

다중 사용자 MIMO 시스템을 위한 고정 복잡도를 갖는 스피어 인코더

정회원 마나르 모하이센*, 준회원 한 동 걸*, 종신회원 장 경 희*

Fixed-complexity Sphere Encoder for Multi-user MIMO Systems

Manar Mohaisen* *Regular Member*, DongKeol Han* *Associate Member*,
KyungHi Chang* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 다중 사용자 MIMO 시스템을 위한 고정 복잡도를 갖는 스피어 인코더 (FSE)를 제안하고, FSE의 복잡도를 감소시키는 2가지 방법을 제시한다. FSE는 성능과 복잡도 간의 트레이드오프 관계를 적응적으로 조절할 수 있고, 병렬의 트리 탐색구조를 적용함으로써 프리코딩 지연을 상당히 감소시킬 수 있다. 4x4 다중 사용자 MIMO 시스템에서 시뮬레이션을 수행한 결과, 제안한 FSE는 QRDM 인코더 (QRDM-E)에 비하여 작은 BER 성능 감소를 가져오지만 최적의 다이버시티 오더를 달성함과 더불어 일반적인 QRDM-E 복잡도의 16%정도만을 갖고, 인코딩 처리량(throughput)이 7.5배 향상됨을 확인하였다.

Key Words : Sphere encoder, QRDM encoder, Tomlinson-Harashima precoder, precoding, multi-user MIMO systems

ABSTRACT

In this paper, we propose a fixed-complexity sphere encoder (FSE) for multi-user MIMO (MU-MIMO) systems. The Proposed FSE accomplishes a scalable tradeoff between performance and complexity. Also, because it has a parallel tree-search structure, the proposed encoder can be easily pipelined, leading to a tremendous reduction in the precoding latency. The complexity of the proposed encoder is also analyzed, and we propose two techniques that reduce it. Simulation and analytical results demonstrate that in a 4x4 MU-MIMO system, the complexity of the proposed FSE is 16% that of the conventional QRDM encoder (QRDM-E). Also, the encoding throughput of the proposed encoder is 7.5 times that of the QRDM-E with tolerable degradation in the BER performance, while achieving the optimum diversity order.

I. 서 론

최근 동일 채널의 다른 사용자가 동시에 하나의 기지국과 통신하는 환경의 다중 사용자 MIMO에 대한 관심이 높아지고 있다. 채널 정보를 송신단에서 알고 있다면 다양한 프리코딩 기법들을 이용하여 다중 사용자 MIMO 시스템의 성능 향상시킬 수 있기 때문에

몇몇 다중사용자 MIMO 프리코딩 방법들이 제안되었다. 먼저 [1]에 소개된 선형 ZF (Zero-forcing) 프리코딩 방법은 전송 벡터를 채널 행렬의 Pseudo-inverse를 이용하여 프리코딩 하는 방식으로, 높은 전송 전력을 필요로 하게 되고, 특히 채널의 상태가 좋지 않을 경우 더욱 높은 전송 전력을 요구 하게 되는 문제점을 가지고 있다. 이러한 전송전력이 높아지는 문제점을

※ 이 논문은 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. R01-2008-000-20333-0).

* 인하대학교 정보통신대학원 이동통신연구실 (lemanar@hotmail.com, xellos1982@naver.com, khchang@inha.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-03-106, 접수일자 : 2010년 3월 18일, 최종논문접수일자 : 2010년 7월 1일

