

다중 사용자 MIMO 방송 채널을 위한 S^2 MMSE 프리코딩

준회원 이 민*, 종신회원 오성근*

S^2 MMSE Precoding for Multiuser MIMO Broadcast Channels

Min Lee* Associate Member, Seong Keun Oh* Lifelong Member

요약

이 논문에서는 IST (information society technologies)-WINNER (wireless world initiative new radio) 프로젝트에서 MU-MIMO (multiuser multiple-input multiple-output) 프리코딩 방식으로 채택된 SMMSE (successive minimum mean square error) 프리코딩 방법의 프리코딩 행렬 생성을 단순화하기 위한 S^2 MMSE (simplified SMMSE) 알고리즘을 제안한다. 기존의 알고리즘이 모든 사용자들의 모든 수신 안테나들을 대상으로 개별 MMSE nulling을 필요로 하는 프리코딩 벡터들을 생성하는 것과 대조적으로, 제안되는 알고리즘은 먼저 사용자 별 MMSE nulling 과정을 수행하고, 해당 사용자 내에서는 이 결과를 공통으로 이용하여 개별 수신 안테나에서 추가적인 MMSE nulling 과정 없이 단순한 행렬-벡터 곱으로 프리코딩 벡터를 계산한다. 따라서, 이 알고리즘을 사용하면 SMMSE 프리코딩을 위한 프리코딩 행렬 생성을 크게 단순화시킬 수 있다.

Key Words : MU-MIMO precoding, SMMSE, MMSE nulling, MIMO multiplexing, SDMA

ABSTRACT

In this paper, we propose an simplified successive minimum mean square error (S^2 MMSE) algorithm that can simplify the computational complexity for precoding matrix generation in the successive minimum mean square error (SMMSE) precoding method, which is adopted as a multiuser multiple-input multiple-output (MU-MIMO) precoding technique in the IST (information society technologies)-WINNER (wireless world initiative new radio) project. The original algorithm generates the precoding matrix by calculating all individual precoding vectors with each requiring its own MMSE nulling matrix, over all receive antennas for all users. In contrast, this proposed algorithm first calculates the MMSE nulling matrix for each user, and then calculates all precoding vectors for respective receive antennas of the corresponding user by using the identical MMSE nulling matrix, in which only a simple matrix-vector multiplication is required for each vector. Consequently, it can simplify significantly the computational complexity to generate a precoding matrix for SMMSE precoding.

I. 서론

MU-MIMO 프리코딩 기술은 MIMO 다중화 기술과 SDMA (space division multiple access) 기술을 결합하여 주파수 효율성과 자원 유연성을 얻을 수 있는 핵심적인 연구주제이며, 기지국 송신기에서

대부분의 처리를 수행함으로써 단말기 복잡도를 크게 낮출 수 있다^[1]. 지금까지의 연구된 대표적인 MU-MIMO 프리코딩 방법으로는 모든 수신기가 단일 안테나를 가지는 경우에 ZF (zero-forcing) 방법 및 MMSE^[2] 방법 등이 있으며, 수신기가 다수의 안테나를 가지는 경우에 BD (block diagonalization) 방

* 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구 결과로 수행되었음 (IITA-2008-C1090-0801-0003).

* 아주대학교 전자공학부 통신시스템연구실 (minishow@ajou.ac.kr, oskn@ajou.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-10-457, 접수일자 : 2008년 10월 20일, 최종논문접수일자 : 2008년 11월 19일

법^[3], SMMSE 방법^[4], SO-THP (successive optimization Tomlinson Harashima precoding) 방법^[5] 등이 있다. 그들 중에서도, SMMSE 방법은 복잡도가 비교적 낮고 우수한 성능을 보여^[6], 차세대 이동통신 시스템 프레임워크 개발을 목표로 하는 유럽의 WINNER 프로젝트에서 MU-MIMO 프리코딩 방식으로 선정되었다^[7]. 그러나, 이 방법은 모든 사용자 수신 안테나들에 대해서 매 수신 안테나마다 개별 MMSE nulling 과정을 통하여 프리코딩 벡터를 계산해야 한다. 따라서, 사용자 수가 증가하거나, 특히 총 수신 안테나 수가 증가할수록 SMMSE 프리코딩 행렬을 생성하기 위하여 필요한 계산 복잡도는 늘어나는 수신 안테나 수에 비례하여 증가할 것이며, 송신 안테나 수가 증가하는 경우에도 수신 안테나 수에 비례하여 복잡도가 증가하는 문제점이 있다.

