

논문 2006-43TC-1-11

준정적 플랫 페이딩 채널에서 시공간 트렐리스 부호의 일반화된 부최적 복호법

(Generalized Sub-optimum Decoding for Space-Time Trellis Codes in Quasistatic Flat Fading Channel)

김 영 주*, 신 상 섭**, 강 현 수*

(Young Ju Kim, Sang Seop Shin, and Hyun-Soo Kang)

요 약

준정적 플랫 페이딩 환경에서 시공간 트렐리스 부호의 준최적 복호법인 principal ratio combining(PRC) 기법^[1]의 일반화된 버전을 제안한다. [1]에서는 수신 안테나의 수가 증가함에 따라 성능 저하 폭이 증가하는 문제가 있다. 제안하는 방식은 수신 안테나들을 K 개의 그룹으로 나누어 각 그룹에 PRC 기법을 적용하는 일반화된 PRC 기법이다. 일반화된 PRC에서는 수신 안테나의 수가 증가하여도 기존의 PRC 기법에 비해 성능 저하 폭이 상당히 감소한다. 그러나 복호기의 복잡도는 다소 증가한다. 따라서 시스템의 QoS(quality of service), 성능 및 복잡도의 tradeoff에서 적당한 K 를 선택해야만 한다. 또한, 수신 안테나 수가 증가함에 따라, K 개로 그룹핑하는 방법이 여러 가지 나올 수 있는데, 각 경우에 최종 성능 차이를 간단히 예측할 수 있는 성능지표(performance index, PI)를 제안한다.

Abstract

We present a generalized version of principal ratio combining (PRC)^[1], which is a near-optimum decoding scheme for space-time trellis codes in quasi-static flat fading environments. In [1], the performance penalty increases as the number of receive antennas increases. In the proposed scheme, receive antennas are divided into K groups, and the PRC decoding method is applied to each group. This shows a flexible tradeoff between performance and decoding complexity by choosing the appropriate K . Moreover, we also propose the performance index(PI) to easily predict the decoding performance among the possible different(receive antenna) configurations.

Keywords : Diversity, space-time codes, wireless communication

I. 서 론

다수의 송수신 안테나를 이용하는 시공간 부호는 고

속 무선 전송을 위해 제안되었다^[2]. 시공간 트렐리스 부호는 채널 부호, 변조방식, 다수의 송신 안테나를 아우르는 기법으로 고속의 전송율과 플랫 페이딩을 극복하는 다이버시티 효과를 동시에 얻을 수 있다. [2]에서는 다이버시티 이득, 전송율, 복호기 복잡도 및 성운 크기의 tradeoff 관점에서 최적으로 설계된 시공간 트렐리스 부호를 제안한다.

수신기에서 최대 우도(maximum likelihood, ML) 복호를 할 경우 복호기 복잡도는 송수신 안테나 수가 증가함에 따라 증가한다. [1]에서는 수신 안테나 수에 따

* 정희원, 충북대학교 전기전자및컴퓨터공학부
(School of Electronic and Computer Engineering,
Chungbuk National University)

** 학생회원, 충북대학교 전기전자및컴퓨터공학부
(School of Electronic and Computer Engineering,
Chungbuk National University)

※ 이 논문은 2005년도 충북대학교 학술연구지원사업의
연구비지원에 의하여 연구되었음
접수일자 : 2005년11월1일 수정완료일 : 2006년1월12일

라 복호기 복잡도가 영향을 받지 않는 준최적 복호 알고리즘을 제안하였다. 그러나 수신 안테나 수가 증가함에 따라 성능 저하가 증가한다. 본 논문에서는 준최적 복호 알고리즘의 일반화된 버전을 제안하여 성능과 복호기 복잡도간에 유연한 tradeoff를 이론화하고, 컴퓨터 시뮬레이션으로 이를 확증한다.

