

다중 사용자 MIMO 시스템을 위한 블록 대각화 Vector Perturbation 알고리즘

정회원 마나르 모하이센*, 준회원 한 동 걸*, 정회원 회 빙*,
 종신회원 장 경 희*, 구 본 태**

Vector Perturbation Techniques with Block Diagonalization for Multi-user MIMO Systems

Manar Mohaisen* *Regular Member*, DongKeol Han* *Associate Member*,
 Bing Hui* *Regular Member*, KyungHi Chang*, BonTae Koo** *Lifelong Members*

요 약

블록 대각화 (BD) 알고리즘은 다중 사용자 MIMO 채널을 사용자 간 간섭이 없는 병렬의 단일 사용자 MIMO 채널로 변환하는 기법이다. 본 논문에서는 다중 사용자 MIMO 시스템에서 사용자 간 간섭 및 전송 전력을 줄이기 위한 방법으로 vector perturbation (VP) 알고리즘과 BD 알고리즘을 결합한 새로운 BD-VP 알고리즘을 제안한다. 스피어 인코더 (SE)를 기반으로 하는 기존의 BD-VP 알고리즘과는 대조적으로, 본 논문에서는 고정 복잡도를 갖는 스피어 인코더 (FSE)와 QRDM 인코더 (QRDM-E)를 사용함으로써, 고정된 복잡도를 가지면서 성능과 복잡도 간 트레이드 오프 (trade-off) 관계를 적응적으로 조절할 수 있게 된다. 4명의 사용자가 각각 2개의 수신 안테나를 갖고 있는 다중 사용자 MIMO 시스템에서의 시뮬레이션 분석 결과 target BER 10^{-4} 에서, 제안된 BD-FSE 및 BD-QRDM-E의 성능이 기존의 BD-THP 알고리즘과 비교하여 각각 5.5dB 및 7.4dB 향상되었음을 확인할 수 있다.

Key Words : Multi-user MIMO, Vector Perturbation, Block Diagonalization, Sphere Encoder, QRD-M Encoder

ABSTRACT

Block diagonalization (BD) is an attractive technique that transforms the multi-user multiple-input multipleoutput (MU-MIMO) channel into parallel single-user MIMO (SU-MIMO) channels with zero inter-user interference (IUI). In this paper, we combine the BD technique with two deterministic vector perturbation (VP) algorithms that reduce the transmit power in MU-MIMO systems with linear precoding. These techniques are the fixed-complexity sphere encoder (FSE) and the QR-decomposition with M-algorithm encoder (QRDM-E). In contrast to the conventional BD VP technique, which is based on the sphere encoder (SE), the proposed techniques have fixed complexity and a tradeoff between performance and complexity can be achieved by controlling the size of the set of candidates for the perturbation vector. In MU-MIMO system with 4 users each equipped with 2 receive antennas, simulation results show that the proposed BD-FSE and BDQRDM-E outperforms the conventional BD-THP by 5.5 and 7.4dB, respectively, at a target BER of 10⁻⁴.

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

※ 본 논문은 지식경제부의 출연금으로 수행하고 있는 한국전자통신연구원의 정보통신연구개발사업(과제번호:KI002109) 위탁 연구과제 연구결과입니다.

* 인하대학교 정보통신대학원 이동통신연구실 (lemanar@hotmail.com, xellos1982@naver.com, huibing_zxo@163.com, khchang@inha.ac.kr)

** 한국전자통신연구원 통방융합SoC연구팀 (koobt@etri.re.kr)

논문번호 : KICS2010-08-041, 접수일자 : 2010년 8월 17일, 최종논문접수일자 : 2010년 10월 1일

I. 서론

추가적인 주파수 및 시간 자원에 대한 할당 없이 시스템의 용량 (capacity)을 향상시키기 위한 다양한 단일 사용자 MIMO 기술들이 소개 및 분석되고 있다^[1,2]. 그러나 실제로, 각 기지국들은 한정된 자원을 갖고, 동시에 많은 사용자들과 통신하고 있기 때문에, 같은 주파수 대역을 사용하여 동시에 통신을 하는 다중 사용자 MIMO 기술에 대한 관심이 높아지고 있다^[3].

다중 사용자 MIMO 시스템 하향링크의 합용량을 최대화하기 위한 방법으로 Costa에 의해 dirty-paper coding (DPC) 기법이 제안되었으며^[4], 제안된 DPC 기법을 통해 간섭 채널과 간섭이 없는 채널의 용량이 정확히 일치함을 확인하였다. 통신 시스템에서 한 사용자에게 전송된 신호는 다른 사용자에게는 간섭으로 볼 수 있다. 이러한 간섭은 기지국이 알고 있으며, 사용자에게 의해 채널을 피드백 받을 수 있기 때문에, 다중 사용자 MIMO 프리코딩에 의해 사용자 간 간섭을 제거하거나 상당량 감소시킬 수 있다.