해결하기 위하여 선형 MMSE (Minimum mean square error) 방법이 소개되었는데, 선형 MMSE 방법은 간섭과 잡음 증폭간 트레이드오프 관계를 갖게 되고, 선형 ZF 기법과 비교하여 전송 전력을 감소시키는 장점을 가지고 있다^[1]. 또한 비선형 모듈로 연산을 통하여 전송 전력을 더욱 효과적으로 제한하는 Tomlinson-Harashima Precoding (THP) 기법^[2-4]이 있는데, 코딩 손실이 발생하게 되는 문제점을 가지고 있다. 한편, 전송 전력은 전송 벡터의 분산에 의해 더 줄일 수 있게 되는데^[5], 이러한 최적의 분산 벡터는 스피어 인코더(SE)를 이용하여 찾을 수 있다. 스피어 인코더는 평균적으로 작은 연산 복잡도를 가지고 있지만, 최악의 경우 그 복잡도는 매우 높아지게 된다. 또한, 순차적인 트리 탐색구조를 가지기 때문에 효율적인 하드웨어 구현을 제한하는 단점도 가지고 있다. 이러한 스피어 인코더의 불규칙적인 복잡도를 해결하기 위해, 각각의 인코딩 레벨에서 고정된 숫자의 후보 심볼들만을 남기는 QRDM 인코더 (QRDM-E)가 제안되었다^[6]. QRDM-E가 고정된 복잡도를 가지면서, 스피어 인코더와 같은 성능을 나타내기는 하지만, QRDM-E 역시 복잡도가 높고, 효율적인 하드웨어 구현을 제한하는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 고정된 복잡도를 가지는 스피어 인코더^[7]를 기반으로 하는 고정된 복잡도의 스피어 인코더(FSE)를 제안한다. 제안한 FSE는 QRDM-E와 같은 다이버시티 오더를 갖게 되며, 성능과 복잡도 사이에 유연한 트레이드오프 관계를 갖게 된다. 또한 병렬의 탐색구조를 가지기 때문에 프리코딩 지연을 상당히 감소시키게 된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델과 문제점을 살펴보고, III장에서는 일반적인 분산 벡터 기법에 대해 살펴본다. IV장에서는 제안한 FSE를 소개하고, V장에서는 일반적인 SE와 QRDM-E와 더불어 제안한 FSE의 복잡도를 분석해 본다. FSE의 복잡도를 감소시킬 수 있는 2가지 방법을 VI장에서 소개하고, VII장에서 시뮬레이션 결과를 보인 후, 마지막으로 VIII장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 N_t 개의 안테나를 가지는 BS와 1개의 안테나를 갖는 N_u 명의 사용자간의 하향 링크 다중 사용자 MIMO 시스템을 가정한다. $N=N_t=N_u$ 이고, Flat-fading과 시간에 따른 채널 변화가 느린 상황을 고려하였고, 송신단에서 채널의 상태 정보를 완벽하게

알고 있다고 가정하였다. 그러면 시스템은 $K=2N$ 으로 설정된 K 차원의 실수 격자 시스템으로 전환될 수 있다.

채널 행렬을 $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{K \times K}$, 데이터 행렬을 $\mathbf{s} \in \mathbb{R}^K$ 로 나타내고, 프리코딩된 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{P} \mathbf{s} \quad (1)$$

γ 는 미리 정의된 값을 갖는 전체 전송전력 P_T 를 제한하기 위해 사용된 계수이고, 본 논문에서 P_T 는 1로 정의한다. 프리코딩 행렬 \mathbf{P} 는 선형 ZF 프리코딩의 경우 \mathbf{H}^{-1} , 선형 MMSE 프리코딩의 경우 $(\mathbf{H}\mathbf{H}^T + \alpha\mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^T$ 로 나타내고, α 는 $M\sigma_n^2$ 으로 σ_n^2 은 잡음의 분산이다^[8].

분산 벡터 기법의 주요 목적은 데이터 벡터 \mathbf{s} 로부터 γ 를 최소화시키는 벡터 $\tilde{\mathbf{s}}$ 를 구하는 것으로, $\mathbf{P}\tilde{\mathbf{s}}$ 의 norm은 $\mathbf{P}\mathbf{s}$ 의 norm 보다 작아야 한다. 분산 벡터 $\tilde{\mathbf{s}}$ 는 THP 기법으로부터 다음과 같이 얻어낼 수 있다^[2,3].

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{s} + \tau \mathbf{t} \quad (2)$$

τ 는 사용된 변조 기법에 따라 변하는 정수이고, \mathbf{t} 는 K 차원의 정수 벡터이다. [5]에 따라 τ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\tau = 2(\lceil c_{\max} + \Delta/2 \rceil) \quad (3)$$

c_{\max} 는 최대 크기를 갖는 constellation point의 절댓값이고, Δ 는 constellation point간의 간격으로 정의한다.

