

선형 선부호기를 이용한 새로운 폐루프 공간 다중화 시스템 설계

준회원 채창현*, 최대원*, 정회원 정태진*

Design of New Closed-Loop Spatial Multiplexing System Using Linear Precoder

Chang-Hyeon Chae*, Dae-Won Choi* Associate Members, Tae-Jin Jung* Regular Member

요 약

최근 2개의 송신 안테나를 사용할 경우 수신측에서 제한되는 위상 정보로 간단한 ML (maximum likelihood) 복호를 할 수 있는 OSM (orthogonal spatial multiplexing)이 제안되었다. 그러나 이 기법은 제한 정보를 사용하지 않는 기존의 SM (spatial multiplexing)보다 성능 측면에서 떨어지는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 2개의 송수신 안테나에 대해 기존의 OSM 구조와 선부호기를 직렬 연결하여 구성된 새로운 CSM (closed-loop SM)을 제안한다. 전산 실험 결과 제안된 기법은 기존의 SM과 OSM에 비해 4-QAM에 대해서는 각각 3dB와 5dB, 그리고 16-QAM에 대해서는 각각 1dB와 3dB의 성능 향상을 보여준다. 그리고 제안된 기법에 대하여 ML 복호 성능과 거의 동일한 성능을 가지면서 더불어 수신단 복호 복잡도를 크게 줄일 수 있는 새로운 복호 알고리즘도 추가로 제안한다.

Key Words : MIMO, BLAST, Multiple Antenna, Fading, Mobile Communication

ABSTRACT

Recently, a so called orthogonal spatial multiplexing (OSM) scheme was presented which allows simple maximum likelihood decoding at the receiver with single phase feedback. In this paper, by serially concatenating this scheme by a linear precoder, a new closed-loop SM scheme is proposed for two transmit and two receive antennas. By computer simulation results, we show that the proposed scheme outperforms the conventional SM and OSM. For the proposed code, we also propose a new simple decoding algorithm which leads to a greatly reduced decoding complexity compared with the ML receiver without any loss of error performance.

1. 서 론

무선 통신 환경에서, MIMO (multiple-input multiple-output) 시스템은 다수의 송신 안테나와 수신 안테나를 사용하여 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있어 최근 큰 관심을 얻고 있다^[1,2]. 특히 V-BLAST (vertical Bell-labs layered space-time)라

고 불리는 SM (spatial multiplexing) 기법은 다중 송수신 안테나를 통해서 독립적인 스트림들을 전송하는 방식을 사용하여 스펙트럼 효율이 높다는 큰 장점을 갖는다. 그러나 이 SM 기법은 위와 같은 장점에도 불구하고 수신측에서의 ML 복호 복잡도가 변조 차수와 송신 안테나 개수에 대하여 기하급수적으로 증가하는 단점이 존재한다.

* 전남대학교 전자컴퓨터공학부 광대역무선통신연구실 (kidnara@moiza.chonnam.ac.kr, inaromp@moiza.chonnam.ac.kr, tjjung@chonnam.ac.kr)
논문번호 : KICS2007-10-444, 접수일자 : 2007년 10월 3일, 최종논문접수일자 : 2007년 12월 10일

따라서 지금까지 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 많은 연구들^[3,4]이 진행되었는데, 특히 최근에 제안된 OSM (orthogonal spatial multiplexing)^[4] 구조는 기존의 개방루프 SM 구조에 한 개의 위상 정보를 송신단에 궤환함으로써 수신측에서 송신 심벌의 일부분과 허수부로만 구성된 2개의 그룹을 각각 독립으로 ML 복호를 가능하게 하여 수신 복잡도를 크게 줄일 수 있다는 장점을 갖는다. 최근에 이와 같이 피드백 되는 위상 정보를 이용하는 방법이 4개의 송신 안테나를 사용하는 기존의 STBC (space-time block code)에도 적용되었다^[5]. 그러나 OSM은 기존의 SM^[3]보다 ML 복호가 간단하다는 장점이 있지만 성능 열화가 크게 발생한다는 단점이 발생한다.