한편 수신 안테나들의 가능한 여러 조합에서, 각 조합의 성능 차이를 간단히 예측할 수 있는 성능 지표를 정의한다. 또한, 이 성능지표를 이용하여 수신 안테나수와 그룹의 수가 결정되었을 때, 가장 최적의 그룹 내 안테나수를 결정하는 그룹핑 규칙을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 송신기와 수신기 시스템 모델을 기술한다. III장에서는 시공간 부호의 일반화된 준최적 복호알고리즘을 기술한다. IV장에서는 그룹핑 규칙을 기술한다. V장 및 VI장에서는 QPSK 변조 방식과 8-PSK 변조 방식에서 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 보이고 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

일반적인 시공간 트렐리스 부호 시스템은 n 개의 기지국 송신 안테나와 m 개의 단말기 수신 안테나로 구성된 그림 1과 같은 이동 통신 시스템이며, 시간 t 에 신호 c_t^i 가 각각의 i 번째 안테나로 전송된다. 시공간 트렐리스 부호화 과정은 트렐리스를 통하여 이루어지며, 부호화된 신호는 파형으로 발생되어 페이딩 채널을 통과한 후, m 개의 안테나로 수신된다. 일반적으로 시공간 트렐리스 부호 시스템에 대한 분석에서 주로 사용되어왔던, 준정적 레일레이 플랫 페이딩 채널 모델(quasi-static Rayleigh flat fading channel model)에서의 성상도의 평균 에너지를 1로 하기 위해서 신호 성상도의 성분은 선택된 $\sqrt{E_s}$ 와 관계가 있다고 가정한다 [1][2]. 시간 t 에서 j 번째 수신 안테나의 수신 신호는 식 (1)과 같다.

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} c_t^i \sqrt{E_s} + \eta_t^j \quad (1)$$

여기서, 경로 이득 $\alpha_{i,j}$ 는 복소 가우시안 랜덤 변수이고 η_t^j 는 차원당 분산이 $N_0/2$ 이고, 평균이 0인 복소 가우시안 랜덤 변수로서, 하나의 프레임 동안 동일하게 유지되다가, 프레임이 변할 때마다 바뀌는 준정적 특성

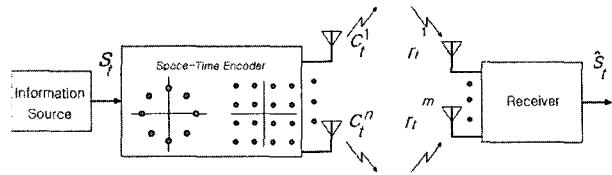


그림 1. 송신기의 블록 다이어그램

Fig. 1. The block diagram of the transmitter.

을 가진다. 또한, 완전한 채널 상태 정보라고 가정하면, 최대 우도 복호기는 부호어를 다음과 같이 결정한다.

$$c = c_1^1 c_2^2 \cdots c_1^n c_2^1 c_2^2 \cdots c_2^n c_1^1 c_1^2 \cdots c_1^n$$

이와 같은 채널 환경에서 ML 복호로 동작하는 수신 단은 식 (2)와 같이 메트릭을 최소화하는 부호어로서 비터비 복호를 수행한다.

$$\sum_{t=1}^T \sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} c_t^i \right|^2 \quad (2)$$

송신 안테나의 수, 수신 안테나의 수, 부호 구조에 의해서 메트릭의 복잡도가 결정된다. 제 III장에서는, 어떤 코드를 MRC와 비교할 때 수신 안테나의 수 m 에 의해 복잡도를 줄일 수 있는 준최적 복호 알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘은 다중 전송 안테나의 MRC(maximum ratio combining)에 대한 중대한 확장을 의미한다. 그러나 이 시스템은 ML 복호기에 비해 상대적으로 성능은 감소한다.

III. 시간-공간 트렐리스 부호의 일반화된 준최적 복호법

시간 t 에서 수신 심벌들 $r_t^j, j=1, \dots, m$ 을 수신하면, 수신기는 기존의 PRC(principal ratio combining) 기법에서는 시간 t 에서 심벌들 $r_t^j, j=1, \dots, m$ 을 수신하면 수신기는 단위 길이 $\|\Lambda\|=1$ 의 벡터 $\Lambda = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m)$ 을 계산하여 수신된 $r_t^j, j=1, \dots, m$ 심벌들과 선형 컴바이닝을 한다.