송신단에서 \mathbf{t} 는 γ 를 최소화시키는 벡터로 선택하게 되고, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{t} &= \arg \min_{\mathbf{t} \in \mathbb{Z}^K} \left\{ (\mathbf{s} + \tau \mathbf{t})^T \mathbf{P}^T \mathbf{P} (\mathbf{s} + \tau \mathbf{t}) \right\} \\ &= \arg \min_{\mathbf{t} \in \mathbb{Z}^K} \left\| \mathbf{P} (\mathbf{s} + \tau \mathbf{t}) \right\|^2 \end{aligned} \quad (4)$$

행렬 \mathbf{H} 의 전치 행렬을 unitary 행렬 \mathbf{Q} 와 upper triangular 행렬 \mathbf{R} 의 곱으로 분해하고, ZF 원리를 기본으로 하여 식 (4)를 간단히 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{t} &= \arg \min_{\mathbf{t} \in \mathbb{Z}^K} \|\mathbf{L}(\mathbf{s} + \tau \mathbf{t})\|^2, \\
 &= \arg \min_{\mathbf{t} \in \mathbb{Z}^K} \left\| \sum_{i=1}^K L_{i,i}(s_i + \tau t_i) + \sum_{j=1}^{i-1} L_{i,j}(s_j + \tau t_j) \right\|^2 \quad (5)
 \end{aligned}$$

이때, Lower triangular 행렬 \mathbf{L} 은 $(\mathbf{R}^{-1})^T$ 와 같다. MMSE 원리를 적용하였을 경우, 확장된 행렬 $\tilde{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}^T \sqrt{\alpha \mathbf{I}}]^T$ 는 아래 식 (6)과 같이 \mathbf{Q} 와 \mathbf{R} 행렬로 분해할 수 있고, 이때에도 Lower triangular 행렬 \mathbf{L} 은 $(\mathbf{R}^{-1})^T$ 와 같다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}^T \\ \sqrt{\alpha \mathbf{I}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \\ \mathbf{Q}_2 \end{bmatrix} \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \mathbf{R} \\ \mathbf{Q}_2 \mathbf{R} \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서, $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{Q}_2 / \sqrt{\alpha}$ 이 되고, $\sqrt{\alpha}$ 는 양의 실수이므로, 식(5)의 탐색 결과에 영향을 주지 않는다. 따라서 $\mathbf{L} = \mathbf{Q}_2^T$ 가 되고, \mathbf{R} 에 대한 역행렬이 필요 없이 원하는 분산의 결과를 가져올 수 있게 된다.

본 논문에서 t_k 는 아래와 같은 대칭적 형태의 정수들의 집합에서 선택되어진다.

$$A = [-a, -a+1, \dots, a-1, a] \quad (7)$$

a 는 양의 정수로, 그 값에 따라 분산 벡터 알고리즘의 성능과 복잡도 간의 트레이드오프 관계를 조절하게 된다. 즉, a 값이 커질 경우 BER 성능은 향상되지만 복잡도가 높아지게 되고, 반대로 a 값이 작아질 경우 BER 성능은 낮아지지만 복잡도가 감소하게 된다. 이후의 내용에서 $T = (2a + 1)$ 로 정의하고, 집합 A 의 원소의 개수를 나타낸다.

III. 일반적인 분산 벡터기법

3.1 스피어 인코더

스피어 인코더는 hypersphere의 반경 안에 있는 벡터들만을 탐색하는 방식으로 벡터 \mathbf{t} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{t}_{SD} = \arg \min_{\mathbf{t} \in \mathbb{Z}^K} \left(\|\mathbf{P}(\mathbf{s} + \tau \mathbf{t})\|^2 \right) \leq d^2 \quad (8)$$

이때, d 는 탐색 반경으로, 탐색 반경 d 보다 더 작은 누적 거리가 발견되었을 경우 탐색 반경 d 를 다시

설정하게 된다.

스피어 인코더는 복잡도가 불규칙적이고, 순차적인 탐색구조로 인해 효율적인 하드웨어 구현이 어려운 단점을 가지고 있다.