이러한 이유로, 본 논문에서는 2개의 송신 안테나와 수신 안테나를 사용할 경우 기존의 OSM에 선부호기를 직렬 연결하여 구성된 새로운 CSM (closed-loop SM)을 제안한다. 이 제안된 구조에서 사용되는 선부호기는 전산 실험을 통하여 최적의 성능을 보이는 위상 정보를 구하여 사용하였다. 전산 실험 결과, 제안된 기법은 기존의 SM과 OSM보다 월등히 향상된 에러 성능을 보여 준다. 그러나 제안된 CSM은 기존의 OSM과 달리 직교 특성을 만족하지 않아 상대적으로 복호 복잡도가 크다는 단점이 발생한다. 따라서 본 논문에서는 제안된 새로운 구조에 대하여 ML 복호와 동일한 성능을 가지면서 더불어 복호 복잡도를 크게 줄일 수 있는 새로운 복호 알고리즘을 추가로 제안한다.

본 본문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II장에서는 기존의 OSM의 중요한 특성들을 간략히 살펴보고 III장에서는 2개의 송신 안테나와 수신 안테나에 대한 새로운 CSM을 제안하고 수신 복호 복잡도를 크게 줄일 수 있는 새로운 복호 알고리즘을 제안한다. IV장에서는 제안된 기법과 복호 알고리즘에 대한 실험 결과들은 제시하여 성능을 비교 및 분석하고 마지막으로 V에서는 결론을 맺는다.

II. 기존의 직교 공간 다중화 기법

본 장에서는 그림 1과 같이 2개의 송신 안테나와 수신 안테나를 사용하는 기존의 OSM^[4]에 대해 살펴본다.

먼저, OSM 부호기는 입력 벡터 $\vec{x} = [x_1, x_2]^T$ 을 기존의 SM^[3]과 같은 방식으로 전송한다. 수신단에서의 정합 필터 출력 $\vec{y} = [y_1, y_2]^T$ 는 다음과 같다.

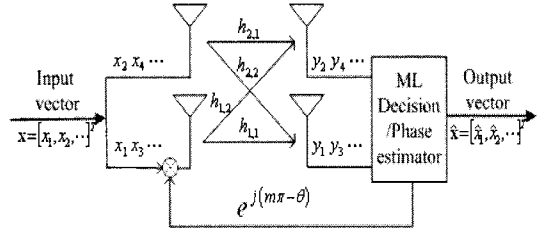


그림 1. 기존의 직교 공간 다중화 (OSM) 블록도
Fig. 1 Conventional OSM block diagram

$$\vec{y} = \sqrt{E_s} H \vec{x} + \vec{n}. \quad (1)$$

여기에서 $H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{2,1} \\ h_{1,2} & h_{2,2} \end{bmatrix}$ 이고 $h_{i,j}$ 은 i 번 째 송신 안테나와 j 번 째 수신 안테나 사이의 복소 채널 값을 나타낸다. 그리고 \vec{n} 은 2×1 복소 노이즈 벡터를 나타낸다. 이 구조에 대한 수신단에서의 ML metric을 계산하면 다음과 같다.

$$\| \vec{y} - H \vec{x} \|^2 = (\vec{y} - H \vec{x})^* (\vec{y} - H \vec{x}) \quad (2)$$

$$= \vec{y}^* \vec{y} + f_R(\vec{x}_R) + f_I(\vec{x}_I) + j(\alpha^* - \alpha)(x_1^R x_2^I - x_1^I x_2^R). \quad (3)$$

여기에서 $\vec{x}_{R(I)} = [x_1^{R(I)}, x_2^{R(I)}]$ 은 입력 벡터 \vec{x} 의 실수부(허수부)를 의미하고 $\alpha = h_{1,1} h_{2,1}^* + h_{1,2} h_{2,2}^*$ 이다. 그리고 $f_R(\vec{x}_R)$ 과 $f_I(\vec{x}_I)$ 은 각각 \vec{x}_R 과 \vec{x}_I 만으로 구성된 함수를 나타낸다.

다음으로 OSM^[4]에서는 α 의 위상 정보($\theta = \angle \alpha$)를 송신측에 궤환하여 이 위상의 conjugate 값을 $h_{1,1}$ 과 $h_{1,2}$ 에 각각 동시에 곱함으로써 α 가 실수, $\alpha = e^{j(m\pi - \theta)}(h_{1,1} h_{2,1}^* + h_{1,2} h_{2,2}^*) = \pm |h_{1,1} h_{2,1}^* + h_{1,2} h_{2,2}^*|$ 가 되도록 하여 식 (3) 내 $(\alpha^* - \alpha)$ 값이 0이 되도록 한다. 따라서 수신측에서는 다음과 같이 \vec{x}_R 과 \vec{x}_I 에 대한 독립적으로 ML 복호가 가능하게 된다.