채널 inversion과 정규화된 채널 inversion을 이용한 간단한 프리코딩 기법으로 zero-forcing (ZF)와 minimum mean square error (MMSE) 기법이 있다^[5]. ZF 프리코딩 기법은 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 해결하기 위하여 MMSE 방법이 소개 되었는데, MMSE 방법은 간섭과 잡음 증폭간 트레이드오프 관계를 갖게 되고, ZF 기법과 비교하여 전송 전력을 감소시키는 장점을 가지고 있지만, 오차 성능은 여전히 좋지 못하다. 또한, 비선형 모듈로 연산을 통하여 전송 전력을 더욱 효과적으로 제한하는 Tomlinson-Harashima Precoding (THP) 기법^[6,7]이 있지만, 코딩 손실이 발생하게 되는 문제점을 가지고 있다. 한편, 전송 전력을 낮추기 위한 vector perturbation (VP) 단계와 직렬 간섭 제거나 선형 프리코딩 기법을 이용하여 사용자간 간섭을 제거하는 사용자 간 간섭 제거 단계로 구성된 선형화된 형태의 THP 기법이 [8]에 소개되었다. 앞에서 언급한 이러한 프리코딩 기법들은 단일 데이터 스트림을 각 사용자에게 전송하는 것을 가정하고 있다.

다중 데이터 스트림 전송을 지원하는 방법으로,

다중 사용자 MIMO 채널을 사용자 간 간섭이 없는 병렬의 단일 사용자 MIMO 채널로 변환시키는 블록 대각화 (BD: Block Diagonalization) 알고리즘^[9]이 있다. BD 기법은 사용자들의 데이터를 병렬로 전송하기 때문에 결과적으로 기지국에서의 처리 시간 감소를 가져온다.

[10]에서, MMSE-THP 기법과 BD 기법의 조합을 통해 시스템의 성능을 향상 시킨 방법을 소개 하였지만, 사용된 perturbation 벡터가 최적화된 벡터가 아니기 때문에, 전송 전력을 최소화 하지 못하였다. 또한, [11]에서, 분산된 사용자들이 단일 안테나를 가지고 있는 시스템에서 스피어 인코더 (SE)를 사용한 VP 기법이 소개되었으며, 각 사용자들이 다수의 수신 안테나를 갖는 시스템에서 BD 기법의 사용을 통한 일반화된 VP 방법이 [12]와 [13]에 소개되었다.

본 논문은 SE의 연산 복잡도와 지연에 대해 살펴본 후, 다중사용자 MIMO 하향 링크 시스템에서의 적용 가능성에 대하여 논한다. 또한, SE의 단점을 극복하기위한 방법으로, 고정된 복잡도를 갖는 스피어 인코더 (FSE)^[14]와 QRDM 인코더 (QRDM-E)^[15]의 사용을 제안하며, 각각을 BD 기법과 결합한 2가지 BD-VP 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델 및 BD 기법에 대해 소개하고, III장에서는 제안한 BD-VP 기법을 소개한다. VI장에서 시뮬레이션 결과에 대한 분석 후, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델 및 블록 대각화

본 논문에서는 각 n_T 개의 송신 안테나 및 n_R 개의 수신 안테나를 가지고 있는 다중 사용자 MIMO 시스템의 하향링크를 고려하였다. $n_T=(n_R \times n_U)$ 이며, n_U 는 사용자의 수를 나타낸다. 협대역 flat 페이딩 채널을 고려하였고, 이때 다중 사용자 MIMO 채널 행렬 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$ 은 다음과 같다.

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^T \ \mathbf{H}_2^T \ \dots \ \mathbf{H}_{n_U}^T]^T \quad (1)$$

$\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$ 는 사용자 i 의 채널 행렬을 나타내며, $(\cdot)^T$ 는 전치 행렬을 나타낸다.

2.1 블록 대각화 (Block Diagonalization)

사용자 간 간섭은 다중 사용자 MIMO 채널을

병렬의 단일 사용자 MIMO 채널로 변환시키는 BD 알고리즘을 사용함으로써 제거할 수 있으며, 사용자의 심볼 간 간섭은 프리코딩 기법을 이용하여 송신단에서 제거하거나 수신단에서 검출 기법을 이용하여 제거할 수 있다. 본 논문에서는 수신단에서의 복잡도를 감소시키기 위하여, 프리코딩에 의한 기법을 고려한다.

