

논문 2008-45TC-3-6

다차원 신호 공간에서 그룹 준직교 시공간 블록 부호의 신호 설계

(Signal Design of grouping Quasi-Orthogonal Space Time Block Codes
on the Multi-dimensional Signal Space)

여승준*, 허서원**, 이호경**

(Seung-Jun Yeo, Seo-Weon Heo, and Ho-Kyoung Lee)

요약

본 논문은 MIMO 시스템에서, 최대 전송률을 유지하면서 최대 다이버시티를 갖는 준직교 시공간 블록 부호 (QO-STBC : quasi orthogonal space time block codes)를 다차원 신호 공간에서 설계한다. QO-STBC 부호기 중 원형심볼(based-symbols)을 두 개의 신호 쌍으로 묶어서 변형된 새로운 신호를 전송하는 방식을 grouping QO-STBC 라고 한다. 이러한 grouping QO-STBC의 최대 다이버시티 조건을 기하학적으로 살펴보고, 다차원 신호 공간에서 신호를 설계하는 방법을 제안한다. 또한 다양한 신호 성상에 대하여 설계한 부호기의 성능을 분석하고 전산 모의실험을 통하여 성능분석의 타당성을 입증한다.

Abstract

This paper proposes the signal design techniques of quasi-orthogonal space time block codes (QO-STBCs) on the multi-dimensional signal space. In the multiple antenna system(MIMO), QO-STBC achieves the full-diversity and full-rate by grouping two based-symbols. We study the condition for the full-diversity of the grouping QO-STBC geometrically and the performance analysis of codes on the multi-dimensional signal space regarding the various signal constellations. Simulation results show that the way of the performance analysis is validity.

Keywords : Diversity, multiple antennas, quasi-orthogonal space time codes, wireless communications.

I. 서 론

최근까지 다중 송신 안테나를 이용한 공간 다이버시티에 대한 연구가 페이딩 환경에서 고속 통신을 위한 기술로 폭넓게 연구되어 왔다^[1~9]. 이 중 Alamouti가 제안한 2개의 송신안테나에 대한 시공간 블록 부호 (STBC)를 이용한 전송 다이버시티는 시공간에서의 직교성을 이용해서 최대 다이버시티와 최대 전송률을 제공하는 장점을 갖고 있다^[3]. 그러나 송신 안테나가 2개 이상일 경우 이러한 이득을 동시에 유지할 수 없기 때-

문에, 최대 다이버시티를 얻기 위해서는 전송률이나 복호 복잡도가 회생되어야 한다. 이러한 결점을 보완하기 위하여, 다이버시티와 복호 복잡도 면에서는 이득은 다소 줄지만, 최대 전송률을 제공하는 다양한 준직교 시공간 블록 부호 (QO-STBC : quasi-orthogonal STBC) 가 제안되었다^[4, 5].

QO-STBC에서 최대 전송률과 최대 다이버시티 이득을 얻기 위한 방법으로 변조 시에 위상을 회전 시켜 전송하는 방식 (rotated QO-STBC)^[6]과, 변조된 신호를 두 그룹으로 묶어서 전송하여 다이버시티 이득을 향상시키는 방식이 있다 (grouping QO-STBC)^[7].

본 논문에서는 grouping QO-STBC 방식에서 최대 다이버시티를 얻는 방법에 대하여 기하학적 분석을 통하여, grouping 후 전송되는 신호를 다차원 신호 성상

* 학생회원, ** 정회원 홍익대학교 전자전기공학부
(Hong-Ik University)

※ 본 논문은 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된
연구임 (KRF-2007-311-D00496)

접수일자: 2008년3월20일, 수정완료일: 2008년3월20일

(multi-dimensional signal constellation)에서 설계한다. 제안된 신호들의 성능을 분석하고, 전산 모의실험을 통하여 신호 설계 및 성능 분석 방법의 타당성을 입증한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II절에서 grouping QO-STBC의 시스템 모델을 설명하고, 최대 다이버시티의 조건을 살펴본다. III절에서는 다차원 신호공간에서 신호 설계 방법을 제시한 후, IV절에서 제안하는 부호의 성능을 분석하며 마지막으로 V절에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 M개의 전송 안테나와 N개의 수신 안테나를 사용하고 송신기에서는 채널상태를 모르고 수신기에서는 채널 상태를 정확히 알고 있는 시스템을 가정한다. STBC 부호기는 블록 주기(T) 동안 복소 심볼을 L 개 발생시키기 때문에 부호기의 부호율은 $R=L/T$ 이다. 블록 주기 동안 수신된 신호 행렬은 다음과 같다.

