를 기준으로 1152000개의 데이터를 전송하기 위해 LDPC 부호화 사이즈 크기만큼의 루프를 돌렸을 때 평균적으로 선택되는 후보 벡터의 수를 계산 하였다.

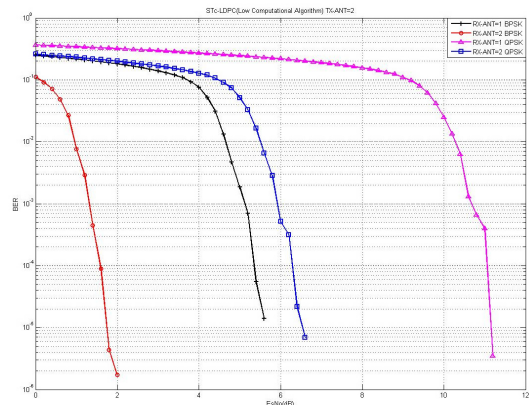


그림 8. 후보 벡터를 이용하여 Log-Likelihood Computation을 한 BER 성능
Fig. 8. BER performance using candidate vector.

표 2. 후보 벡터를 이용하여 Log-Likelihood Computation시의 계산량
Table 2. Amount of calculation using candidate vector

	transmit /receive antenna	벡셀	제공	최소값
BPSK	2/1	3	3	2
	2/2	7	7	6
QPSK	2/1	7	7	20
	2/2	22	22	72
벡셀		각각의 수신안테나에서 선택된 후보 벡터 수		
제공		각각의 수신안테나에서 선택된 후보 벡터 수		
최소값		(각각의 수신안테나에서 선택된 후보 벡터 수-2)×MM-PSK		

BER 성능은 그림 7과 비교하였을 때 오류가 없을 때를 기준으로 약 0.2dB의 성능 열화를 가져왔지만 표 2에서 보여지는 계산량의 감소면에서는 표 1과 비교하였을 때 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.

VI. 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.

시뮬레이션 결과 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.

감사의 글

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다.(계약번호 UD070054AD)
본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었습니다.(NIPA-2009-C1090-0903-0007)

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] T. Richardson, A. Shokrollahi, and R. Urbake, "Design of Provably Good Low-Density Parity Check Codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 47, No. 2, pp. 599-618 Feb. 2001.
- [4] 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.
- [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.

저자소개



박태두(Tae-Doo Park)

2008년 2월: 한국해양대학교
전파공학과 (공학사)
2010년 2월: 한국해양대학교 전파
공학과 (공학석사)

2010년 3월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과
박사과정

※ 관심분야: 위성 통신, 이동 통신, 변 · 복조 기술,
채널 코딩, FPGA 기술 등



김민혁(Min-Hyuk Kim)

2006년 2월: 한국해양대학교 전파
공학과 (공학사)
2008년 2월: 한국해양대학교 전파
공학과 (공학석사)

2008년 3월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과
박사과정

※ 관심분야: 위성 통신, 이동 통신, 변 · 복조 기술,
채널 코딩, FPGA 기술 등



김철승(Chul-Seung Kim)

2008년 2월: 한국해양대학교
전파공학과 (공학사)
2008년 3월 ~ 현재: 한국해양대학교
전파공학과 석사과정

※ 관심분야: 위성 통신, 이동 통신, 변 · 복조 기술,
채널 코딩, FPGA 기술 등



정지원(Ji-Won Jung)

1989년 2월: 성균관대학교
전자공학과(공학사)
1991년 2월: 성균관대학교
전자공학과(공학석사)

1995년 2월: 성균관대학교 정보공학과(공학박사)
1991년 1월 ~ 1992년 2월: LG 정보통신연구소 연구원
1995년 9월 ~ 1996년 8월: 한국통신 위성통신연구실
선임연구원

1997년 3월 ~ 1998년 12월: 한국전자통신연구원 초빙
연구원

1996년 9월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과
정교수

2001년 8월 ~ 2002년 8월: 캐나다 NSERC Fellowship
(Communication Research Center 근무)

※ 관심분야: 위성 통신, 이동 통신, 변 · 복조 기술,
채널 코딩, FPGA 기술 등