BD 기법을 통하여 식 (2)를 만족시키는 행렬 $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{n_r \times n_r}$ 를 구할 수 있다.

$$\mathbf{H}\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1\mathbf{B}_1 & \mathbf{H}_1\mathbf{B}_2 & \cdots & \mathbf{H}_1\mathbf{B}_{n_u} \\ \mathbf{H}_2\mathbf{B}_1 & \mathbf{H}_2\mathbf{B}_2 & \cdots & \mathbf{H}_2\mathbf{B}_{n_u} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{n_u}\mathbf{B}_1 & \mathbf{H}_{n_u}\mathbf{B}_2 & \cdots & \mathbf{H}_{n_u}\mathbf{B}_{n_u} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{eff,1} & \mathbf{0}_{n_r} & \cdots & \mathbf{0}_{n_r} \\ \mathbf{0}_{n_r} & \mathbf{H}_{eff,2} & \cdots & \mathbf{0}_{n_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{n_r} & \mathbf{0}_{n_r} & \cdots & \mathbf{H}_{eff,n_u} \end{bmatrix}$$

여기서, $\mathbf{0}_{n_r}$ 은 $n_r \times n_r$ 영행렬이며, $\mathbf{H}_{eff,i} = \mathbf{H}\mathbf{B}_i$ 는 BD 기법 후 사용자 i 의 유효 채널 행렬이다. 이를 위해 $(n_r - n_{Ri}) \times n_T$ 크기의 채널 행렬 \mathbf{H}_i 를 정의하면 다음과 같다.

$$\mathbf{H}_i = [\mathbf{H}_1^T \cdots \mathbf{H}_{i-1}^T \mathbf{H}_{i+1}^T \cdots \mathbf{H}_{n_u}^T]^T \quad (3)$$

\mathbf{H}_i 는 전체 채널 행렬 \mathbf{H} 에서 사용자 i 의 채널 행렬을 제거함으로써, 간단하게 얻을 수 있으며, singular value decomposition (SVD)를 통해 다음과 같이 나타낸다.

$$\mathbf{H}_i = \mathbf{U}_i \Sigma_i^H [\mathbf{V}_i^{(1)} \quad \mathbf{V}_i^{(0)}]^H \quad (4)$$

여기서, $\mathbf{V}_i^{(0)}$ 의 열은 \mathbf{H}_i 의 0 특이값에 대응하는 오른쪽 고유 벡터이며, 다른 사용자에게 전혀 간섭을 주지 않기 때문에, 사용자 i 를 위한 빔형성 행렬 \mathbf{B}_i 의 후보가 된다. 이를 위해, $\mathbf{H}_i \mathbf{V}_i^{(0)}$ 의 SVD는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{H}_i \mathbf{V}_i^{(0)} = \mathbf{U}_i \Sigma_i^H [\mathbf{V}_i^{(1)}]^H \quad (5)$$

여기서, $\mathbf{H}_i \mathbf{V}_i^{(0)}$ 를 full-rank로 고려하면, \mathbf{B}_i 는 $\mathbf{V}_i^{(0)} \mathbf{V}_i^{(1)}$ 와 같아지고, 전송 빔형성 벡터 $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{n_r \times n_r}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{B} = [\mathbf{B}_1 \quad \mathbf{B}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{B}_{n_u}] \quad (6)$$

III. 제안된 블록 대각화 Vector Perturbation

BD 알고리즘은 다중 사용자 MIMO 채널을 사용자 간 간섭이 없는 n_u 개의 병렬의 단일 사용자 MIMO 채널로 변환시킨다. 따라서 각 사용자의 스트림이 병렬로 처리되어, 프리코딩 지연을 감소시키는 결과를 가져올 수 있다. 그림 1은 본 논문에서 제안하고 있는 알고리즘의 사용자 i 를 위한 단일 사용자 MIMO 시스템의 구조를 나타내고 있다. 빔형성 행렬 \mathbf{F}_i 는 \mathbf{B}_i 와 동가이며, 모든 사용자는 같은 변조 기법을 사용한다고 가정하고, 각 사용자 i 의 데이터 처리 방식은 다른 사용자와 동일하다고 가정한다.