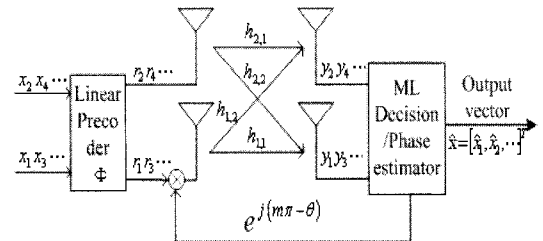


그림 2. 새로운 페루프 공간 다중화 블록도
Fig. 2 Proposed CSM block diagram

$$\vec{x}_{R(D)} = \arg \min_{\vec{x}_{R(D)}} f_{R(D)}(\vec{x}_{R(D)}). \quad (4)$$

III. 새로운 공간 다중화 기법 설계

앞장에서의 OSM^[4]은 수신측에서의 ML 복호 복잡도를 크게 개선할 수 있지만 실험 결과 기존의 SM^[3]보다 낮은 비트 오류 성능을 보여준다. 따라서 본 장에서는 기존의 SM과 OSM 보다 더 나은 성능을 보여주는 새로운 페루프 공간 다중화 (CSM, closed-loop SM) 기법을 제안한다.

새로운 CSM은 그림 2와 같이 2개의 송수신 안테나에 대해 기존의 OSM 구조와 새로운 선형 선부호기 ϕ 를 직렬 연결함으로써 설계된다.

제안된 부호기는 먼저 입력 벡터 \vec{x} 에 다음과 같은 2×2 unitary 선부호기 ϕ 를 곱하여 2×1 선부호화된 벡터 $\vec{r} = [r_1, r_2]^T = \phi \vec{x}$ 를 생성한다.

$$\phi = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j\theta} & e^{j\phi} \\ 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

그리고 이 벡터 \vec{r} 은 2개의 송신 안테나를 통해 기존의 OSM과 같은 방식으로 전송된다.

만약 기존의 궤환 정보를 사용하지 않는 SM 구조^[3]에 그림 2와 같은 선부호기 ϕ 를 사용한다면 ϕ 의 unitary 성질 때문에 수신단에 수신된 모든 x_i 는 동일한 i.i.d. Rayleigh 페이딩 채널을 겪게 된다. 따라서 기존의 SM 구조에서 직교 선부호기 사용 여부는 수신단 에러 성능에 전혀 영향을 주지 않게 된다. 하지만 페루프 OSM 구조에서는 채널 값들로부터

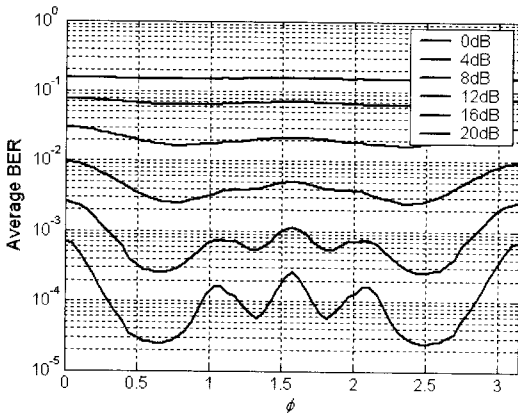


그림 3. 4-QAM 변조를 사용할 경우 ϕ 에 대한 평균 BER.
Fig. 3 Average BER versus ϕ for 4-QAM

터 계산되어진 θ 의 궤환으로 인해 이미 기존의 SM 구조와 달리 각 채널 값들이 더 이상 서로 독립적이지 않게 된다. 즉 이 구조에서는 선부호기 ϕ 의 직교성에도 불구하고 x_i 들은 더 이상 i.i.d. 채널 페이딩을 겪지 않게 되며 따라서 적당한 선부호기 사용에 의하여 OSM보다 향상된 성능을 보일 수 있다.

