

논문 2009-46TC-3-2

Rate-2인  $2 \times 2$  시공간 부호를 위한 효율적인 복호 알고리즘(Efficient Decoding Algorithm for Rate-2,  $2 \times 2$  Space-Time Codes)

김 정 창\*, 전 경 훈\*\*

(Jeongchang Kim and Kyungwhoon Cheun)

## 요 약

최근에 간단한 ML 복호가 가능한 rate-2,  $2 \times 2$  시공간 부호가 개발되었다. 비록 이러한 간단한 ML 복호 알고리즘이 ML 복호 복잡도를 줄여 주지만 여전히 향상될 여지가 남아 있다. 본 논문에서는 간섭제거 방법을 사용하여 ML 복호와 거의 동일한 성능을 가지면서 rate-2,  $2 \times 2$  시공간 부호를 위한 효율적인 복호 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘의 복호 복잡도는 기존의 간단한 ML 복호에 비해서도 더욱 감소하며 변조 차수가 클수록 복호 복잡도 감소율은 더욱 증가한다.

## Abstract

Recently, a rate-2,  $2 \times 2$  space-time code with simple ML decoding has been designed. Though the simple ML decoding algorithm does reduce the ML decoding complexity, there is still need for improvement. In this paper, we propose an efficient decoding algorithm for the rate-2,  $2 \times 2$  space-time code using interference cancellation techniques with performance virtually identical to that of ML decoding. Also, the decoding complexity of the proposed algorithm is significantly reduced compared to the conventional simple ML decoding, especially for large modulation orders.

**Keywords:** Decoding complexity, interference cancellation, maximum-likelihood (ML) decoding, rate-2 space-time codes (STC)

## I. 서 론

무선통신 시스템에서 MIMO (multiple-input multiple output) 기술은 다수의 송수신 안테나들을 사용하여 추가적인 주파수 대역을 사용하지 않고 다이버시티 이득 (diversity gain)을 얻거나 전송률을 증가시킨다. 이러한 기술은 최근 IEEE 802.16e-2005 규격<sup>[1]</sup>에서 여러 가지 방식으로 적용되고 있다. 두 개의 송신 안테나들을 사용하는 경우를 예로 들면, 다이버시티 이득을 목적으로 Alamouti에 의해서 제안된 STC (space-time code) 방식<sup>[2]</sup>과 전송률을 높이기 위해 동일한 시간에 서로 다른 송신 안테나들로 서로 다른 신호

들을 동시에 전송하는 SM (spatial multiplexing) 방식이 있다. 또한 다이버시티 이득과 높은 전송률을 동시에 달성하기 위한 방식이 있는데 이를 Matrix C라고 명명한다. Matrix C는 Golden 부호<sup>[3]</sup>의 변형으로  $2 \times 2$  송신 행렬을 가지고 Alamouti STC에 비해 두 배의 전송률을 가지면서 최대 다이버시티를 달성한다. 그러나 Matrix C는 높은 복호 복잡도를 가질 뿐만 아니라 변조 차수가 증가할수록 ML (maximum-likelihood) 복호 복잡도가 기하급수적으로 증가하여 저전력 단말의 구현을 어렵게 한다. 향후 무선통신 시스템에서는 다이버시티 이득 및 높은 전송률의 결합이 더욱 요구되므로 rate-2,  $2 \times 2$  STC와 같이 높은 전송률을 지원할 수 있는 STC의 설계 및 복호는 더욱 중요한 이슈가 될 것이다<sup>[4]</sup>. 이러한 문제를 해결하기 위해서 Matrix C와 동일한 다이버시티 이득 및 rate-2를 가지는 새로운  $2 \times 2$  송신 행렬이 제안되었다<sup>[4]</sup>. [4]의  $2 \times 2$  송신 행렬은 두 개의 서로 다른 Alamouti 부호 행렬들의 원소들을 적절