3.1 다중 사용자 MIMO 시스템을 위한 Vector Perturbation 및 스피어 인코더

VP는 $\mathbf{G}_{eff,i}$ 보다 작은 놈(norm)값을 갖는 $\mathbf{G}_{eff,i} \tilde{\mathbf{s}}_i$ 를 구하기 위해, 데이터 벡터 s_i 로부터 $\tilde{\mathbf{s}}_i$ 를 구하는 것을 목적으로 한다. 즉, VP기법을 사용함

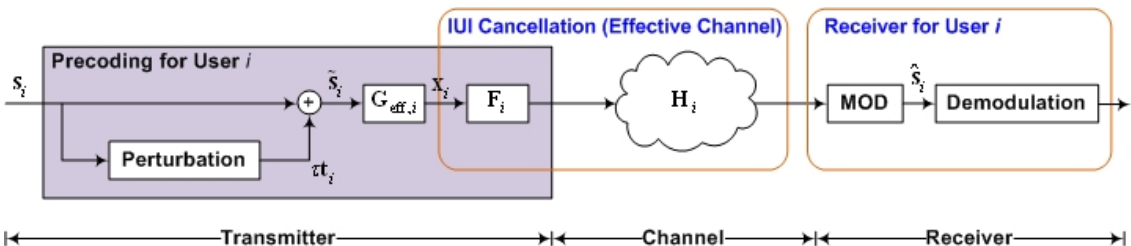


그림 1. 블록 대각화 및 vector perturbation 기법을 사용한 MIMO 프리코딩 시스템의 구조

으로써 전송에 필요한 전력을 줄일 수 있게 된다. $\mathbf{G}_{eff,i}$ 는 사용자 i 를 위한 프리코딩 행렬을 나타내며, MMSE 프리코딩의 경우 $(\mathbf{H}_{eff,i}\mathbf{H}_{eff,i}^H + \alpha\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}_{eff,i}^H$, ZF 프리코딩의 경우 $\mathbf{H}_{eff,i}^+$ 와 같게 된다. 이때, 정규화 계수 α 는 $N\sigma_n^2/P_i$ 와 같고, σ_n^2 는 잡음 분산, P_i 는 사용자 i 의 전체 전송 전력을 나타낸다. Perturbed 벡터 $\tilde{\mathbf{s}}_i$ 는 THP 기법으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{s}}_i = \mathbf{s}_i + \tau \mathbf{t} \tag{7}$$

τ 는 사용된 변조 기법에 따른 정수이며, \mathbf{t} 는 N 차원의 정수 벡터이다. 이때 τ 는 [11]에 따라 아래와 같이 계산된다.

$$\tau = 2 \left(\lceil c_{\max} \rceil + \Delta / 2 \right) \tag{8}$$

여기서 $\lceil c_{\max} \rceil$ 는 가장 큰 크기값을 갖는 심볼의 절대값을 나타내며, Δ 는 심볼 간 간격을 나타낸다. 이후, 사용자 i 의 수신된 신호는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}_i = \tilde{\mathbf{s}}_i + \mathbf{n}_i \tag{9}$$

\mathbf{n}_i 는 잡음의 공분산 행렬을 갖는 백색 가우시안 잡음을 나타낸다. 수신단에서 원래의 데이터 벡터 \mathbf{s}_i 는 벡터 \mathbf{t} 에 관한 정보 없이 식 (10)과 같은 비선형 모듈로 연산을 통해 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{s}}_i = \text{mod}(\mathbf{y}_i) \tag{10}$$

여기서, $\text{mod}(\cdot)$ 는 수신된 신호를 $[-K, K]$ 범위로 줄이는 모듈로 연산을 나타낸다. 이때, K 는 사용하는 변조 기법에 따른 계수로 $K = \sqrt{|\Omega|}$ 이며, $|\Omega|$ 는 변조 set Ω 의 원소 개수를 나타낸다. 예를 들어, $K=2$ 와 4일 경우, 각각 QPSK와 16QAM을 나타낸다.

식 (7)에서 벡터 \mathbf{t} 는 다음과 같은 N -차원의 정수 격자 문제에 따라 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{t} &= \arg \min_{\mathbf{t} \in \mathbb{Z}^N} \left\{ (\mathbf{s} + \tau \mathbf{t})^H \mathbf{G}_{eff,i}^H \mathbf{G}_{eff,i} (\mathbf{s} + \tau \mathbf{t}) \right\} \\ &= \arg \min_{\mathbf{t} \in \mathbb{Z}^N} \left\| \mathbf{G}_{eff,i} (\mathbf{s} + \tau \mathbf{t}) \right\|^2 \end{aligned} \tag{11}$$