그림 3은 4-QAM 변조 방식을 사용할 경우 전산 실험을 통하여 식 (5)의 ϕ 에 대한 새로운 CSM 구조의 평균 비트 오류(BER)를 보여준다. 그림에서 알 수 있듯이 고려된 모든 SNR에서 약 $\pi/4$ 와 $3\pi/4$ 에서 가장 좋은 성능을 보임을 확인 할 수 있다. 이 최적화된 선부호기에 대한 제안된 CSM 구조의 전산 실험 결과는 IV장에서 보여 준다.

식 (5)를 사용하는 제안된 CSM은 기존의 OSM에 비하여 월등한 성능 향상을 보이지만 OSM과 같이 직교 특성을 만족하지 않아 기존의 SM과 같이 ML 복호 복잡도가 크게 높아진다는 단점을 갖는다. 이러한 이유로 본 논문에서는 ML 수신기와 동일한 성능을 가지면서 복호 복잡도를 크게 낮출 수 있는 새로운 복호 알고리즘을 제안한다. 이를 위하여 먼저 그림 2의 제안된 CSM의 수신 벡터에 대하여 다음과 같이 채널 정합을 수행한다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1' \\ y_2' \end{bmatrix} &= (H')^* \vec{y} = (H')^* \left(H \begin{bmatrix} e^{j(m\pi - \theta)} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \phi \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n \right) \\ &= \begin{bmatrix} \rho_1 x_1 + \delta_1 x_2 + n_1' \\ \rho_2 x_2 + \delta_2 x_1 + n_2' \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $H'(h_{i,j}') = \frac{1}{\sqrt{2}} H \begin{bmatrix} e^{j(m\pi - \theta + \phi)} & e^{j(m\pi - \theta + \phi)} \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ 이

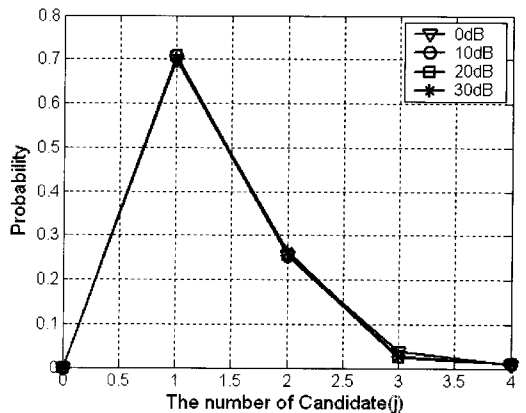


그림 4. 제안된 알고리즘을 사용하였을 때 4-QAM 변조에 대한 ML 후보 개수의 확률 분포도.
Fig. 4 Distribution of ML candidate number for 4-QAM using proposed algorithm

고, $\rho_1 = |h_{1,1}'|^2 + |h_{1,2}'|^2$, $\rho_2 = |h_{2,1}'|^2 + |h_{2,2}'|^2$ 이며,
 $\delta_1 = (h_{1,1}')^* h_{2,1}' + (h_{1,2}')^* h_{2,2}'$, $\delta_2 = \delta_1^*$ 이다. 또한
 $\vec{n} = [n_1' \ n_2']^T = H' \vec{n}$ 이다.

본 논문에서 제안하는 새로운 복호 알고리즘은 크게 두 단계로 구성된다. 먼저 식 (6)과 같이 채널 정합된 수신 신호에 대하여 기존의 직렬 간섭 제거 방법을 이용하여 \vec{x} 의 후보 개수를 크게 줄이게 되며 다음으로 이와 같이 구성된 \vec{x} 의 후보들을 가지고 최종 ML 복호를 수행하게 된다. 세부적인 복호 알고리즘 순서도는 다음과 같다. 여기에서 $D(\cdot)$ 은 경판정, $Q = \{Q_1, Q_2, \dots, Q_M\}$ 은 성상점들의 집합, M 은 변조 차수를 나타낸다.

```

/* New Decoding Algorithm */
Begin
/* Interference cancellation */
j=0
for i=1 to M          /* M= 4 or 16 */
begin
 $\tilde{x}_2(i) = Q_i$           /*  $Q_i \in Q$  */
 $z_1(i) = (y_1' - \delta_1 \tilde{x}_2(i)) / \rho_1$  /* Cancellation */
 $\tilde{x}_1(i) = D(z_1(i))$ 
 $z_2(i) = (y_2' - \delta_2 \tilde{x}_1(i)) / \rho_2$  /* Cancellation */
if  $\tilde{x}_2(i) = D(z_2(i))$  then
begin /* Save Candidate */
j=j+1 /* Number Of ML_Candidate */
ML_Candidate(j) = ( $\tilde{x}_1(i), \tilde{x}_2(i)$ )
endif
endif
endfor

/* ML decoding */
if j=0 then
 $\vec{x} = \text{Select randomly } (Q_\mu, Q_\nu) /* Q_\mu, Q_\nu \in Q$  */
else if j=1 then
 $\hat{x} = \text{ML\_Candidate}$ 
else
ML Decision Using Only ML_Candidate
endif
End
    
```