\* 정회원, \*\* 평생회원, 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 (Pohang University of Science and Technology)

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음. (IITA-2009-C1090-0902-0037)

접수일자: 2008년11월14일, 수정완료일: 2009년3월9일

히 성상 회전 (constellation rotation)한 뒤 더함으로써 Alamouti 부호와 동일한 다이버시티 이득을 얻으면서 Alamouti 부호에 비해 전송률을 두 배로 증가시킨다. 또한 [4]에서는 송신 행렬이 가지는 Alamouti 부호 구조를 이용하여 ML 복호 복잡도를 줄일 수 있는 간단한 ML 복호 알고리즘을 제시하고 있다. [4]의 송신 행렬을 구성하는 두 개의 Alamouti 부호는 서로 간섭 신호로 작용하므로 둘 중 어느 한 Alamouti 부호 행렬이 가질 수 있는 모든 가능한  $Q^2$ 개의 행렬 값들을 수신 신호에서 제거해 본 뒤 나머지 Alamouti 부호에 대해서 복조를 수행한다. 여기서  $Q$ 는 변조 차수를 나타낸다. 그러면  $Q^2$ 개의 후보 심벌 벡터들이 생성되고 이 후보 심벌 벡터들에 대해서 ML 복호를 수행하면 되므로 ML 복호 복잡도가  $Q^4$  차수에서  $Q^2$  차수로 줄어든다. 비록 [4]의 복호 알고리즘이 ML 복호 복잡도를 줄여 주지만 여전히 향상될 여지가 남아 있다.

최근에 QO-STBC (quasi-orthogonal space-time block code)에 대해서 ML 복호 복잡도를 크게 줄일 수 있는 효율적인 복호 방법인 IICIS (iterative interference cancellation with iteration stopping) 알고리즘이 [5]에서 제안되었다. 이 방식은 수신기에서 채널 정합 여파기 출력 신호들을 서로 간섭을 일으키는 신호들끼리 그룹으로 묶어 각각의 그룹에서 간섭제거를 반복적으로 수행함으로써 서로 다른 후보 심벌 벡터들의 개수를 줄인다. 그리고 줄어든 후보 심벌 벡터들에 대해서 ML 복호를 수행함으로써 전체 ML 복호 복잡도가 줄어든다. 그러나 [5]에서는 각각의 그룹에 속한 신호가 두 개인 경우에 대해서만 알고리즘이 기술되어 있으며 간섭 신호가 두 개 이상인 경우 간섭 제거 후 후보 심벌 벡터들을 계산하는데 필요한 계산 복잡도가 크게 증가하므로 ML 복호 복잡도는 변조 차수가 증가함에 따라 급격하게 증가한다는 문제가 있다.

본 논문에서는 [5]에서 사용된 간섭제거 방식을 보다 많은 간섭 신호들이 존재하는 경우로 확장할 뿐만 아니라 [4]에서 제시된 ML 복호 알고리즘의 복호 복잡도를 더욱 줄일 수 있는 복호 알고리즘을 제안한다. 제안된 복호 알고리즘은 ML 복호 알고리즘과 거의 동일한 성능을 가지면서 복호 복잡도는 [4]의 ML 복호 알고리즘에 비해 크게 감소하며 변조 차수가 클수록 복호 복잡도 감소율은 더욱 증가한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 본 논문

에서 가정하는 시스템 모델 및 기존 복호 알고리즘에 대해서 설명하고, III장에서는 제안하는 복호 알고리즘에 대해서 기술한다. IV장에서는 제안된 알고리즘에 대한 전산 실험 결과들을 제시한 후 기존 복호 알고리즘과 성능 및 복잡도를 비교하고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델 및 기존 복호 알고리즘