[11], [12] 및 [13]은 식 (11)의 격자 문제를 해결함에 있어 SE를 사용하였다. 그러나 SE는 전송 전력을 상당히 감소시키는 이점이 있는 반면, 복잡도 및 구현등에 있어 문제점을 갖고 있다. SE의 경우, 평균적으로 작은 연산 복잡도를 가지고 있지만, 최악의 경우 그 복잡도는 지수적으로 증가하게 되어, 실제 통신 시스템에 적용하기 어렵다. 또한, 순차적인 트리 탐색구조를 가지기 때문에 효율적인 하드웨어 구현을 제한하는 단점도 가지고 있다. 또한, SE는 채널 상태에 따른 연산 복잡도가 다르기 때문에 각 사용자들의 프리코딩에 의한 지연 시간도 서로 달라진다. Ill-condition 채널의 사용자의 경우 좋은 채널 상태의 사용자에 비해 상대적으로 더욱 긴 프리코딩 지연을 갖는다. 따라서 송신단에서 데이터를 프리코딩 하기위한 처리 시간은 최대 지연 시간과 같게 되고, 불필요한 지연시간을 갖게 된다.

3.2 Problem Formulation

ZF 프리코딩의 경우, 식 (11)을 풀기 위해서는 유효 채널 행렬 $\mathbf{H}_{eff,i}$ 의 LQ 분해(factorization)가 필요하게 된다. 행렬 $\mathbf{H}_{eff,i}$ 의 전치 행렬을 unitary 행렬 \mathbf{Q} 와 upper triangular 행렬 \mathbf{R} 의 곱으로 분해하고, 식 (11)를 간단히 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{t} &= \arg \min_{\mathbf{t} \in \mathbb{Z}^N} \left\| \mathbf{L}(\mathbf{s} + \tau \mathbf{t}) \right\|^2 \\ &= \arg \min_{\mathbf{t} \in \mathbb{Z}^N} \left\| \sum_{n=1}^N \mathbf{L}_{n,n}(\mathbf{s}_n + \tau \mathbf{t}_n) + \sum_{j=1}^{n-1} \mathbf{L}_{n,j}(\mathbf{s}_j + \tau \mathbf{t}_j) \right\|^2 \end{aligned} \tag{12}$$

여기서, \mathbf{s}_n 는 \mathbf{s}_i 의 n 번째 원소이며, Lower triangular 행렬 \mathbf{L} 은 $(\mathbf{R}^{-1})^T$ 와 같다. MMSE 프리코더의 경우, 확장된 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_{eff,i} = [\mathbf{H}_{eff,i}^T \sqrt{\alpha \mathbf{I}}]^T$ 는 아래 식 (13)과 같이 \mathbf{Q} 와 \mathbf{R} 행렬로 분해할 수 있고, 이때에도 Lower triangular 행렬 \mathbf{L} 은 $(\mathbf{R}^{-1})^T$ 와 같다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{eff,i}^T \\ \sqrt{\alpha \mathbf{I}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \\ \mathbf{Q}_2 \end{bmatrix} \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \mathbf{R} \\ \mathbf{Q}_2 \mathbf{R} \end{bmatrix} \tag{13}$$

여기서, $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{Q}_2 / \sqrt{\alpha}$ [19]이 되고, $\sqrt{\alpha}$ 는 양의 실수이므로, 식(12)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 \mathbf{t}_k 는 아래와 같은 대칭적 형태의 정

수들의 집합에서 선택되어진다.

$$A = [-a, -a+1, \dots, a-1, a] \quad (14)$$

a 는 양의 정수로, 그 값에 따라 VP 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.

다음의 3.3장과 3.4장에서는 앞에서 언급한 BD-SE 기법의 단점을 극복하기위한 제안된 알고리즘을 소개한다.

3.3 고정된 복잡도를 갖는 스피어 인코더 (FSE)

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 노드와 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 2의 $i=1$ 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 2는 $T=N=3$ 이고, $p=1$ 인 경우를 가정한 FSE의 예로써, 첫 번째 탐색단계에서 루트 노드는 부모 노드와 연결되는 $(s_1 + \pi_k)$ 의 조합을 통해 3개의 유효 가지들을 결정하게 된다. 결정된 가지들의 거리를 식 (12)를 통해 계산한 후, 두 번째 단계부터 각

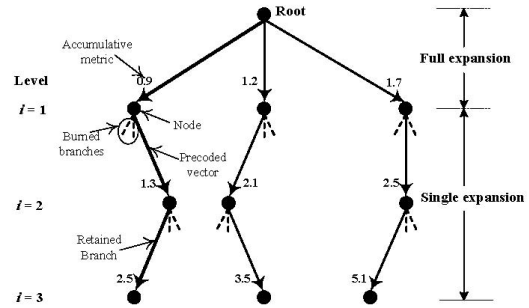


그림 2. FSE의 예 ($T=N=3$)

각의 노드는 최소거리를 갖는 하나의 유효 가지만 결정하고, 마지막 탐색단계에서 최소의 누적거리를 갖는 벡터를 결정하고, 프리코딩하여 전송하게 된다.