$$Y = \sqrt{\frac{\rho}{M}} CH + V \quad (1)$$

상기 식에서, Y 는 수신된 신호를 나타내는 $T \times N$ 행렬이고, C 는 전송 신호를 나타내는 $T \times M$ 행렬이다. H 는 시스템에 사용되는 준정적 플랫 페이딩(quasi-static flat fading) 채널인 $M \times N$ 행렬이고, V 는 $T \times N$ 잡음행렬이다. H 와 V 의 각각의 성분은 평균이 0이고, 분산이 1인 상호 독립적 원형 대칭 복소 가우시안 랜덤변수(circularly symmetric complex Gaussian random variable)이다. ρ 는 하나의 수신 안테나에서의 신호 대 잡음비(SNR)를 의미한다.

1. 부호 구조

전송 안테나 수가 4개일 경우 송신기에서 전송하는 grouping QO-STBC 의 신호 블록은 다음과 같다^[7].

$$C = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_1 & s_2 & -s_3 & -s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ A-B & \end{bmatrix} \quad (2)$$

상기 식에서, A 와 B 는 Alamouti 블록을 의미한다. 이 부호는 직교 행렬 구조이지만, 각 안테나에서 2개의

심볼만 전송하기 때문에 부호기의 최대 다이버시티는 2이다. 따라서 각각의 전송 안테나에서 모든 심볼을 전송하기 위해서 두 심볼씩 묶어서 전송한다. 즉, 최종 전송신호($s_i, i=1,..,4$)는 다음과 같이 부호화된다.

$$s_1 = \frac{x_1 + x_3}{\sqrt{2}}, s_2 = \frac{x_2 + x_4}{\sqrt{2}} \quad (3-a)$$

$$s_3 = \frac{x_1 - x_3}{\sqrt{2}}, s_4 = \frac{x_2 - x_4}{\sqrt{2}} \quad (3-b)$$

2. 최대 다이버시티의 조건

다이버시티는 다중 안테나 시스템의 성능을 판단하는 중요한 척도이다. 이러한 다이버시티를 측정하는 기준에는 부호 행렬의 계수(rank criterion)와 행렬식(determinant criterion)이 있다. 이 중 행렬식을 이용하는 방법은 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득(coding gain)의 정보까지 제공해 준다. 따라서 본 논문에서는 행렬식을 이용한 CGD(coding gain distance)로 최대 다이버시티 조건을 알아본다.

부호기의 CGD는 다음과 같이 정의된다^[2].

$$CGD(C, \tilde{C}) = \det[D(C - \tilde{C})^H D(C - \tilde{C})] \quad (4)$$

상기 식에서, D 는 차분 행렬(difference matrix)을 의미한다. 즉, $D(C^i, C^j) = C^i - C^j, \forall i \neq j$. CGD의 값이 0이 되면, 부호기는 최대 다이버시티를 만족하지 못한다. 식(2)의 부호기 C 의 CGD를 구하면 다음과 같이 된다.

$$CGD(C, \tilde{C}) = \alpha^2 \beta^2 \quad (5)$$

상기 식에서 α, β 는 다음과 같다.

$$\alpha = 2(|s_1 - \tilde{s}_1|^2 + |s_2 - \tilde{s}_2|^2) \quad (6)$$

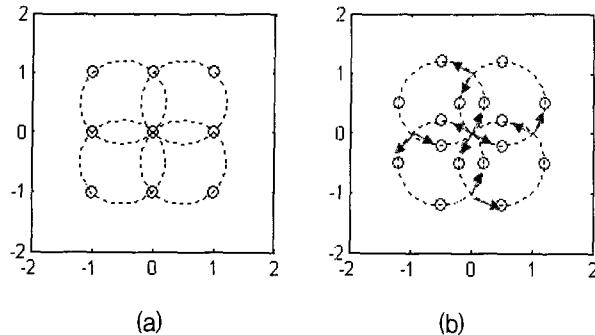
$$\beta = 2(|s_3 - \tilde{s}_3|^2 + |s_4 - \tilde{s}_4|^2) \quad (7)$$