### 1. 시스템 모델

본 논문에서는 [4]의 2×2 STC를 가정하여 두 개의 송신 안테나들과 두 개의 수신 안테나들을 사용한다. 먼저, 송신기에서  $Q$ -ary QAM 변조된 심벌들  $x_1, x_2, x_3, x_4$ 가 벡터  $x$ 로 묶여지고 시공간 인코더로 입력되어 2×2 송신 행렬  $G(x) = \{g_{nt}\}$ 가 다음과 같이 생성된다<sup>[4]</sup>.

$$G(x) = \{g_{nt}\} = \begin{bmatrix} ax_1 + bx_3 - cx_2^* - dx_4^* \\ ax_2 + bx_4 \quad cx_1^* + dx_3^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,  $g_{nt}$ 는  $t$ 번째 시간 구간 동안  $n$ 번째 송신 안테나로 전송되는 신호를 나타내고  $a = c = 1/\sqrt{2}$ ,  $b = [(1 - \sqrt{7}) + j(1 + \sqrt{7})]/(4\sqrt{2})$ ,  $d = -jb$ 와 같이 주어진다. 서로 다른 송신 안테나들로 전송된 신호들은 독립적인 레일리 (Rayleigh) 페이딩을 겪는다고 가정한다. 또한 송신 행렬의 전송 동안에 채널 응답이 크게 변화하지 않는다는 관점에서 채널은 준정지 (quasi-static)라고 가정한다. 그러면  $t$ 번째 시간 구간에서  $m$ 번째 수신 안테나의 수신 신호  $y_{mt}$ 에 대해서 수신 행렬  $Y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y = \frac{1}{\sqrt{2}}HG(x) + N \quad (2)$$

여기서,  $H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$ ,  $N = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \end{bmatrix}$ 이다. 채널 행렬  $H$ 의 원소들인 채널 상수들  $h_{mn}$ 는  $n$ 번째 송신 안테나와  $m$ 번째 수신 안테나 사이의 복소 채널 이득을 나타내고 실수와 허수 부분이 각각 0의 평균값과 0.5의 분산값을 갖는 i.i.d. (independent and identically

distributed) 복소 가우시안 (Gaussian) 확률 변수들이 다. 또한, 잡음 행렬  $\mathbf{N}$ 의 원소들인  $n_{mt}$ 는  $m$ 번째 수신 안테나의  $t$ 번째 시간 구간에서  $N_0/2$ 의 양방향 전력밀도를 갖는 AWGN (additive white Gaussian noise)을 나타내며 실수와 허수 부분이 각각 0의 평균값과  $N_0/2$ 의 분산값을 갖는 i.i.d. 복소 가우시안 확률 변수를 나타낸다. 마지막으로, 전체 평균 송신 전력이 단일 안테나 시스템인 경우와 동일하도록 송신 안테나들에서 전송 전력이 정규화된다.

## 2. 기존 복호 알고리즘

다음으로 [4]의 ML 복호 알고리즘을 설명한다. 수신기에서는 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 를 완벽히 안다고 가정한다. 먼저,  $(x_3, x_4)$ 의 모든 가능한  $Q^2$ 개의 후보 심벌 쌍들  $(\tilde{x}_3(q), \tilde{x}_4(q))$ ,  $q = 1, \dots, Q^2$ 에 대해서 수신 행렬

$\mathbf{Y}$ 로부터  $\frac{1}{\sqrt{2}}\mathbf{H}\begin{bmatrix} b\tilde{x}_3(q) - d\tilde{x}_4^*(q) \\ b\tilde{x}_4(q) - d\tilde{x}_3^*(q) \end{bmatrix}$ 가 제거됨으로

써 행렬  $\mathbf{Z}(q) = \begin{bmatrix} z_{11}(q) & z_{12}(q) \\ z_{21}(q) & z_{22}(q) \end{bmatrix}$ 가 생성된다. 송신 심벌  $x_1, x_2$ 에 대한 후보 심벌들을 얻기 위해서 Alamouti 행렬 구조를 이용하여 다음과 같이 계산한다.