기존의 BD-SE 기법과 비교하여, 제안한 BD-FSE가 갖는 이점은 다음과 같다.

BD-FSE 기법은 채널의 상태와는 무관하게 고정된 복잡도를 갖고 있으며, 성능과 복잡도 간 트레이드 오프관계를 적응적으로 조절할 수 있다. 따라서 사용자당 수신 안테나의 수가 같은 경우, VP단계에서 모든 사용자가 동일한 지연을 갖게 되므로, 사용자마다 다양한 지연을 갖는 BD-SE 기법에 비하여, 낭비되는 시간을 줄일 수 있다.

또한, BD-FSE의 VP단계는 그림 2에 나타난 것처럼 병렬로 수행되기 때문에 효율적인 하드웨어 구현이 가능하게 되며, 이를 통해 차세대 이동통신 시스템에서 중요한 이슈인 프리코딩에 의한 지연을 줄일 수 있게 된다^[20].

3.4 QRDM 인코더 (QRDM-E)

QRDM-E는 각각의 인코딩 단계에서 최소의 누적 거리를 갖는 M개의 가지(branch)를 유효한 가지로 남겨 놓는 방식으로, 고정된 복잡도를 갖게 된다. FSE와 비교하기 위해 각 단계에서 남겨지는 유효 가지의 개수인 M과 T를 같게 설정하면, 첫 번째 트리 탐색 단계에서 최적의 M개의 가지가 두 번째 단계를 위해 남겨지고, 두 번째 단계에서는 남겨진 유효 가지들을 $(s_2 + \pi_k)$ 와의 결합들로 확장된다. 식 (12)에 따라 누적 거리를 계산하고, 누적 거리에 따라 정렬한 후 가장 작은 누적 거리를 갖는 M개의 가지만 세 번째 단계에서 이용된다. 이러한 과정을 마지막 인코딩 단계까지 반복하여, 가장 작은 누적 거리를 갖는 분산 벡터 \tilde{s} 를 프리코딩하여 전송한다.

그림 3은 $T=N=3$ 인 경우의 QRDM-E의 예를 나

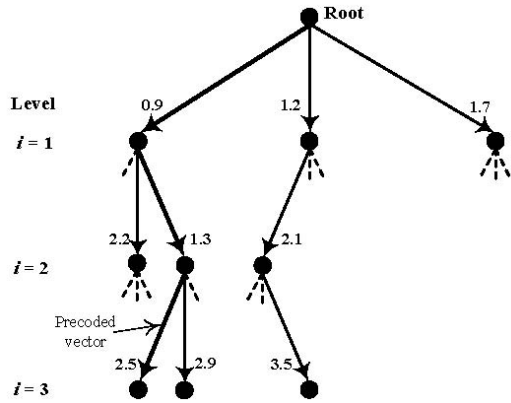


그림 3. QRDM 인코더의 예 (T=N=3)

타낸 그림이다. SE와 QRDM-E의 복잡도 비교에 있어서, 최악의 경우 노드를 ($\sum_{i=1}^N M^i$)번 방문하는 SE와는 달리, QRDM-E는 노드를 $(M+(N-1)M^2)$ 번 방문하는 고정된 복잡도를 갖는다.

IV. 시뮬레이션 및 결과 분석

이번 장에서는 유효한 후보들의 set A 의 크기를 최적화한 후, (n_T, n_U, n_R) 다중 사용자 MIMO 시스템에서 제한한 BD-VP 기법의 BER 성능을 확인한다. 이때, $n_T=n_U \times n_R$ 이다. 또한, MMSE 프리코딩 기법이 ZF 기법과 비교하여 더 우수한 성능을 나타내므로 MMSE 프리코딩 기법을 사용하여 프리코딩 행렬 G_{eff} 를 구한다.