간섭 제거 방법으로 먼저 총 M 개의 성상점들 중에 하나를 선택하여 \tilde{x}_2 로 선택한다. 그리고 선택된 \tilde{x}_2 을 이용하여 식 (6) 행렬의 첫 번째 원소 \tilde{y}_1 에서

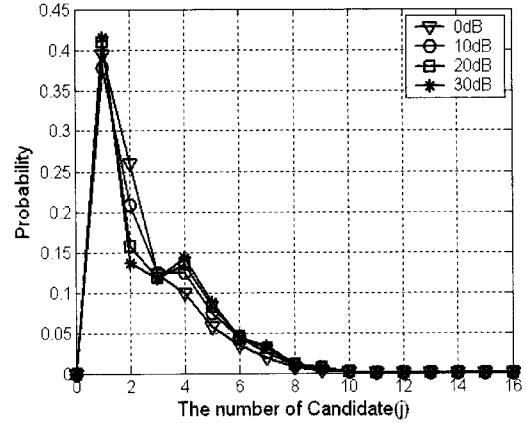


그림 5. 제안된 알고리즘을 사용하였을 때 16-QAM 변조에 대한 ML 후보 개수의 확률 분포도.
 Fig. 5 Distribution of ML candidate number for 16-QAM using proposed algorithm.

간섭 신호 x_2 를 제거하고 그 결과 z_1 을 경판정하여 \tilde{x}_1 을 추정한다. 이와 같이 추정된 \tilde{x}_1 은 식 (6) 행렬의 두 번째 원소 \tilde{y}_2 에 동일한 방법으로 간섭 제거 되어 경판정함으로써 \tilde{x}_2 을 추정한다. 이와 같이 최종 경판정된 \tilde{x}_2 값은 처음 선택한 \tilde{x}_2 값과 비교하여 동일한 값을 가지면 최종 ML 복호를 위한 \vec{x} 의 후보로 결정한다. 이와 같은 최종 ML 후보 결정 유무는 \tilde{x}_2 가 가질 수 있는 모든 성상점들에 대하여 M 번 반복 수행하게 된다. 마지막으로 이와 같이 최종 확정된 \vec{x} 의 후보들을 가지고 \vec{x} 에 대한 최종 ML 복호를 수행하게 된다. 참고로 기존의 ML 복호는 총 M^2 개의 모든 가능한 입력 벡터 \vec{x} 들에 대하여 수행하게 되지만 제안된 부호는 간섭 제거 방법을 사용함으로써 최대 M 개의 가능한 서로 다른 \vec{x} 들을 가지고 복호를 수행하게 된다.

그림 4와 5는 각각 4-QAM과 16-QAM에 대해 제안된 알고리즘에서 최종 ML 수행을 위한 \vec{x} 의 후보 개수의 분포를 보여준다. 그림 4에서 보여 지듯이 4-QAM일 경우 \vec{x} 의 후보 개수가 1개인 경우가 약 70%임을 다다르며 따라서 제안된 알고리즘은 약 70% 확률로 ML 복호 수행 없이 오직 간섭 제거 방법으로만 \vec{x} 을 추정하게 된다. 그림 5의 16-QAM일 경우에도 약 40% 확률로 오직 간섭 제거 방법으로만 \vec{x} 의 복호를 수행하게 된다.