$$s_1(q) = (h_{11}^*z_{11}(q) + h_{21}^*z_{21}(q))/a + (h_{12}z_{12}^*(q) + h_{22}z_{22}^*(q))/c^* \quad (3)$$

$$s_2(q) = (h_{12}^*z_{11}(q) + h_{22}^*z_{21}(q))/a - (h_{11}z_{12}^*(q) + h_{21}z_{22}^*(q))/c^* \quad (4)$$

만약  $\mathbf{Y}$ 로부터 정확한  $(x_3, x_4)$  값이 제거된다면  $s_1(q)$ 과  $s_2(q)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있을 것이다.

$$s_1(q) = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)x_1 + w_1$$

$$s_2(q) = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)x_2 + w_2$$

여기서,

$$w_1 = (h_{11}^*n_{11} + h_{21}^*n_{21})/a + (h_{12}n_{12}^* + h_{22}n_{22}^*)/c^*$$

$$w_2 = (h_{12}^*n_{11} + h_{22}^*n_{21})/a - (h_{11}n_{12}^* + h_{21}n_{22}^*)/c^*$$

이다.

그러면, 식 (3), (4)로부터  $s_1(q)$ 와  $s_2(q)$ 를 slicing 함으로써  $x_1, x_2$ 의 후보 심벌들  $\tilde{x}_1(q), \tilde{x}_2(q)$ 를 얻을 수 있다. 그러면 모든 심벌들  $x_1, x_2, x_3, x_4$ 에 대해서 모두  $Q^2$  개의 후보 심벌 벡터들  $\tilde{\mathbf{x}}(q) = [\tilde{x}_1(q), \tilde{x}_2(q), \tilde{x}_3(q), \tilde{x}_4(q)]$ 을 얻을 수 있다. 그러면 마지막으로 다음과 같이 유클리디안 (Euclidean) 거리를 최소화하는 후보 심벌 벡터를 찾음으로써 ML 복호가 수행된다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{x}}(q)} \left\| \mathbf{Y} - \frac{1}{\sqrt{2}}\mathbf{H}\mathbf{G}(\tilde{\mathbf{x}}(q)) \right\|^2 \quad (5)$$

## III. 제안하는 복호 알고리즘

본 장에서는 제안하는 복호 알고리즘에 대해서 설명한다. [4]의 ML 복호 알고리즘은 ML 복호에 필요한 Euclidean 거리 계산 회수를  $Q^4$ 에서  $Q^2$ 으로 줄임으로써 계산 복잡도가 줄어든다. 하지만 여전히 변조 차수가 높을수록 계산 복잡도는 크게 증가한다. 본 논문에서 제안하는 알고리즘은 유클리디안 거리 계산 회수를 더욱 줄임으로써 전체 복호 복잡도를 더욱 줄인다.

식 (3), (4)로부터  $x_1, x_2$ 의  $Q^2$  개의 후보 심벌 쌍들  $(\tilde{x}_1(q), \tilde{x}_2(q))$ 을 얻기까지를 첫 번째 단계라고 명명한다. 첫 번째 단계에서 얻은  $x_1, x_2$ 의  $Q^2$  개의 후보 심벌 쌍들  $(\tilde{x}_1(q), \tilde{x}_2(q))$ 를 살펴보면 모두 서로 다른 것은 아니며 서로 다른 후보 심벌 쌍들의 개수는 보통 매우 작다는 것을 알 수 있다. 이는 전산 실험을 통하여 알 수 있다. 여기서  $(x_1, x_2)$ 의 서로 다른 후보 심벌 쌍들을  $(\tilde{x}_1^1(u), \tilde{x}_2^1(u))$ ,  $u = 1, \dots, K_1$ 라고 정의하고  $K_1$ 은  $(x_1, x_2)$ 의 서로 다른 후보 심벌 쌍들의 개수를 나타낸다. 또한,  $(\tilde{x}_1^1(u), \tilde{x}_2^1(u))$ 에 대응되는  $(x_3, x_4)$ 의 초기 후보 심벌 쌍들을  $(\tilde{x}_3^0(u), \tilde{x}_4^0(u))$ 라고 정의한다. 즉,  $(\tilde{x}_1^1(u), \tilde{x}_2^1(u))$ 는  $\mathbf{Y}$ 로부터  $(\tilde{x}_3^0(u), \tilde{x}_4^0(u))$ 이 제거되고 식 (3), (4)와 같이 계산된 후 slicing 되어 얻어진 후보 심벌 쌍이다. 이러한 간섭제거는 계속해서 수행될 수 있다<sup>[5]</sup>.