3.2 QRDM 인코더 (QRDM-E)

QRDM-E는 각각의 인코딩 단계에서 최소의 누적 거리를 갖는 M 개의 가지(branch)를 유효한 가지로 남겨 놓는 방식으로, 고정된 복잡도를 갖게 된다. FSE와 비교하기 위해 각 단계에서 남겨지는 유효 가지의 개수인 M 과 T 를 같게 설정하면, 첫 번째 트리 탐색 단계에서 최적의 M 개의 가지가 두 번째 단계를 위해 남겨지고, 두 번째 단계에서는 남겨진 유효 가지들을 $(s_2 + \tau t_k)$ 와의 결합들로 확장된다. 식 (5)에 따라 누적 거리를 계산하고, 누적 거리에 따라 정렬한 후 가장 작은 누적 거리를 갖는 M 개의 가지만 세 번째 단계에서 이용된다. 이러한 과정을 마지막 인코딩 단계까지 반복하여, 가장 작은 누적 거리를 갖는 분산 벡터 $\tilde{\mathbf{s}}$ 를 프리코딩하여 전송한다.

QRDM-E 알고리즘은 잡음 분산이나 채널 상황에 상관없이 고정된 복잡도를 제공하지만, K 와 T 가 높아질수록 복잡도가 크게 증가하게 되는 문제점을 가지고 있다.

IV. 제안한 고정된 복잡도를 갖는 스피어 인코더

제안한 FSE는 일반적인 QRDM-E에 비하여 인코딩 처리량 향상과 복잡도 감소의 장점을 가지고 있다. 먼저 인코딩 처리량 측면에서 보면, 일반적으로 통신 시스템에서 QRDM-E의 인코딩 처리량은 양호한 수준이지만, 각 인코딩 단계에서 많은 수의 거리들을 비교하는 QRDM-E의 탐색 방법 특성상 효율적인 하드웨어 구현을 제한하기 때문에 인코딩 처리량이 낮아지게 된다. 그러나 제안한 FSE는 병렬의 탐색구조를 가지고 있기 때문에 높은 인코딩 처리량이 높아지게 된다.

또한, QRDM-E는 K 와 T 가 커질수록 복잡도가 상당히 증가하는 문제점을 가지고 있으며, SE의 경우는 불규칙적인 복잡도를 갖고 있어 최악의 경우 상당히 높은 복잡도를 갖게 된다.

이러한 기존 인코딩 기법들의 단점을 극복하기 위해 본 논문에서 제안한 FSE 알고리즘은 다음과 같이 두 단계의 트리 탐색 단계를 수행한다.

먼저, Full expansion 단계로, 루트 노드 (Root node)에서 유효한 후보 가지들을 결정하는 과정을 말한다. 첫 번째 탐색 단계에서 루트 노드는 루트 노드

와 연결 가능한 모든 하위 노드들과의 가지들을 탐색하고, 루트 노드에서 탐색된 모든 가지들은 두 번째 단계에서 이용된다.

두 번째 단계인 Single expansion 단계는 루트 노드의 하위 노드들에서 유효한 후보 가지들을 결정하는 과정을 말한다. 그림 1의 $i=1$ 단계의 노드들이 하위 노드들과 연결 가능한 모든 가지들을 탐색한다. 그 후 각각의 노드들은 탐색된 가지들 중 최소 거리를 갖는 가지를 다음 단계에서 이용할 후보 가지로 결정한다. 즉, 부모 노드 및 자식 노드 각각에서 검색된 복수의 가지들 중에서 최소 거리를 갖는 하나의 가지를 유효가지로 결정하는 과정을 Single expansion이라 한다.

마지막 탐색 단계에서는 상위 단계들에서 결정된 가지들을 통해 얻은 분산벡터들 $\tilde{s}_1, \tilde{s}_2, \dots, \tilde{s}_T$ 의 거리들을 각각 비교하여 가장 작은 거리를 갖는 분산벡터를 결정하게 되고, 결정된 분산벡터를 프리코딩하여 전송한다.