이 논문에서는 SMMSE 방법의 프리코딩 행렬 생성 과정을 크게 단순화 화하는 S²MMSE 알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘에서는 사용자 별 MMSE nulling 과정을 먼저 수행하고, 이 결과를 이용하여 해당 사용자 내의 개별 수신 안테나에 대해서는 MMSE nulling 행렬에 해당 수신 안테나 채널 벡터를 곱함으로써 프리코딩 벡터를 계산한다. 이 논문에서는 제안된 알고리즘의 우수성 입증을 위하여 프리코딩 행렬 생성에 필요한 곱셈 연산 수를 비교한다.

II. 시스템모델

이 논문에서 고려하는 MU-MIMO 방송 채널은 N 개의 송신 안테나를 가진 기지국과 사용자 별 다수의 수신 안테나를 가진 K 명의 사용자들에 의해 형성된다. 전개의 편의를 위하여, 모든 사용자는 동일하게 m 개의 수신 안테나를 갖추고 있으며, 기지국은 각 사용자에게 동일하게 q 개 데이터 스트림을 동시에 전송한다고 가정한다. 다시 말하면, 총 수신 안테나 수와 총 동시 전송 스트림 수는 각각 Km , Kq 개 이다. 이러한 환경에서, i -번째 사용자가 q 개 스트림을 수신하기 위하여 수신기에서의 디코딩 후에 얻어지는 신호 벡터 $\mathbf{y}_i \in \mathbb{C}^{q \times 1}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{D}_i \left(\mathbf{H}_i \sum_{k=1}^K \mathbf{F}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{z}_i \right), \quad (i=1,2,\dots,K) \quad (1)$$

여기서, $\mathbf{D}_i \in \mathbb{C}^{q \times m}$, $\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{m \times N}$, $\mathbf{F}_i \in \mathbb{C}^{N \times q}$,

$\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{q \times 1}$ 는 각각 i -번째 사용자의 디코딩 행렬, 채널 행렬, 프리코딩 행렬, 송신신호 벡터이다. 또한, $\mathbf{z}_i \in \mathbb{C}^{m \times 1}$ 은 i -번째 사용자 수신기에서의 AWGN (additive white Gaussian noise) 벡터이며, $E[\mathbf{z}_i] = \mathbf{0}_{m \times 1}$, $E[\mathbf{z}_i \mathbf{z}_i^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{m \times m}$ 이고, σ_n^2 은 수신 안테나 개별 잡음전력이다.

III. S²MMSE 프리코딩 행렬 생성 알고리즘

이 절에서는 먼저 SMMSE 프리코딩 행렬 생성 알고리즘을 기술하고, 제안하는 S²MMSE 알고리즘에 대하여 기술한다.

3.1 SMMSE 프리코딩 행렬 생성 알고리즘

일반적인 MU-MIMO 프리코딩 방식에서와 같이 기지국 송신기에서 모든 사용자들의 채널 정보를 알고 있다고 가정한다. 이 경우, MMSE 방법에서는 프리코딩 행렬은 다음과 같이 생성된다.

$$\mathbf{F} = \beta \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \alpha \mathbf{I}_{N \times N} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2)$$

여기서, \mathbf{H} 는 기지국 송신기 안테나들과 모든 사용자들의 수신기 안테나들 사이에 형성되는 채널 행렬이고, α 와 β 는 각각 송신신호 대 잡음 전력 비역수와 총 송신 전력 제한을 만족시키기 위한 상수로써 다음과 같다.

$$\alpha = \left(\frac{P_T}{Km\sigma_n^2} \right)^{-1}, \quad (3-a)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{P_T}{\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{x}\mathbf{x}^H\mathbf{F}^H)}} \quad (3-b)$$

여기서 P_T 는 총 송신전력이다.