표 1은 제안된 복호 알고리즘과 기존의 ML 복호를 사용할 경우 제안된 다중화 기법과 기존의 다중화 기법들의 최종 ML 복호에 필요한 \vec{x} 의 평균

표 1. SM, OSM, CSM의 평균 ML_Candidate 개수(M =변조 차수)
Table 1. Comparisons of average ML_Candidate number for SM, OSM, CSM(M = Modulation Order).

	$M=4$	$M=16$
SM with ML	16	256
OSM with ML	8	32
New CSM with ML	16	256
New CSM with new algorithm	1.3455	2.638

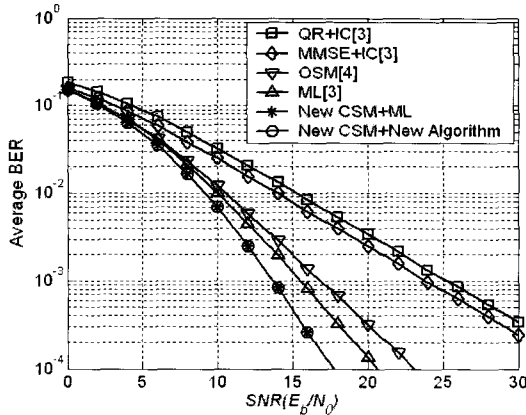


그림 6. 4-QAM 변조 방식에 대한 평균 BER
Fig. 6 Average BER versus E_b/N_0 for 4-QAM.

후보 개수를 비교한 값이다. 이 결과에서 보여 지듯이 제안된 복호 알고리즘은 ML 복호에 사용되는 \vec{x} 의 후보의 평균 개수가 4-QAM 및 16-QAM일 경우 각각 약 1.3개와 2.6개로 확연히 작은 값을 가짐을 확인할 수 있으며, 따라서 제안된 알고리즘은 수신단에서 복호 복잡도를 크게 줄일 수 있다. 물론 제안된 알고리즘은 간섭 제거 방법을 사용함으로써 수신단에서 추가로 이를 위한 복잡도가 필요하지만 수신단의 복호 복잡도의 대부분은 모든 가능한 \vec{x} 들의 ML metric 계산과 비교에 의하여 좌우되므로 전체 복잡도 증가에 큰 영향을 주지 않는다. 이와 같이 제안된 복호 알고리즘의 성능 결과는 IV장 실험 결과에서 보여 준다.

IV. 실험 결과

본 장에서는 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경 하에서 2개의 송신 안테나와 2개의 수신 안테나를 사용할 경우 식 (5)의 unitary 선부호기와 $\phi = \frac{\pi}{4}$ 을

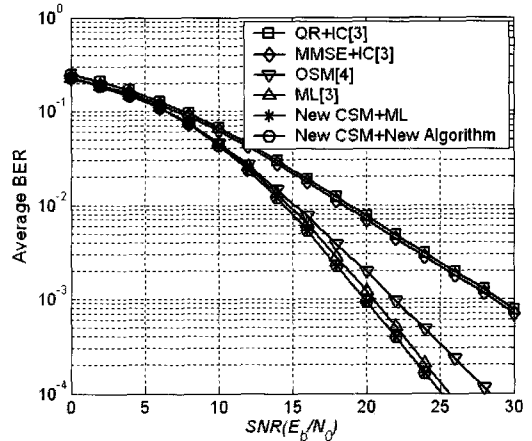


그림 7. 16-QAM 변조 방식에 대한 평균 BER.
Fig. 7 Average BER versus E_b/N_0 for 16-QAM.

사용한 새로운 CSM에 대해 ML 복호 알고리즘과 새로이 제안된 복호 알고리즘을 사용할 경우의 전산 실험 결과들을 제시한다. 또한 제안된 구조와의 성능 비교를 위하여 같은 송수신 안테나를 사용하는 기존의 SM^[3]의 ML 복호, QR+Interference Cancelling(IC), MMSE+IC의 결과들과 OSM^[4]에 대한 결과들도 같이 제시한다.