그림 4는 (8,2,4)와 (8,4,2) 다중사용자 MIMO 시스템에서 4QAM을 사용하며, SNR이 각각 20dB,

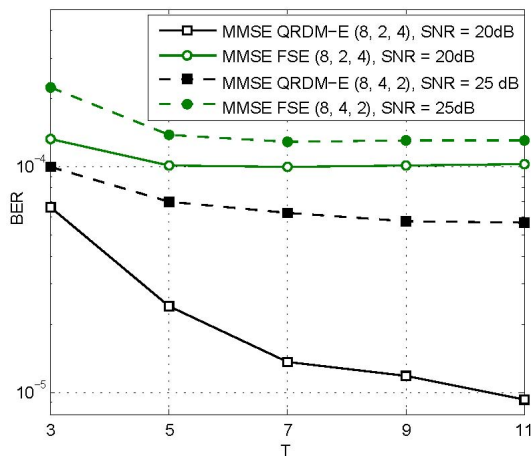


그림 4. T값에 따른 BD-VP 알고리즘의 BER 성능

25dB인 경우, T값에 따른 제한한 BD-VP 기법의 BER 성능을 나타낸 그림이다. BD-FSE와 BD-QRDM-E 알고리즘 모두, T가 3부터 5사이 일 때 가장 큰 성능 향상 폭을 보이고 있으며, T가 7이상인 경우, BD-FSE는 BER 성능의 향상이 미미함을 확인할 수 있다. 따라서 성능과 복잡도간 트레이드오프 관계를 고려하여 T가 7일 경우로 설정하여 이후의 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 5는 다중 사용자 MIMO 시스템에서 제한한 BD VP기법의 BER 성능을 나타낸 결과이다. 결과로부터 모든 시스템 구성에서 BD-QRDM-E기법이 BD-FSE 기법보다 성능이 우수함을 알 수 있다. (8,1,8), (8,2,4), (8,4,2) 다중 사용자 MIMO 시스템의 경우 target BER 10^{-4} 에서 BD-QRDM-E의 성능이 BD-FSE보다 각각 1.65dB, 2.1dB, 1.7dB

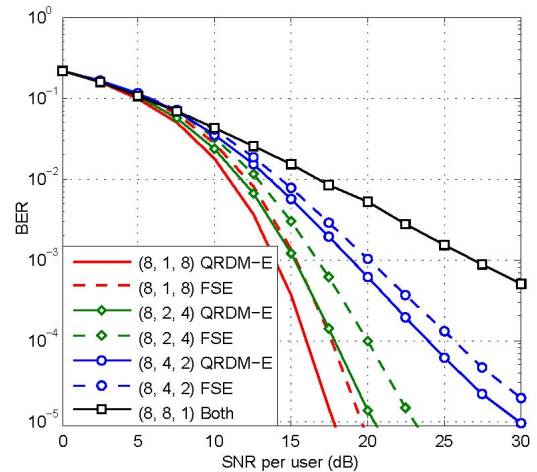


그림 5. 제한한 BD-VP 알고리즘의 BER 성능

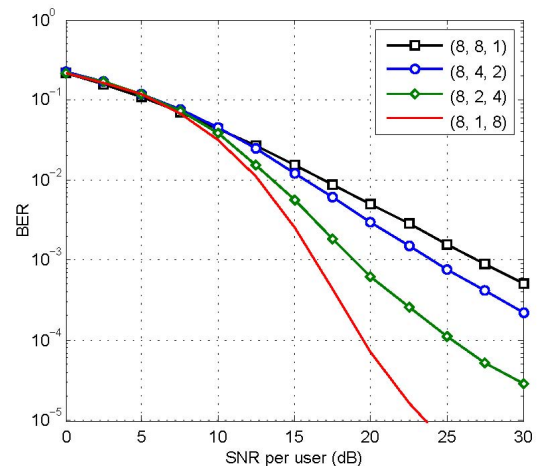


그림 6. 기존 BD-THP 알고리즘의 BER 성능

좋게 나타난다. 그러나 BD-FSE는 BD-QRDM-E와 비교하여, 병렬의 탐색구조를 가지기 때문에 VP 단계에서의 지연을 상당히 감소시키는 이점을 갖고 있다. 한편, 두 제안된 기법 모두 수신 안테나수가 증가할수록 다이버시티 오더도 함께 증가하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 6은 BD-THP 기법의 BER 성능을 나타내고 있는 그래프이다. (8,2,4) 다중사용자 MIMO 시스템의 경우 Target BER 10^{-4} 에서 BD-QRDM-E 및 BD-FSE와 비교하였을 때 각각 7.4dB, 5.2dB 정도 열화된 성능을 나타내고 있다. 또한, 제안한 BD-VP기법들과 비교해 보았을 때, 수신안테나 수 증가에 따른 다이버시티 오더의 향상이 크지 않음을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 FSE와 QRDM-E를 이용한 VP 기법을 BD 기법과 결합한 알고리즘을 제안하였다. BD 기법은 다중 사용자 MIMO 채널을 사용자 간 간섭이 없는, 병렬의 단일 사용자 MIMO 채널로 변환시키며, FSE와 QRDM-E의 경우 VP 단계에서 전송 전력을 줄이기 위한 목적으로 사용한다. 제안한 알고리즘은 VP 단계에서 후보 set들의 크기를 조절함으로써 복잡도와 성능 간 트레이드 오프관계를 적응적으로 조절할 수 있으며, FSE의 경우 병렬의 탐색구조를 갖고 있기 때문에 효율적인 하드웨어 구현이 가능하고, 프리코딩 지연을 상당히 감소시킬 수 있다. 따라서 제안한 알고리즘은 복잡도가 불규칙적이고, 순차적인 탐색구조를 갖고 있는 BD-SE 알고리즘과 비교하여 효율적인 하드웨어 구현이 가능하다. 시뮬레이션결과 (8,2,4) 다중 사용자 MIMO 시스템에서 제안한 알고리즘이 BD-THP 알고리즘에 비하여 5dB 이상 좋은 성능을 나타내고 있음을 확인할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, Vol.10, pp.585-595, Dec. 1999.
 [2] W. Yu and J. Cioffi, "Sum capacity of Gaussian vector broadcast channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol.50, No.9, pp. 1875-1892, Sep. 2004.