각 사용자 단말이 하나의 수신 안테나를 가지는 경우에 MMSE 방법은 만족할 만한 성능을 제공하는 것으로 알려져 있다^[2]. 그러나 사용자 단말이 2 개 이상의 수신 안테나를 가지는 경우 MMSE 방법을 사용하면 사용자들 상호간의 간섭을 억제할 뿐 아니라 하나의 단말에 위치한 안테나들 상호간 간섭도 억제함으로써 인하여 다이버시티 이득을 최대한 얻지 못하여 성능 손실을 초래하는 것으로 알려져 있다^[4]. 따라서, SMMSE 방법은 각각의 수신 안테

나마다 MMSE nulling을 통하여 다른 사용자 신호들에 의한 간섭은 억제하고 같은 단말에 위치한 수신 안테나들 상호간 간섭을 허용함으로써 수신 안테나들 상호간 협력을 통하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 함으로써 MMSE 방법에서의 성능 손실을 개선하고 있다⁴⁾.

SMMSE 알고리즘에서는 먼저 수신 안테나마다 해당 사용자 내에서는 해당 안테나만을 포함한 채널행렬을 이용한 MMSE nulling을 수행하여 수신 안테나 별 프리코딩 벡터를 구한다. 다시 말하면, 다음과 같이 매 수신 안테나마다 MMSE nulling을 통하여 프리코딩 벡터를 구한다.

$$\mathbf{F} = \beta \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \alpha \mathbf{I}_{N \times N} \right)^{-1} \mathbf{H}^H. \quad (4)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{f}}_{i,j}$ 는 i -번째 사용자의 j -번째 수신 안테나를 위한 프리코딩 벡터이며, $\tilde{\mathbf{H}}_i^{(j)} \in \mathbb{C}^{((K-1)m+1) \times N}$ 는 i -번째 사용자의 j -번째 수신 안테나를 위한 MMSE nulling에 사용되는 채널 행렬로서 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{\mathbf{H}}_i^{(j)} = \left[\mathbf{h}_{i,j}^T \quad \mathbf{H}_1^T \quad \cdots \quad \mathbf{H}_{i-1}^T \quad \mathbf{H}_{i+1}^T \quad \cdots \quad \mathbf{H}_K^T \right]^T. \quad (5)$$

또한, $\mathbf{h}_{i,j} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 는 i -번째 사용자 채널 행렬 \mathbf{H}_i 의 j -번째 행 벡터로서 기지국과 i -번째 사용자의 j -번째 수신 안테나와 기지국 사이의 채널 벡터이다. 다음으로 모든 수신 안테나에 대한 열 벡터들을 결합함으로써 프리코딩 행렬 $\tilde{\mathbf{F}} \in \mathbb{C}^{N \times Km}$ 을 구성한다.

$$\tilde{\mathbf{F}} = \left[\tilde{\mathbf{F}}_1 \quad \tilde{\mathbf{F}}_2 \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{F}}_K \right]. \quad (6)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{F}}_i \in \mathbb{C}^{N \times m} = \left[\tilde{\mathbf{f}}_{i,1} \cdots \tilde{\mathbf{f}}_{i,m} \right]$ 는 i -번째 사용자의 프리코딩 행렬이다. 이때, 프리코딩을 통하여 얻은 유효 채널 행렬 $\mathbf{H}\tilde{\mathbf{F}}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H}\tilde{\mathbf{F}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{F}}_1 & \cdots & \mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{F}}_K \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_K \tilde{\mathbf{F}}_1 & \cdots & \mathbf{H}_K \tilde{\mathbf{F}}_K \end{bmatrix}. \quad (7)$$

여기서 사용자 별로 다수의 수신 안테나를 가지는 경우, i -번째 사용자의 유효 채널 $\mathbf{H}_i \tilde{\mathbf{F}}_i$ 은 사용자 간 간섭은 억제하고 동일 사용자 안테나 간 간섭은 허용하도록 프리코딩을 수행함으로써 얻어진 등가채널이다.