식(3)을 대입하여 α, β 값을 정리하면 다음과 같다.

$$\alpha = |(x_1 + x_3) - (\tilde{x}_1 + \tilde{x}_3)|^2 + |(x_2 + x_4) - (\tilde{x}_2 + \tilde{x}_4)|^2 \quad (8)$$

$$\beta = |(x_1 - x_3) - (\tilde{x}_1 - \tilde{x}_3)|^2 + |(x_2 - x_4) - (\tilde{x}_2 - \tilde{x}_4)|^2 \quad (9)$$

부호기의 CGD 값이 0이 되지 않기 위해서는 α, β 값 모두 0이 되지 않아야 한다.



즉, $x_1 + x_3 \neq \tilde{x}_1 + \tilde{x}_3$, 혹은 $x_2 + x_4 \neq \tilde{x}_2 + \tilde{x}_4$ 일 경우 α 값이 0이 되는 것을 피할 수 있다. (β 의 경우도 비슷하다) 그럼 1.은 QPSK를 원형심볼로 사용할 때, $x_1 + x_3$ 에 대한 신호 성상도이다. 그럼 1.(a)을 보면 $x_1 + x_3$ 의 신호 성상도 차수(order)가 9임을 알 수 있다. 그 원인은 신호들 간에 겹치는 부분(overlap)이 생기기 때문이고, 그로 인하여 부호기의 CGD는 0이 된다. 이러한 충돌 현상은 그림 1.(b)와 같이 신호 성상도를 회전 변환 시킴으로써 피할 수 있고(즉, $x_1 + x_3 \exp(j\theta)$), 부호기는 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

III. 다차원 신호 성상

본 논문에서는 식 (3)과 같이 원형심볼(x_i , $i = 1, \dots, 4$)이 그룹화 된 실제 전송심볼(s_i , $i = 1, \dots, 4$)에 대한 신호 성상을 4차원 신호 공간으로 확장하여 부호기를 세롭게 설계한다.

$$s_1 = f(x_1, x_3), s_2 = f(x_2, x_4) \quad (10-a)$$

$$s_3 = g(x_1, x_3), s_4 = g(x_2, x_4) \quad (10-b)$$

상기 식에서, f, g 는 원형심볼($x_i, i=1,..,4$)을 전송심볼($s_i, i=1,..,4$)로 대응시키는 함수를 의미한다. 원형심볼 x_1, x_3 는 각각 복소 심볼이기 때문에 (x_1, x_3) 로 구성된 전송심볼 s_1, s_3 각각 역시 2차원 공간으로 표시되지만, 식(10-a)와 식(10-b)에서처럼 두 신호(s_1, s_3)는 서로 상관관계가 존재한다. 즉 s_1 의 신호가 전송되면, 자동적으로 s_3 의 신호가 결정된다. 따라서 두 신호를 같이 표현하기 위해서는 4차원 신호공간이 필요하다. 기하학적

으로 표현하면 서로 연관성이 있는 2차원 평면 두 개로 생각 할 수 있다.

1. Star_QAM

원형신호 x_1, x_3 가 M-PSK 신호일 때, 신호 x_3 을 π/M 만큼 회전변환 시킨 후 아래와 같이 대응 시키면 s_1, s_3 의 신호성상은 M^2 Star_QAM 이 된다.

$$s_1 = f(x_1, x_3) = \frac{x_1 + x_3 \exp(j\theta)}{\sqrt{2}} \quad (11-a)$$

$$s_3 = g(x_1, x_3) = \frac{x_1 - x_3 \exp(j\theta)}{\sqrt{2}} \quad (11-b)$$

상기 식과 같이 함수 f, g 를 정의하고, QPSK를 원형심볼로 사용하면 전송심볼 s_1, s_3 는 그림 2. 와 같이 4차원 star_QAM의 신호 공간 안에 존재하게 된다. 그림 2. (a)와 (b)는 각각 s_1 과 s_3 의 신호 성상이다. (a)의 신호 공간에서 임의의 s_1 이 전송되면, s_3 신호는 (b)의 신호 공간에서 자동으로 결정된다.