다음으로, 두 번째 단계에서는 수신 행렬  $\mathbf{Y}$ 로부터

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{H} \begin{bmatrix} a\tilde{x}_1(u) - b\tilde{x}_2^*(u) \\ a\tilde{x}_2(u) - b\tilde{x}_1^*(u) \end{bmatrix} \text{를 제거함으로써 행렬}$$

$$\mathbf{V}(u) = \begin{bmatrix} v_{11}(u) & v_{12}(u) \\ v_{21}(u) & v_{22}(u) \end{bmatrix} \text{가 생성된다. 그러면 식 (3),}$$

(4)와 비슷하게 송신 심벌  $x_3, x_4$ 에 대한 후보 심벌들을 얻기 위해서 Alamouti 행렬 구조를 이용하여 다음과 같이 계산한다.

$$s_3(u) = (h_{11}^*v_{11}(u) + h_{21}^*v_{21}(u))/b + (h_{12}v_{12}^*(u) + h_{22}v_{22}^*(u))/d^* \quad (6)$$

$$s_4(u) = (h_{12}^*v_{11}(u) + h_{22}^*v_{21}(u))/b - (h_{11}z_{12}^*(u) + h_{21}v_{22}^*(u))/d^* \quad (7)$$

그러면 다시  $s_3(u)$ 와  $s_4(u)$ 를 slicing함으로써  $x_3, x_4$ 의 후보 심벌들  $\tilde{x}_3^2(u), \tilde{x}_4^2(u)$ 를 얻는다. 이때, [5]에서와 같은 iteration stopping 기법을 적용하여 두 번째 단계까지 얻은 후보 심벌들에 대해서

$$\begin{aligned} &(\tilde{x}_1^1(u), \tilde{x}_2^1(u), \tilde{x}_3^2(u), \tilde{x}_4^2(u)) \\ &= (\tilde{x}_1^1(u), \tilde{x}_2^1(u), \tilde{x}_3^0(u), \tilde{x}_4^0(u)) \end{aligned} \quad (8)$$

를 만족하는 후보 심벌 벡터들만을 선택한다. 식 (8)의 조건을 만족하는 후보 심벌 벡터들은 더 이상의 간섭제거 과정을 거치더라도 업데이트가 되지 않으며 그대로 유지된다. 또한, 계속해서 간섭제거를 수행하면 식 (8)의 조건을 만족하는 후보 심벌 벡터들로 수렴하게 되는데 이는 전산 실험을 통해서 확인 가능하다. 따라서 두 번째 단계까지만 간섭제거 과정을 수행하면 된다. 이때 선택된 후보 심벌 벡터들의 개수를  $K_2$ 라고 정의한다. 만약  $K_2 = 1$ 일 경우 후보 심벌 벡터가 바로 복조된 출력값이 되며  $K_2 > 1$ 인 경우  $K_2$  개의 후보 심벌 벡터들에 대해서  $\mathbf{Y}$ 와  $\frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{H} \mathbf{G}(x)$  사이의 유클리디안 거리를 최소화하는 후보 심벌 벡터를 선택한다. 만약  $K_2 = 0$ 이라면 첫 번째 단계에서 얻은 모든 가능한 후보 심벌 벡터들에 대해서 식 (5)와 같이 ML 복호를 수행한다. 전산 실험을 통해서  $K_2$ 의 평균 크기는  $Q^2$ 에 비해 매우 작다는 것을 알 수 있다.