그림 1은 $p=1, K=3, t_k = \{-2, -1, 0, 1, 2\}$ 인 경우를 가정한 FSE의 한 예로써, 첫 번째 탐색단계에서 루트 노드는 부모노드와 연결되는 $(s_1 + \pi_k)$ 의 조합을 통해 5개의 유효 가지들을 결정하게 된다. 결정된 가지들의 거리를 계산한 후, 두 번째 단계부터 각각의 노드는 최소거리를 갖는 하나의 유효 가지만 결정하고, 마지막 탐색단계에서 최소의 누적거리를 갖는 벡터를 결정하고, 프리코딩하여 전송하게 된다. 그림 1에서 굵은 선으로 표시된 가지가 결정된 프리코딩 벡터이다.

V. 연산 복잡도 분석

이번 장에서는 SE와 QRDM-E, FSE의 연산 복잡

도를 분석한다. 연산 복잡도 비교는 각 알고리즘의 거리 계산 횟수를 이용하여 비교한다.

SE의 최악의 경우 복잡도는 다음과 같다.

$$C_{SE} = \sum_{i=1}^K T^i = \frac{T^{K+1} - T}{T - 1} \quad (9)$$

K 가 높아질수록 SE의 복잡도 역시 매우 높게 증가하게 된다.

분산벡터를 얻기 위한 QRDM-E의 복잡도는 아래의 식과 같다.

$$C_{QRDM-E} = T + (K-1)T^2 \quad (10)$$

FSE의 복잡도는 다음의 식 (11)로 나타난다.

$$C_{FSE} = KT \quad (11)$$

위와 같은 복잡도에서 알 수 있듯이, 제안한 FSE 알고리즘은 기존 알고리즘들에 비하여 가볍고, 파워 및 대기 시간을 감소시키므로 이동통신에 적합한 기법이라 할 수 있다.

그림 2는 $K=2 \times N_t$ 값에 따른 FSE와 QRDM-E의 복잡도간 비율 $\rho = C_{FSE} / C_{QRDM-E}$ 을 나타내는 그림으로 QRDM-E 알고리즘에 비하여 복잡도가 현저히 감소함을 확인할 수 있다. $K=8, T=7$ 인 4×4 시스템에서 FSE는 QRDM-E에 비해 단지 16%의 연

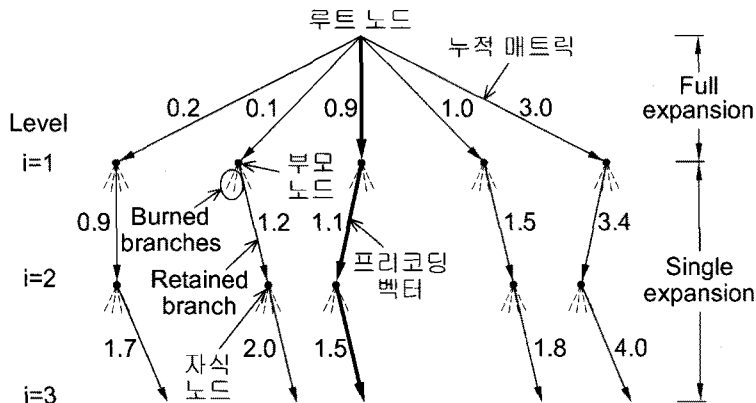


그림 1. 제안한 고정된 복잡도를 갖는 스피어 인코더의 예 ($K=3, T=5$)

산 복잡도를 갖게 됨을 보여주고 있다.

또한, [10]에서 동일한 100MHz의 클럭 주파수를 사용한 4×4 시스템에서, 16QAM을 사용하였을 때, FSE와 QRDM-E는 각각 400Mbps와 53.3Mbps의 처리량을 나타내었다.¹⁾ 이를 통해, FSE 기법을 이용하는 경우 QRDM-E 기법을 이용하는 경우보다 7.5배의 처리율 향상을 가져오게 됨을 알 수 있다.