[3] R. Imer et al., "Multisite field trial for LTE and advanced concepts," *IEEE Communications Magazine*, Vol.47, No.2, pp.92-98, Feb. 2009.
 [4] M. Costa, "Writing on dirty paper," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. IT-29, pp.439-441, May 1983.
 [5] 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.
 [6] M. Tomlinson, "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," *Electronics Letters*, Vol.7, pp.138-139, Mar. 1971.
 [7] 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.
 [8] 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.
 [9] L-U. Choi and R. Murch, "A transmit pre-processing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol.3, No.1, pp.20-24, Jan. 2004.
 [10] V. Stankovic, M. Haardt, and M. Fuchs, "Combination of block diagonalization and THP transmit filtering for downlink beamforming in multiuser MIMO systems," in *Proc. European Conf. on Wireless Technology*, May 2004, pp.145-148.
 [11] 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.
 [12] S. Shim, C-B. Chae, and R. Heath, Jr., "A lattice-based MIMO broadcast precoder with block diagonalization for multi-stream transmission," in *Proc. IEEE Global Telecommuni-*

cations Conf., Nov. 2006, pp.1-5.

[13] C-B. Chae, S. Shim, and R. Heath, Jr., "Block diagonalization vector perturbation for multiuser MIMO systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol.7, No.11, pp. 4051-4057, Nov. 2008.

[14] 마나르 모하이센, 한동결, 장경희, "다중 사용자 MIMO 시스템을 위한 고정 복잡도를 갖는 스피어 인코더," *한국통신학회 논문지*, 35권, 7호, pp.632-638, 2010. 07.

[15] 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.

[16] B. Hassibi and H. Vikalo, "On the expected complexity of sphere decoding," in *Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp.1051-1055, Nov. 2001.

[17] J. Jalden and B. Ottersten, "On the complexity of sphere decoding in digital communications," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol.53, No.4, pp.1474-1484, Apr. 2005.

[18] R. Fischer, *Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission*. NY: Wiley, 2002.

[19] 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.

[20] A. Larmo et al., "The LTE link-layer design," *IEEE Communications Magazine*, Vol.47, No.4, pp.52-59, April 2009.

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)

2010년 9월~현재 한국기술교육대학교 조교수

<관심분야> MIMO Detection, Co-Channel Interference Cancellation, Dirty Paper Coding, Antenna Selection

한 동 결 (DongKeol Han)

준회원



2009년 2월 인하대학교 전자공학과 (공학사)

2009년 2월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사과정

<관심분야> MIMO Detection, Interference Management, 4G 이동통신

회 빙 (Bing Hui)

정회원



2005년 7월 중국 동북대학교 정보통신공학과(공학사)

2009년 8월 인하대학교 정보통신 대학원(공학석사)

2009년 9월~현재 인하대학교 정보통신 대학원 박사과정

<관심분야> OFDM / MIMO

Systems, MIMO Detection algorithm, WiMAX, 3GPP LTE

장 경 희 (KyungHi Chang)

중신회원



1985년 2월 연세대학교 전자공학과(공학사)

1987년 2월 연세대학교 전자공학과(공학석사)

1992년 8월 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, Co-operative Relaying System, RFID / USN Systems, Mobile Ad-hoc Network, 해상/수중 통신 등

구 분 태 (BonTae Koo)

중신회원



1989년 2월 고려대학교 전자공학과 (공학사)

1991년 2월 고려대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

1991년~1997년 현대전자

1999년~현재 한국전자통신연구원 통방융합 SoC연구팀 팀장