제안하는 일반화된 PRC 기법은 각 수신 안테나로 수신되는 심벌들을 그림 2와 같이 K 개의 그룹으로 나누면, 벡터 Λ 도 단위길이 $\|\Lambda_k\|=1$ 인 $\Lambda_k = (\lambda_{m_{k-1}+1}, \lambda_{m_{k-1}+2}, \dots, \lambda_m)$ 로 나눠진다. 이때, $m_0 = 0, m_K =$

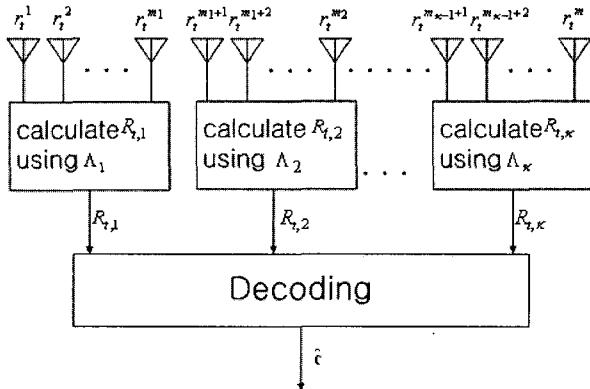


그림 2. K 개로 그룹핑한 수신 안테나의 수신 심벌
Fig. 2. Received symbols of a group of k of reception antennas.

m 그리고 $k = 1, 2, \dots, K$ 이다.

따라서 수신기는 $R_{t,k}$ 를 새로운 수신 심벌로 다루게 되고, 새로운 페이딩 계수는 다음과 같다.

$$\gamma_{i,k} = \sum_{j=m_{k-1}+1}^{m_k} \lambda_j \alpha_{i,j} \quad (3)$$

제안하는 일반화된 PRC 수신기에서는 $\sum_{i=1}^n |\gamma_{i,k}|^2$

을 최대화 하는 A_k 를 계산해야 한다. 에너지 관점에서 $R_{t,k}$ 는 c_t^i , $i = 1, 2, \dots, n$ 에 대해 가능한 많은 정보를 포함한다. 이때 $\|A_k\|^2 = 1$ 로 계산하므로 잡음 전력은 일정하다.

$$\Omega_{i,k} = (\bar{\alpha}_{i,m_{k-1}} + 1, \bar{\alpha}_{i,m_{k-1}} + 2, \bar{\alpha}_{i,m_k})$$

, $A_k = \sum_{i=1}^n \Omega_{i,k}^* \Omega_{i,k}$ 라 놓자. 이때 $\Omega_{i,k}^*$ 는 $\Omega_{i,k}$ 의 공액전치(conjugate transpose) 벡터이다.

$$\sum_{i=1}^n |\gamma_{i,k}|^2 = A_k A_k^* \quad (4)$$

그러면 식 (4)를 최대화 하는 방법은 행렬 A_k 의 최대 eigenvalue 값에 대응되는 A_k 의 eigenvector를 선택하는 것이다. 수신기에서는 $k = 1, 2, \dots, K$, $i = 1, 2, \dots, n$ 그리고 $t = 1, 2, \dots, l$ 일 때 A_k 와 A_k^* 를 계산한 후에 $\gamma_{i,k}$ 와 $R_{t,k}$ 를 계산한다.

$$\sum_{t=1}^l \sum_{k=1}^K \left| R_{t,k} - \sum_{i=1}^n \gamma_{i,k} c_t^i \right|^2 \quad (5)$$

그 다음에 상기의 메트릭을 최소화하는 부호어

$c = c_1^1 c_2^2 \cdots c_n^n c_1^1 c_2^2 \cdots c_n^n c_1^1 c_2^2 \cdots c_n^n$ 을 가능한 모든 부호어 중에서 선택을 한다. 이와 같이 제안된 복호법은 기존의 ML 복호법에 비해 m/K 배 만큼 복호기의 복잡도가 감소된다. $K = 1$ 일 때, 식 (5)의 메트릭은 PRC[1]와 같고 $K = m$ 일 때는 ML과 같게 된다.