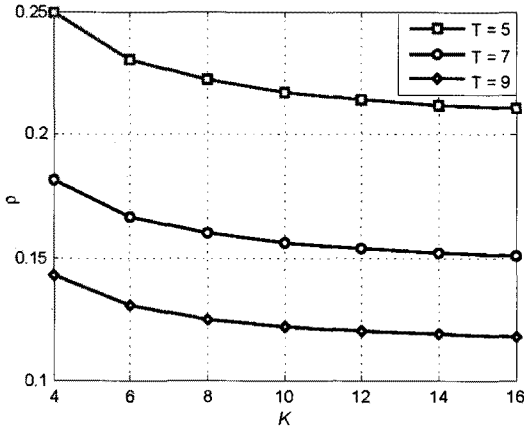


그림 2. K와 T값에 따른 FSE와 QRDM-E 간 복잡도 비율

VI. FSE를 위한 복잡도 감소 기법

이번 장에서는 FSE 알고리즘의 복잡도를 감소시키기 위한 2가지 방법을 제안한다. 먼저, 선계산 (Pre-computation) 방법으로, $L(s+\tau t)$ 의 원소들이 우선적으로 계산되도록 하는 방법이다. 선계산된 원소들은 행렬 $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{U \times D \times T}$ 에 저장되며, $U = \sum_{i=1}^N i$ 와 D 는 실수 constellation set의 크기를 나타낸다. 선계산을 수행하는 경우, 곱셈 및 덧셈 연산에 따른 복잡도는 다음과 같이 주어진다.

$$C_p^{mul} = \frac{DTK(K+1)+2T-2}{2N_f} \quad (12)$$

$$C_p^{add} = \frac{(T-1)D}{N_f} \quad (13)$$

C_p^{mul} 과 C_p^{add} 는 각각 선계산 단계에서 요구되는 곱

셈과 덧셈 연산의 횟수이고, N_f 는 동일한 채널 상태 정보(CSI)를 사용하여 전송하는 횟수를 나타낸다.

두 번째는 Comparison-before-squaring 기법으로, 식(5)에서와 같이 가지 거리들의 두 번째 놈(norm)을 비교하는 대신에, 가지 거리들의 절대값을 비교하는 방법을 제안한다. 제곱연산을 수행하기 이전에 거리들을 먼저 비교하여 누적 거리를 계산하는 기법으로, 식 (5)에서 제곱 연산을 수행하기 전에, 획득된 거리들을 비교하여 가장 작은 절대 거리를 갖는 가지를 선택함으로써, 각 노드에서 곱셈 연산의 횟수가 T에서 1로 감소하게 된다. FSE 알고리즘의 트리 탐색구조에서 필요한 곱셈 및 덧셈의 연산 횟수는 다음과 같다.

$$C_{ts}^{mul} = KT \quad (14)$$

$$C_{ts}^{add} = \frac{1}{2}T^2K(K-1) \quad (15)$$

따라서 제안한 FSE 알고리즘을 수행하기 위한 전체 곱셈 및 덧셈의 연산 횟수는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C^{mul} = \frac{DTK(K+1)+2T-2}{2N_f} + KT \quad (16)$$

$$C^{add} = \frac{D(T-1)}{N_f} + \frac{1}{2}T^2K(K-1) \quad (17)$$

N_f 가 큰 경우, $C^{mul} \approx C_{ts}^{mul}$, $C^{add} \approx C_{ts}^{add}$ 가 된다.

VII. 시뮬레이션 결과 및 분석

4x4 다중사용자 MIMO 시스템 (K=8, Nu=4)에서 QPSK 변조 방식을 사용하였을 경우를 가정하였을 때, 일반적인 THP 기법과, QRDM-E, 그리고 제안한 FSE 알고리즘의 BER 성능을 비교 및 분석한다. 프리코딩의 각 단계에서 가장 작은 누적 거리를 나타내는 하나의 유효 가지를 가지는 경우의 FSE와 THP의 BER 성능을 비교한다^[11]. 또한, MMSE 프리코딩 기법이 ZF 기법과 비교하여 더 우수한 성능을 나타내므로 MMSE 프리코딩 기법을 사용한다.