이 등가채널을 통해서 각 사용자에게 다수의 스트림을 동시에 전송하기 위해서는 해당 사용자 등가채널을 SVD (singular value decomposition)를 통해 분해하고, $q \leq m$ 를 만족하도록 한다.

$$\mathbf{H}_i \tilde{\mathbf{F}}_i = \mathbf{U}_i \Sigma_i \mathbf{V}_i^H. \quad (8)$$

여기서 $\mathbf{U}_i \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 과 $\mathbf{V}_i \in \mathbb{C}^{m \times m}$ 는 각각 좌측과 우측 unitary 행렬이고, $\Sigma_i \in \mathbb{C}^{N \times m}$ 는 singular value 크기의 내림차순 정렬된 대각 행렬이다. $\mathbf{V}_i^{(1)}$ 을 \mathbf{V}_i 의 첫 번째 열부터 q 번째 열까지로 구성하면, i -번째 사용자의 최종 프리코딩 행렬 \mathbf{F}_i 는 행렬 $\tilde{\mathbf{F}}_i$ 와 $\mathbf{V}_i^{(1)}$ 의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{F}_i = \tilde{\mathbf{F}}_i \mathbf{V}_i^{(1)}. \quad (9)$$

또한, i -번째 사용자 수신기에서 다수의 스트림을 동시에 검출하기 위한 복조행렬은 다음과 같다.

$$\mathbf{D}_i = \mathbf{U}_i^H. \quad (10)$$

마지막으로, 총 송신 전력 P_T 제한을 만족하기 위하여 다음 조건 하에서 신호를 송신한다.

$$\text{trace}(\mathbf{F}\mathbf{x}\mathbf{x}^H\mathbf{F}^H) = P_T. \quad (11)$$

총 송신 전력 조건 하에서 전력 할당 전략에 따라 Kq 개의 전송 모드들에 적절한 전력을 분배한다.

3.2 S²MMSE 알고리즘

이 절에서는 SMMSE 알고리즘의 프리코딩 행렬 생성 과정을 단순화하는 알고리즘을 기술한다. 수식 (4)에서 등가행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_i^{(j)}$ 를 해당 수신 안테나에 대한 채널 행 벡터와 해당 사용자 자신을 제외한 나머지 사용자들에 의한 채널 행렬로 구분하여 표시하면 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{f}}_{i,j} &= \left(\left[\mathbf{h}_{i,j}^H \quad \tilde{\mathbf{H}}_i^H \right] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{i,j} \\ \tilde{\mathbf{H}}_i \end{bmatrix} + \alpha \mathbf{I}_{N \times N} \right)^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H \\ &= \left(\mathbf{h}_{i,j}^H \mathbf{h}_{i,j} + \tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N} \right)^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H. \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{H}}_i \in \mathbb{C}^{((K-1)m) \times N}$ 는 i -번째 사용자를 제외한

나머지 사용자들에 의한 채널 행렬로 다음과 같이 정의한다.

$$\tilde{\mathbf{H}}_i = [\mathbf{H}_i^T \cdots \mathbf{H}_{i-1}^T \mathbf{H}_{i+1}^T \cdots \mathbf{H}_K^T]^T. \quad (13)$$

이때, 수식 (12)는 잘 알려진 역행렬 정리⁸⁾를 이용하면 수식 (14)와 같이 정리할 수 있다. 수식 (14)로부터 수식 (4)에서 매 안테나마다 별도의 MMSE nulling 과정이 필요한 것과는 대조적으로, 해당 사용자의 모든 수신 안테나에 공통인 MMSE nulling 행렬, $(\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1}$ 항을 포함하는 것을 알 수 있으며, 이를 이용하면 수신 안테나 별 처리 과정은 MMSE nulling 행렬과 기지국으로부터 해당 수신 안테나로의 채널 벡터를 곱함으로써 간단하게 계산할 수 있다는 것을 알 수 있다. 따라서, 제안된 알고리즘에서 SMMSE 프리코딩을 위한 수신 안테나 별 프리코딩 벡터의 생성은 먼저 매 사용자마다 사용자 별 MMSE nulling 행렬인 $(\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1}$ 항을 구하고, 다음으로 이 행렬을 이용하여 해당 사용자의 매 수신 안테나마다 MMSE nulling 행렬과 해당 수신 안테나의 채널 벡터의 곱인 $(\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H$ 항을 계산하고, 마지막으로 매 사용자마다 이미 계산된 $(\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H$ 항을 이용하여 $\mathbf{h}_{i,j}(\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H$ 을 차례로 계산함으로써 얻어진다. 이러한 과정을 모든 사용자에 대하여 반복 수행함으로써 SMMSE 방법을 위한 프리코딩 행렬을 생성할 수 있다.