IV. 그룹핑 규칙

그림 2와 같이 수신 안테나를 $K \geq 2$ 로 그룹핑을 할 경우 각 그룹의 안테나 수를 결정해야 한다. 제 III장에서 살펴본 바와 같이, A_k 는 $\|A_k\| = 1$ 일 때 $A_k A_k^*$ 값이 최대가 되게하는 eigenvector이다. 따라서 최적의 그룹핑 방법을 찾기 위해 다음과 같은 정의를 이용한다. 이때, 송수신간 경로 이득은 반드시 서로 독립일 필요는 없으나, 본 논문에서는 서로 독립인 복소 가우시안 랜덤 변수라 가정한다.

Definition 3.1: A_k 와 A_k^* 의 정의가 제 III장에서와 같을 때, $A_k A_k^*$ 의 양상을 평균을 로컬 성능 지표(local performance index)라 한다.

Definition 3.2: $K = 1$ 일 때,

$$A = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m),$$

$$\Omega_i = (\bar{\alpha}_{i,1}, \bar{\alpha}_{i,2}, \dots, \bar{\alpha}_{i,m}),$$

그리고 $A = \sum_{i=1}^n \Omega_i^* \Omega_i$ 이다. 그러면 $A_k A_k^*$ 의 양상을 평균은 성능 지표(performance index)라 한다.

두 개의 송신 안테나와 네 개의 수신 안테나로 구성된 전송 시스템의 서로 다른 configuration(조합)에서 성능 지표들을 표1에 보인다. $K = 2$ 일 때, 수신 안테나들은 다음 두 가지 조합 중 하나로 그룹핑 될 수 있다.

조합 1은 $\{e_1 + e_2\} = \{2 + 2\}$ 이고, 조합 2는

$\{e_1 + e_2\} = \{3 + 1\}$ 인 경우이다. 표 1의 성능 지표 관점에서 보면, 조합 1이 조합 2보다 성능이 우수함을 알 수 있다. 표 1은 또한 단 천개 샘플만으로도 성능 지표 값이 수렴함을 보인다. 따라서 가능한 여러 조합에서 성능 지표를 이용하여 일반화된 PRC의 성능 차이를 신속히 예측할 수 있다.

$K \geq 2$ 인 경우, 수신 안테나 수가 선형적으로 증가하면, 가능한 조합은 지수적으로 증가한다. 여러 조합들의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 실험한 결과 다음과 같은 규칙을 적용할 수 있음을 확신한다.

표 1. 2개의 전송 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용한 다른 구성에서의 성능 지표

Table 1. PERFORMANCE INDICES OF TWO TRANSMIT AND FOUR RECEIVE ANTENNAS USING DIFFERENT CONFIGURATIONS.

number of samples	PRC	GPRC($K = 2$)		ML
		Config. 2	Config. 1	
1,000	3.0464	3.3375	3.4930	4.0007
10,000	3.0620	3.3585	3.4914	3.9920
0.1 million	3.0669	3.3629	3.4976	3.9984

- m/K 이 정수이면: 각 그룹의 안테나 수는 m/K 로 한다.
- m/K 이 정수가 아니면: 각 그룹의 안테나 수는 m/K 과 가장 가까운 정수로 하고 여분(또는 부족)은 공평히 분배한다.

V. 컴퓨터 시뮬레이션 결과

제안하는 시스템의 성능을 보이는 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 기술한다. 첫 번째 시뮬레이션에서는 그림 3과 같이 4-state QPSK 시공간 트렐리스 부호를 사용한다. 각 프레임 동안 각 송신 안테나에서 65개의 심벌들이 전송된다. 65개 심벌 중 마지막 2개 비트는 부호기를 0 상태로 돌리는데 사용되므로 전송률은 약 $2\text{bits}/\text{s}/\text{Hz}$ 가 된다. 부호기의 상태와 입력되는 2개의 비트들에 의해 출력 심벌 a_1a_2 가 결정되고, $\exp(a_1\pi j/2)$ 신호와 $\exp(a_2\pi j/2)$ 신호가 첫 번째 및 두 번째 송신 안테나로부터 동시에 전송된다. 부호기의 상태는 선택된 브랜치의 상태로 천이한다.