그림 3은 SNR이 20dB일 때 T값에 따른 FSE와

1) 처리량에 대한 결과는 FSD와 QRD-M 검출 알고리즘의 하드웨어 구현을 통하여 얻은 수치로, 인코딩과 검출과정의 트리탐색구조가 유사하기 때문에, 인코더 성능을 비교하기 위한 수치로서 적합한 것으로 판단한다.

QRDM-E 알고리즘의 BER 성능을 비교한 결과로, FSE와 QRDM-E 알고리즘 모두, T가 3부터 5사이 일 때 가장 큰 성능 향상 폭을 보이고 있으며, T가 7이상 인 경우, QRDM-E는 BER 성능이 향상되는 반면, FSE는 BER 성능의 향상이 미미함을 확인할 수 있다. 따라서 성능과 복잡도간 트레이드오프 관계를 고려하여 T가 7일 경우로 설정하였다.

그림 4는 K=8, QPSK 변조 기법을 이용한 경우에 MMSE 프리코딩을 수행한 분산 벡터 기법의 BER 성능을 비교한 그림이다. target BER 10^{-4} 에서 제안한 FSE 알고리즘은 THP 알고리즘보다 약 6dB정도 향상된 BER 성능을 나타내며, QRDM-E 알고리즘 보다는 약 2dB정도 낮은 성능을 나타냄을 확인할 수 있다. 제

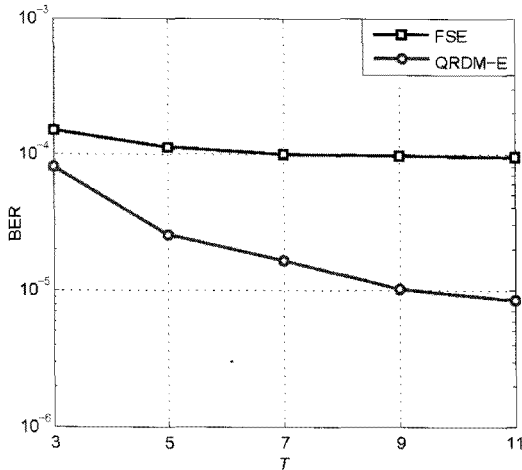


그림 3. T값에 따른 분산벡터 기법의 BER 성능 비교 (K=8, QPSK, SNR = 20dB 경우)

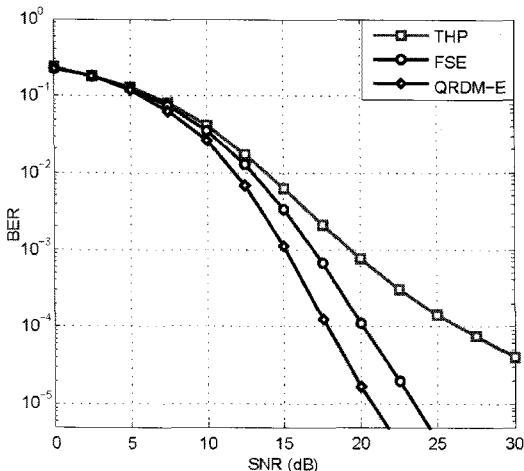


그림 4. 분산벡터 기법의 BER 성능 비교 (K=8, T=7, QPSK 경우)

안한 FSE가 QRDM-E와 같은 다이버시티 오더를 나타내고 있으며, 큰 인코딩 처리량 향상과 복잡도 감소를 감안하였을 때, 이 정도의 BER 성능 감소는 납득할만한 수준으로 볼 수 있다.