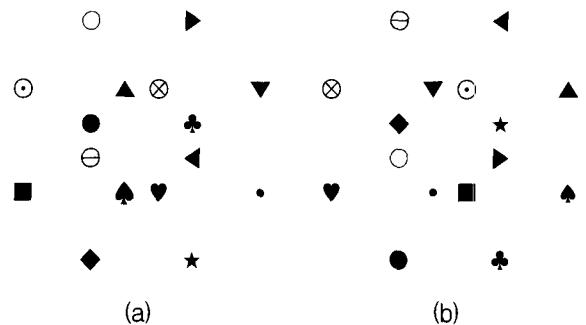


그림 2. 16 Star_QAM
Fig. 2. 16 Star_QAM.

2. QAM_Repetition code

식(10)에서 대응함수 f, g 가 같으면 전송신호 s_1, s_3 는

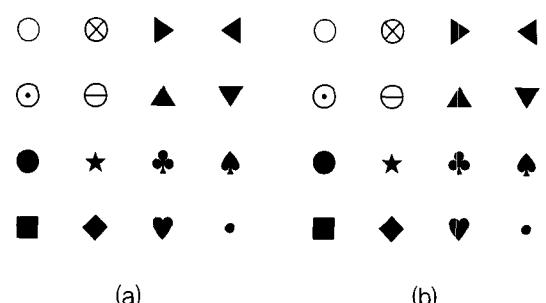


그림 3. QAM_Repetition coding
Fig. 3. QAM Repetition coding.

같은 값이 되고, 이와 같은 매핑 방법을 repetition coding 이라 한다. 그림 3. 는 QAM_Repetition code 부호기에 대한 전송신호 s_1 과 s_3 의 다차원 신호 성상도이다.

3. QAM_Permutation code

permutation 기법은 그림 4.과 같이 하나의 신호를 서로 상관관계가 있는 두 평면에서 다르게 대응시키는 방법이다. 이와 같이 다르게 매핑하는 이유는 한 쪽 신호 공간(a)에서 인접한 두 심볼 사이의 최소 거리(Euclidean distance)가 다른 한 쪽의 신호 공간(b)에서는 증가하기 때문이다. permutation의 방법은 저속 페이딩 환경에서 Universal code를 설계할 때 사용된다^[8]. 본 논문에서는 플랫 페이딩 환경에서 다차원 신호 공간으로 확장하여 그림 4.과 같이 맵핑함으로써 diversity product (ζ) 값이 가장 커지도록 하는 permutation 방법을 사용한다.

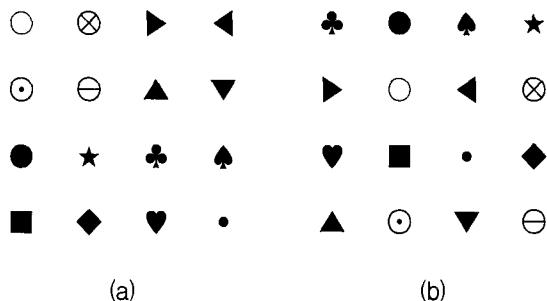


그림 4. QAM_Permutation coding
Fig. 4. QAM_Permutation coding.

IV. 성능 분석

다차원 공간에서 설계한 부호기의 성능분석은 행렬식(determinant criterion)을 이용한 diversity product (ζ)를 사용하여 부호화 이득(coding gain)을 통해 알아본다. 높은 SNR에서 diversity product 식은 다음과 같다^[9].

$$\zeta = \frac{1}{2\sqrt{M}} \underset{c \neq \tilde{c}}{\operatorname{argmin}} |\det[(C - \tilde{C})(C - \tilde{C})^H]|^{1/(2T)} \quad (12)$$

식(2)의 부호 C 를 식(12)에 대입하면 행렬의 직교성 질에 의해 다음과 같이 간략히 나타낼 수 있다.

$$\zeta = \frac{1}{2\sqrt{4}} \underset{s \neq \tilde{s}}{\operatorname{argmin}} |16[(|s_1|^2 + |s_2|^2)^2(|s_3|^2 + |s_4|^2)^2]|^{1/(8)} \quad (13)$$