두 번째 시뮬레이션에서는 그림 4와 같이 8-state 8-PSK 시공간 트렐리스 부호를 이용한다. 부호화 방법은 QPSK 시공간 트렐리스 부호와 유사하며, 3개의 입력 비트들이 출력 심벌 $b_1b_2b_3$ 를 결정하고 $\exp(b_1\pi j/2)$ 신호와 $\exp(b_2\pi j/2)$ 신호가 첫 번째 및 두 번째 송신 안테나로부터 동시에 전송된다. 따라서 전송 프레임의 마지막 3개 비트들은 부호기의 상태를 0 상태로 천이시키는데 사용되며 전송률은 약 $3\text{bits}/\text{s}/\text{Hz}$ 가 된다.

상기의 시공간 트렐리스 부호들은 2개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나로 구성되므로 8의 다이버시티 이득을 보장한다^[2]. 그림 5와 6에서, 4-state QPSK 시공간 부호 및 8-state 8-PSK 시공간 부호의 시뮬레이션 결과

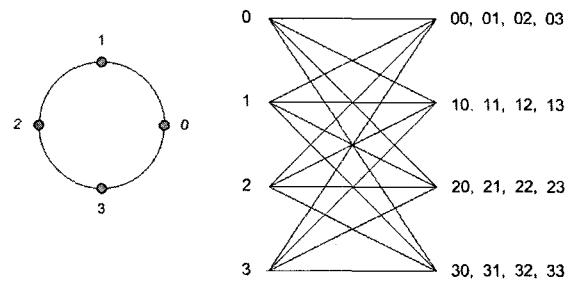


그림 3. 4-state QPSK 시공간 부호

Fig. 3. Four-state QPSK space-time code.

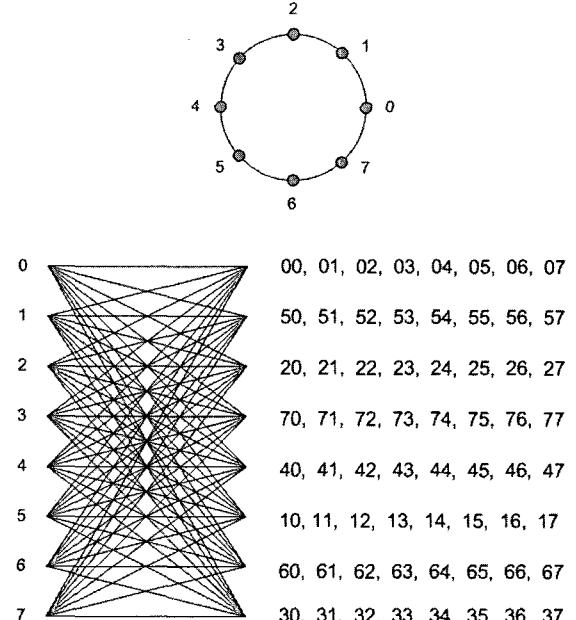


그림 4. 8-state 8-PSK 시공간 부호

Fig. 4. Eight-state 8-PSK space-time code.

를 보인다. 그룹핑의 수 K 가 4일 경우 복호기의 메트릭은 ML과 같게 되고, K 가 1일 경우는 기존의 PRC와 같게 된다. PRC 기법으로 복호할 경우 프레임 에러율 10^{-2} 에서 성능 저하는 두 개의 시뮬레이션 모델에서 각각 1.8dB 와 3.8dB 이다. 이는 2개의 수신 안테나를 이용한 [1]의 경우보다 큰 손실이다.

위의 두 시뮬레이션 결과와 같이, 기존의 PRC에서는 신호대잡음비(SNR)가 증가함에 따라 성능 저하도 증가하며, 수신 안테나 수가 증가하게 되면 성능 저하는 더욱 심각하게 된다.

본 논문에서 제안하는 그룹핑 규칙을 이용하여 적당한 $K(\geq 2)$ 를 결정하게 되면 이러한 성능 저하를 완화 시킬 수 있다. 대신 복호기의 복잡도는 다소 증가하게 된다. 또한 그림 5와 6은 조합 1이 조합 2보다 성능이 우수함을 보인다. 따라서 제IV장의 그룹핑 규칙이 유효함을 증명한다.