VIII. 결 론

본 논문에서는 다중 사용자 MIMO 시스템을 위한 고정된 복잡도를 갖는 스피어 인코더를 제안하였다. 불규칙한 복잡도와 순차적인 탐색구조를 갖는 일반적인 스피어 인코더와 달리, 제안한 FSE는 고정된 복잡도와 병렬의 탐색구조를 갖기 때문에 더욱 효율적인 하드웨어 구현이 가능해진다. 또한, FSE의 복잡도를 감소시키기 위한 방법으로 트리 탐색 단계전에 자주 사용되는 값들을 미리 계산하는 선계산 방법과 노드에서의 연산 횟수를 줄이는 방법인 Comparison-before-squaring 방법을 제안하였다. 시뮬레이션 결과를 통해 제안한 FSE 알고리즘이 일반적인 QRDM-E 알고리즘과 비교하여 작은 BER 성능 감소를 가져오지만 최적의 다이버시티 오더를 달성하며, 인코딩 처리량 향상과 처리 시간 및 복잡도 감소의 이득을 갖게 됨을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] C. Peel, B. Hochwald, and L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication - Part I: Channel inversion and regularization," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.53, No.1, pp.195-202, Jan. 2005.
- [2] M. Tomlinson, "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," *Electronics Letters*, Vol.7, pp.138-139, Mar. 1971.
- [3] H. Harashima and H. Miyakawa, "Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.20, No.4, pp.774-780, Aug. 1972.
- [4] B. Hui and K.H. Chang, "Improved achievable rates for regularized Tomlinson-Harashima precoding in multiuser MIMO downlink," in *Proc. IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium*,

Sep. 2009.

[5] B. Hochwald, C. Peel, and L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication - Part II: Perturbation," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.53, No.3, pp.537-544, Mar. 2005.

[6] J. Z. Zhang and K.J. Kim, "Near-capacity MIMO multiuser precoding with QRD-M algorithm," in *Proc. of IEEE ACSSC*, Nov. 2005, pp.1498-1502.

[7] L. Barbero and J. Thompson, "Performance analysis of a fixed-complexity sphere decoder in high-dimensional MIMO systems," in *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, May 2006, pp.557-560.

[8] R. Habendorf and G. Fettweis, "On ordering optimization for MIMO systems with decentralized receivers," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, May 2006, pp.1844-1848.

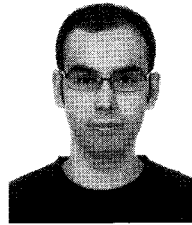
[9] D. Wubben, R. Bohnke, V. Kuhn, and K.-D. Kammeyer, "MMSE extension of V-BLAST based on sorted QR decomposition," in *Proc. IEEE Vehicular Telecomm. Conf.*, Oct. 2003, pp.508-512.

[10] L. Barbero and J. Thompson, "Rapid prototyping of the sphere decoder for MIMO systems" in *Proc. of 2nd IEE/ EURASIP Conference on DSP enabled Radio*, 2005.

[11] J. Liu, and W. Krzymien, "Improved Tomlinson-Harashima precoding for the downlink for multi-user MIMO systems," *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol.32, No.3, pp.133-144, Summer 2007.

모하이센 마나르 (Manar Mohaisen)

정회원

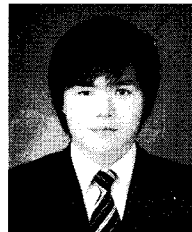


2001년 7월 Univ. of Gaza, Gaza, Palestine, 통신 및 제어 (공학사)
2005년 9월 School Polytechnic of Nice Univ., Sophia-Anti-polis, France(공학석사)
2010년 2월 인하대학교 정보통신대학원 (Ph.D.)

2001년~2003년: Palestinian Telecommunication Company (JAWWAL)
<관심분야> MIMO Detection, Co-Channel Interference Cancellation, Dirty Paper Coding, Antenna Selection

한 동 걸 (DongKeol Han)

준회원



2009년 2월 인하대학교 전자공학과(공학사)
2009년 2월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사과정
<관심분야> MIMO Detection, Interference Management, 4G 이동통신

장 경 희 (KyungHi Chang)

종신회원



1985년 2월 연세대학교 전자공학과(공학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1992년8월 Texas A & M Univ., EE Dept. (Ph.D.)
1989년~1990년 삼성종합기술원 주임연구원

1992년~2003년 한국전자통신연구원, 이동통신연구소 무선전송방식연구팀장 (책임연구원)
2003년~현재 인하대학교 정보통신대학원 교수
<관심분야> 4세대 이동통신 및 3GPP LTE 무선전송방식, WMAN 및 DMB 시스템 무선전송기술, Cognitive Radio, Cross-layer Design, Cooperative Relaying System, RFID / USN Systems, Mobile Ad-hoc Network, 해상/수중 통신 등