상기 식에서, ζ 값이 0보다 크면 최대 다이버시티를

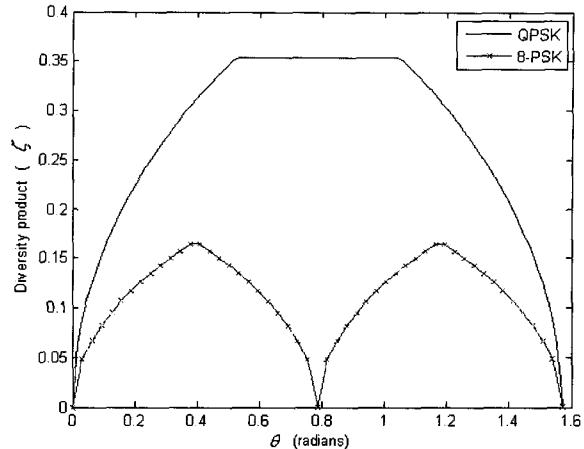


그림 5. Star_QAM 다차원 신호 성상에서 성상도 회전 각(θ)에 대한 Diversity product (ζ) 값의 의존도
Fig. 5. Dependence of diversity product (ζ) on the rotation angle (θ) for Star_QAM multi-dimensional signal space.

표 1. Grouping QO-STBC의 다차원 시호 공간에 대한 diversity product (ζ) 값
Table 1. Diversity product (ζ) for grouping QO-STBC on the multi-dimensional signal space.

성상도 (signal constellation)	2 bits/s/Hz	3 bits/s/Hz
Star_QAM	0.3536	0.1674
QAM	repetition	0.2236
	permutation	0.3162

만족하고, ζ 값이 커질수록 부호화 이득이 증가하게 되어 성능이 향상된다. 그림 5.는 식(11)에서 원형심볼을 QPSK, 8-PSK를 사용하여 각각 16 star QAM, 64 star QAM의 다차원 신호 성상을 만들 때, 회전각(θ)을 0에서 $\pi/2$ 까지 변화시키면서 ζ 값의 변화를 그린 것이다. $\pi/2$ 이상에서는 위의 모양이 반복적으로 나타난다. ζ 값은 QPSK 경우 $\theta = \pi/4$ 주변에서 최대값을 보이고, 8-PSK 경우 $\theta = \pi/8$ 일 때만 최대값을 갖는다. 또한 회전 변환을 하지 않을 경우 ζ 값이 0이 되는 것을 발견할 수 있다. 이러한 원인은 그림 1.에서 살펴보았듯이 회전변환을 하지 않을 경우 신호들 간에 겹치는 부분(overlap)이 발생하기 때문이다. 그림 5.로부터 최적 성상도 회전각(θ_{opt})을 구할 수 있다.

$$\theta_{opt} = \underset{\theta}{\operatorname{argmax}} \left(\min_{s \neq \tilde{s}} [(|s_1|^2 + |s_2|^2)^2(|s_3|^2 + |s_4|^2)^2] \right) \quad (14)$$

표 1.은 III 절에서 살펴보았던 다양한 다차원 신호 성상도에 대한 ζ 값이다. 모든 성상도에서 ζ 값이 0보다 크기 때문에, 설계한 부호기들은 모두 최대 다이버시티 조건을 만족한다. Star_QAM에서 2bits/s/Hz,

3bits/s/Hz는 각각 QPSK 와 8_PSK를 사용하여 원형심 볼을 발생시키고, 최대의 성능 값을 구하기 위해서 상상도 회전각은 각각 $\theta = \pi/4$, $\theta = \pi/8$ 를 사용하였다.

V. 결과 및 결론

그림 6은 전송량에 따른 다양한 신호 성좌에 대한 grouping QO-STBC의 성능을 $SNR(dB)$ 에 따른 BER 로 나타낸 것이다. 2 bits/s/Hz과 3 bits/s/Hz 을 전송하기 위해 각각 16 level 과 64 level의 신호 성상을 사용한다. 표 1과 비교하면 ζ 값이 클수록 더 좋은 성능을 보인다. ζ 값이 부호기의 성능을 결정함을 알 수 있다. 일반적으로 2차원 신호 공간에서 사전 확률이 같은 신호를 전송 할 경우 QAM이 Star_QAM보다 신호 공간을 더 효율적으로 사용하기 때문에 더 좋은 성능을 보인다. 하지만 grouping QO-STBC와 같이 한 쪽 평면의 신호 공간에서 신호가 전송될 때, 다른 평면의 신호가 자동으로 결정되는 다차원 신호공간에서는 Star QAM의 신호 성상이 더 좋은 성능이 나타남을 알 수 있다. 그 이유는 Star QAM의 경우 한 쪽 신호 공간에서 가장 인접한 두 심볼 사이의 거리가 다른 한 쪽의 신호 공간에서는 멀어지게 되어서, diversity product (ζ) 값이 증가하기 때문이다.