그림 6과 7은 각각 4-QAM과 16-QAM 변조 방식을 사용할 경우에 대해 평균 비트 오류(BER)을 나타낸 것이다. 실험 결과 제안된 기법은 기존의 SM의 ML 복호 성능 비교 시 10^{-4} 에서 각각 약 3dB와 1dB의 성능 향상이 있음을 보여주고 QR+IC, MMSE+IC 성능보다 월등한 성능 향상을 보인다. 그리고 기존의 OSM과의 비교 시에는 각각 약 5dB와 3dB의 성능 향상이 있음을 알 수 있다. 또한 제안한 CSM 기법에 대해 새롭게 제안된 복호 알고리즘은 ML 복호 알고리즘과 거의 동일한 성능을 보임을 확인할 수 있다. 이러한 이유로서 본 논문에서 제안하는 복호 알고리즘은 x_2 가 가질 수 있는 모든 정상점들에 대하여 간섭제거를 수행하므로 반드시 실제 전송된 x_2 의 간섭 제거가 완벽히 제거되는 경우가 필히 존재한다. 만약 이와 같이 x_2 가 완벽히 제거된 신호를 가지고 추정된 x_1 에 에러가 발생한다면 이는 오로지 순수 잡음에 의하여 발생하므로 기존의 ML 복호에서도 에러가 필히 발생하게 된다. 이와 같은 현상은 x_1 을 제거하여 x_2 를 추정하는 경우에도 동일하게 발생된다. 즉, 제안된 알고리즘은 순수 잡음에 의한 에러를 제외하고는 필히 최종 ML 복호에 사용할 \vec{x} 후보에 실제 전송

한 \vec{x} 가 포함되어 있으며 따라서 순수 ML 복호 성능과 동일한 결과를 예측할 수 있다.

V. 결 론

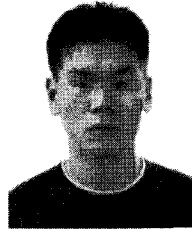
본 논문에서는 준정지 Rayleigh 페이딩 채널 환경하에서 2개의 송수신 안테나를 사용하는 새로운 CSM 기법을 제안하였다. 이 기법은 기존의 OSM^[4] 기법과 선형 선부호기를 직렬 연결함으로써 설계된다. 여기에서 사용되는 선부호기는 전산 실험을 통하여 최적화 하였으며 이 선부호기를 사용하는 제안된 CSM은 기존의 SM^[3]과 OSM^[4]보다 월등한 성능 향상을 보여준다. 그리고 본 논문에서는 제안된 CSM 기법에 대하여 직렬 간섭 제거 방법과 ML 복호 방법을 결합함으로써 ML 복호에 사용할 \vec{x} 후보 개수를 급격히 줄임으로써 성능 저하 없이 수신단에서 ML 복호 복잡도를 크게 줄일 수 있는 새로운 복호 알고리즘을 추가로 제안하였다.

참 고 문 헌

- [1] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antennas Gaussian Channels," *Eur. Trans. Telecommun.*, Vol. 10, pp.585-595, Nov. 1999.
- [2] G. J. Foschini and M Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, Vol. 6, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [3] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," *Electron. Lett.*, Vol. 35, pp. 14-16, Jan. 1999.
- [4] H. Lee, S.Park, I. Lee, "Orthogonalized spatial multiplexing for closed-loop MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 55, pp. 1044-1052, May 2007.
- [5] J. K. Milleth, K. Giridhar, and D. Jalihal, "On channel orthogonalization using space-time block coding with partial feedback," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 54, pp. 1121-1130, June 2006.

채 창 현 (Chang-Hyeon Chae)

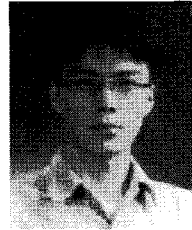
준회원



2007년 2월 전남대학교 전자 컴퓨터공학부 졸업
2007년 3월~현재 전남대학교 전자 컴퓨터공학부 석사과정
<관심분야> 무선통신, 통신공학

최 대 원 (Dae-Won Choi)

준회원



2007년 2월 전남대학교 전자 컴퓨터공학부 졸업
2007년 3월~현재 전남대학교 전자 컴퓨터공학부 석사과정
<관심분야> 무선통신, 통신공학

정 태 진 (Tae-Jin Jung)

정회원



1996년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 학사
1998년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 석사
2003년 8월 포항공과대학교 전자전기공학과 박사
2003년 9월~2004년 2월 한국전 자통신연구원 전파방송연구소 선임연구원
2004년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부 조교수
<관심분야> 대역확산통신방식, 통신 및 정보 이론