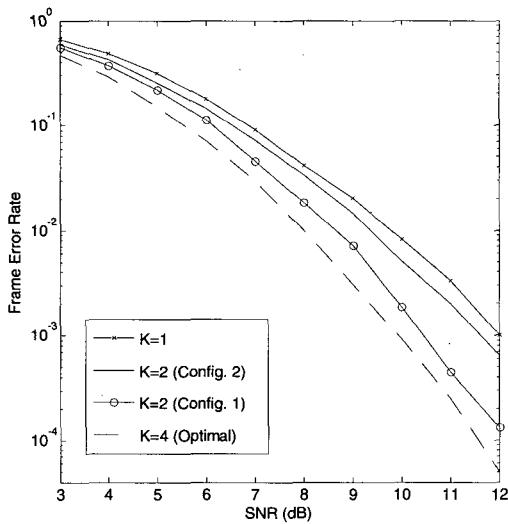


그림 5. 2개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용한 K 에 대한 4-state QPSK 시공간 부호의 성능
Fig. 5. Performance of the four-state QPSK code with two transmit and four receive antennas using different K 's.

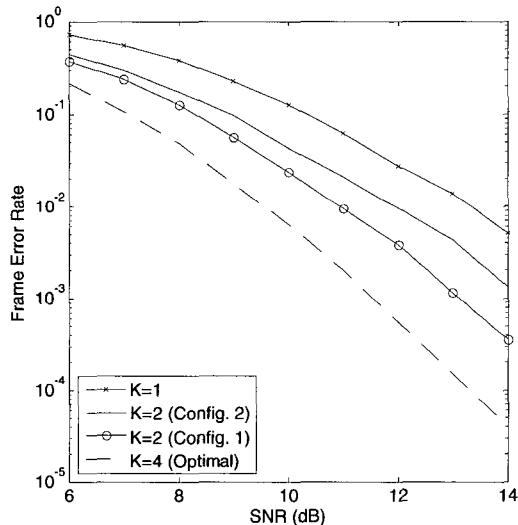


그림 6. 두 개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 사용한 K 에 대한 8-state 8-PSK 시공간 부호의 성능
Fig. 6. Performance of the eight-state 8-PSK code with two transmit and four receive antennas using different K 's.

참 고 문 헌

- [1] V. Tarokh and T. K. Y. Lo, "Principal ratio combining for fixed wireless applications when transmitter diversity is employed," IEEE Commun. Lett., vol. 2, pp. 223-225, Aug. 1998.
- [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, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [3] J. G. Proakis, Digital Communications, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1989.

VI. 결 론

본 논문에서 제안하는 시공간 트렐리스 부호의 일반화된 준최적 복호 기법은 기존의 ML 및 PRC 기법을 포함한다. 복호기의 성능과 복잡도 측면에서 유연한 tradeoff 관계를 이용하여, 전송 시스템의 QoS를 만족시키는 최적의 시공간 복호기를 설계할 수 있게 한다.

저자소개



김 영 주 (정회원)
 1988년 고려대학교 전자전산공학
 과 학사
 1996년 한국과학기술원 정보통신
 공학과 석사
 2001년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 박사

1987년 11월 ~ 1993년 12월 (주)금성사 평택연구소
 1996년 2월 ~ 1997년 2월 동경공업대학교 연구원
 2000년 4월 ~ 2000년 12월 ETRI 위촉연구원
 2001년 1월 ~ 2003년 8월 (주)엘지전자 UMTS
 시스템 연구소
 2003년 9월 ~ 현재 충북대학교 정보통신공학과
 교수

<주관심분야 : 이동통신 시스템, MIMO, 유비쿼
 터스 네트워크>



신 상 선 (학생회원)
 2005년 충북대학교 전기전자 및
 컴퓨터 공학과 학사
 2005년 ~ 현재 충북대학교 정보통
 신공학과 석사 과정

<주관심분야 : 이동통신 시스템, 유비쿼터스 네트워크>



강 현 수 (정회원)
 1994년 경북대학교 전자공학과
 학사
 1994년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학 석사
 1999년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 박사

2005년 3월 ~ 현재 충북대학교 전기전자컴퓨터
 공학부 교수

<주관심분야 : 영상처리, 부호화 컨텐츠보호>