#### IV. 전산 실험 결과

그림 1은 [4]의 2×2 STC에 대해서 [4]의 ML 복호 알고리즘과 제안하는 복호 알고리즘의 평균 SER (symbol error rate) 성능을 나타낸다. 두 개의 송신 안테나들과 두 개의 수신 안테나들이 사용되고 변조방식은 QPSK, 16-QAM, 64-QAM이 사용되었다. 그림 1에서  $E_b/N_0$ 는 정보 비트 당 평균 수신 에너지를 나타낸다. 제안하는 복호 알고리즘은 [4]의 ML 복호 알고리즘과 동일한 성능을 가짐을 알 수 있다.

표 1은 곱셈 연산 회수에 있어서 [4]의 ML 복호 알고리즘과 제안하는 복호 알고리즘의 복호 복잡도를 나타낸다. 제안하는 복호 알고리즘은 두 번째 단계의 간섭신호 제거 연산으로 인하여 추가적인 계산량을 필요로 하지만 유클리디안 거리 계산량이 더욱 크게 감소하므로 전체 복호 복잡도는 [4]의 ML 복호 알고리즘에 비해 감소한다.

표 2는 고려된 변조 차수에 대해서 [4]의 ML 복호 알고리즘과 제안하는 알고리즘의 복호 복잡도를 곱셈 연산 회수로 나타낸다. 제안된 알고리즘의  $K_1$ 과  $K_2$  값은 전산 실험을 통하여 측정된 평균값을 사용한다. QPSK 변조에 대해서  $K_1 = 4.8$ ,  $K_2 = 3.4$ 이고 16-QAM에 대해서  $K_1 = 47.5$ ,  $K_2 = 19.3$ 이며 64-QAM에 대해서  $K_1 = 590.8$ ,  $K_2 = 136.6$ 이다. 제

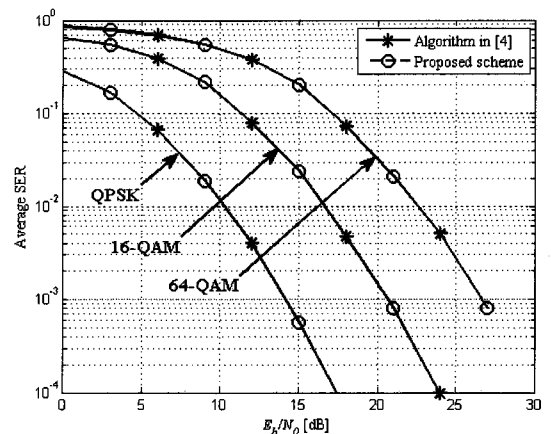


그림 1. [4]의 2×2 STC에 대한 평균 SER 성능, 송수신 안테나 각각 두 개,  $Q=4, 16, 64$ , 준정지 레일리 페이딩

Fig. 1. Average SER curves for 2×2 STC in [4] with 2 transmit and 2 receive antennas versus  $E_b/N_0$  for  $Q=4, 16, 64$  under quasi-static Rayleigh fading.

표 1. [4]의 ML 복호 알고리즘과 제안하는 복호 알고리즘의 곱셈 연산 회수에 있어서 복호 복잡도  
Table 1. Decoding complexity of the algorithm in [4] and the proposed algorithm in terms of the required number of real multiplications.

	[4]의 ML 복호 알고리즘	제안하는 복호 알고리즘
첫 번째 단계	$88Q^2$	$88Q^2$
두 번째 단계	-	$88K_1$
Euclidean 거리	$48Q^2$	$56K_2$
전체 계산량	$136Q^2$	$88(Q^2 + K_1) + 56K_2$

표 2. [4]의 ML 복호 알고리즘과 제안하는 복호 알고리즘의 곱셈 연산 회수  
Table 2. Required number of real multiplications for the algorithm in [4] and the proposed algorithm.