본 논문에서는 grouping QO-STBC를 다차원 신호 공간에서 최대 전송률을 유지하면서 최대 다이버시티를 만족하는 부호기 설계 방법을 제시하였다. QO-STBC

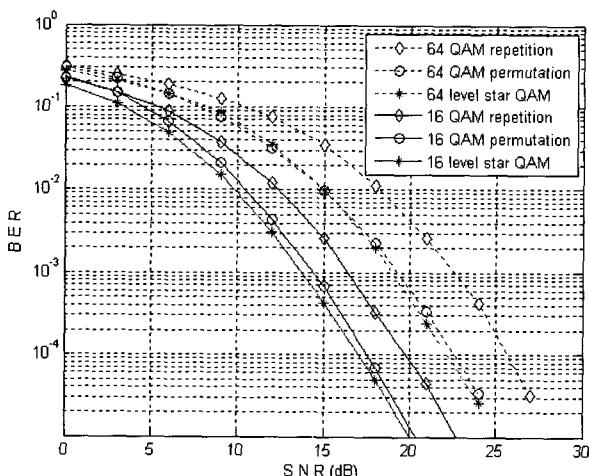


그림 6. 4 by 1 MISO 시스템에서 2 bits/s/Hz와 3 bits/s/Hz를 전송할 때 다차원 신호 성상에 대한 BER

Fig. 6. BER graph for multi-dimensional signal space as transmitting 2 bits/s/Hz and 3 bits/s/Hz on the four transmit antennas and one receive antenna.

부호기가 최대 전송률을 유지하기 위해서는 grouping을 해야 하고, 최대 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 겹치는 부분(overlap)이 없고 ζ 값이 큰 신호 성상에서 신호를 전송해야 한다.

참 고 문 헌

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," AT&T Bell Labs, Tech. Memo., Sept. 1995.
- [2] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [3] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity scheme for wireless communications," IEEE Jan. Sel. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451 - 1458, Oct. 1998.
- [4] C. B. Papadias and G. J. Foschini, "A space-time coding approach for systems employing four transmit antennas," in Proc. ICASSP, vol. 4, Salt Lake City, UT, 2001, pp. 2481-2484.
- [5] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," IEEE Trans. Commun., vol. 49, pp. 1-4, Jan. 2001.
- [6] N. Sharma and C. B. Papadias, "Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation," IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 3, pp. 332-335, Mar. 2003.
- [7] L. A. Dalton and C. N. Georghiades, "full-rate full-diversity four antenna quasi-orthogonal space time block code." IEEE Trans. Commun., vol. 4, no. 2, Mar, 2005.
- [8] S. R. Tavildar and P. Viswanath, "Approximately universal codes over slow fading channels", IEEE Trans. Inf., vol. 52, no. 7, July, 2006.
- [9] W. Su and X. Xia, "Signal constellations for quasi-orthogonal space-time block codes with full diversity", IEEE Trans., Inf. Theory, vol. 50, no. 10, pp. 2331-2347, Oct, 2004.

저 자 소 개



여 승 준(학생회원)
 2007년 홍익대학교 전자전기
 공학부 졸업 (공학사)
 2007년 ~ 현재 홍익대학교 대학원
 전자전기통신공학과
 석사과정

<주관심분야 : Space-Time
 coding, 이동통신,
 협력통신>



허 세 원(정회원)
 1990년 서울대학교 전자공학과
 졸업 (공학사)
 1992년 서울대학교 대학원 전자
 공학과 졸업 (공학석사)
 2001년 Purdue Univ. 전자공학과
 졸업 (공학박사)

2006년 ~ 현재 홍익대학교 전자전기공학부
 전임강사
 <주관심분야 : 채널코딩, 이동통신, Space-Time
 coding>



이 호 경(정회원)
 1981년 서울대학교 전자공학과
 졸업 (공학사)
 1987년 Northrop Univ. 전자
 공학과 졸업 (공학석사)
 1994년 U.S.C. 전기공학과 졸업
 (공학박사)

1994년 ~ 현재 홍익대학교 전자전기공학부 교수
 <주관심분야 : 채널 코딩, TCM, Turbo TCM,
 이동통신, 위성통신>