	[4]의 ML 복호 알고리즘	제안하는 복호 알고리즘	감소율
QPSK	2176	1901	6.7 %
16-QAM	34816	27789	20.2 %
64-QAM	557056	420088	24.6 %

안하는 알고리즘은 [4]의 ML 복호 알고리즘에 비해 낮은 복호 복잡도를 가지며 변조 차수가 증가할수록 계산량 감소율은 더욱 증가한다. 이는 두 번째 단계의 간섭 신호 제거 연산으로 인하여 증가되는 계산량보다 서로 다른 후보 심벌 벡터들 개수의 감소로 인한 유클리디안 거리 계산량 감소가 더욱 크기 때문이다.

### V. 결 론

본 논문에서는 rate-2, 2x2 STC에서 기존의 ML 복호와 거의 동일한 성능을 가지면서 복호 복잡도를 더욱 줄일 수 있는 효율적인 복호 알고리즘을 제안하였다. 뿐만 아니라, 변조 차수가 증가할수록 복잡도 감소율은 더욱 증가한다. 제안하는 알고리즘은 반복적인 간섭 제거를 사용하여 간섭신호의 개수가 두 개인 경우에도 성능 저하없이 복호 복잡도를 크게 줄일 수 있다. Rate-2, 2x2 STC와 같이 높은 전송률을 지원할 수 있는 STC의 복호는 더욱 중요한 이슈가 될 것이므로 제안하는 복호 알고리즘을 사용함으로써 수신기의 효율성을 높일 수 있을 것이다.

### 참 고 문 헌

- [1] IEEE 802.16e-2005: IEEE standard for local and metropolitan area networks-Part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems-Amendment 2: Physical layer and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands, Feb. 2006.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [3] J.-C. Belfiore, G. Rekaya and E. Viterbo, "The Golden code: a 2x2 full-rate space-time code with non-vanishing determinants," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 4, pp. 1432-1436, April 2005.
- [4] S. Sezginer and H. Sari, "Full-rate full-diversity 2x2 space-time codes of reduced decoder complexity," *IEEE Commun. Letters*, vol. 11, no. 12, pp. 973-975, Dec. 2007.
- [5] J. Kim and K. Cheun, "An efficient decoding algorithm for QO-STBCs based on iterative interference cancellation," *IEEE Commun. Letters*, vol. 12, no. 4, pp. 292-294, April 2008.

## 저 자 소 개



김 정 창(정회원)

2000년 한양대학교 전자·전자  
통신·전파공학과  
학사 졸업.

2002년 포항공과대학교 전자  
컴퓨터공학부 석사 졸업.

2006년 포항공과대학교 전자  
컴퓨터공학부 박사 졸업.

2006년~2008년 포항공과대학교 정보통신연구소  
박사후연구원

2008년~현재 포항공과대학교

미래정보기술사업단 연구조교수

<주관심분야 : 무선통신, 이동통신, 통신 신호처리>



전 경 훈(평생회원)

1985년 서울대학교 전자공학과  
학사 졸업.

1987년 University of Michigan,  
Ann Arbor, 전기공학과  
석사 졸업.

1989년 University of Michigan,  
Ann Arbor, 전기공학과  
박사 졸업.

1989년~1991년 University of Delaware,  
Newark, 전기공학과 조교수

1991년~1995년 포항공과대학교  
전자컴퓨터공학부 조교수

1995년~2001년 포항공과대학교  
전자컴퓨터공학부 부교수

2001년~현재 포항공과대학교  
전자컴퓨터공학부 교수

<주관심분야 : 무선통신, 이동통신, 통신 신호처리,  
회로설계>