IV. 계산 복잡도 분석

이 절에서는 제안된 S²MMSE 알고리즘을 이용한

프리코딩 행렬 생성을 위한 계산 복잡도를 분석하고, 기존 SMMSE 알고리즘과 비교한다. 계산 복잡도 산정을 위하여 프리코딩 행렬 생성에 필요한 곱셈 연산만을 고려한다.

기존의 SMMSE 알고리즘에서는 수식 (4)에서 정의된 수신 안테나 별 프리코딩 벡터를 총 수신 안테나 수만큼 반복 수행하여 프리코딩 행렬을 얻는다. 따라서 $N \times N$ 역행렬 계산을 위하여 간략히 N^3 번의 곱셈만 필요하다고 가정하면⁹⁾, 기존의 SMMSE 알고리즘에서 각 수신 안테나의 프리코딩 벡터 생성은 $\tilde{\mathbf{H}}_i^{(j)H} \tilde{\mathbf{H}}_i^{(j)}$ 를 위하여 $\{(K-1)m+1\}N^2$, MMSE nulling 역행렬을 위하여 N^3 , MMSE nulling 행렬과 해당 수신 안테나 채널 벡터의 곱을 위하여 N^2 만큼의 곱셈을 필요로 하여, 총 $N^3 + (K-1)mN^2 + 2N^2$ 만큼의 곱셈을 필요로 한다. 따라서, 기존의 SMMSE 알고리즘을 이용하여 프리코딩 행렬을 생성하기 위하여 모든 수신 안테나를 대상으로 이러한 과정을 Km 번 반복 수행하여야 하므로 총 $Km\{N^3 + (K-1)mN^2 + 2N^2\}$ 만큼의 곱셈이 필요하다. 반면, 제안된 알고리즘에서는 사용자 별 공통 MMSE nulling 행렬 계산을 위하여 $N^3 + (K-1)mN^2$ 번의 곱셈이 필요하며, 사용자마다 m 개 수신 안테나들에 대하여 각각의 수신 안테나 별 프리코딩 벡터들을 생성하기 위하여 추가적으로 $m(N^2 + N)$ 만큼의 곱셈만 필요하다. 따라서, 제안된 알고리즘을 사용하여 SMMSE 프리코딩 행렬을 생성하기 위해서는 모든 사용자를 고려하기 위하여 이러한 과정을 K 번 반복해야 하므로 총 $K\{N^3 + (K-1)mN^2 + m(N^2 + N)\}$ 만큼의 곱셈이 필요하다.

위의 결과로부터 제안된 S²MMSE 알고리즘이 기존의 SMMSE 알고리즘에 비하여 프리코딩행렬 생

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{f}}_{i,j} &= \left\{ (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} - \frac{(\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{M_T \times M_T})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H \mathbf{h}_{i,j} (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1}}{1 + \mathbf{h}_{i,j} (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H} \right\} \mathbf{h}_{i,j}^H \\ &= (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H - \frac{(\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H \mathbf{h}_{i,j} (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H}{1 + \mathbf{h}_{i,j} (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H} \\ &= \left\{ 1 - \frac{\mathbf{h}_{i,j} (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H}{1 + \mathbf{h}_{i,j} (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H} \right\} (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H \\ &= \left\{ \frac{1}{1 + \mathbf{h}_{i,j} (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H} \right\} (\tilde{\mathbf{H}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_i + \alpha \mathbf{I}_{N \times N})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}^H. \end{aligned} \quad (14)$$

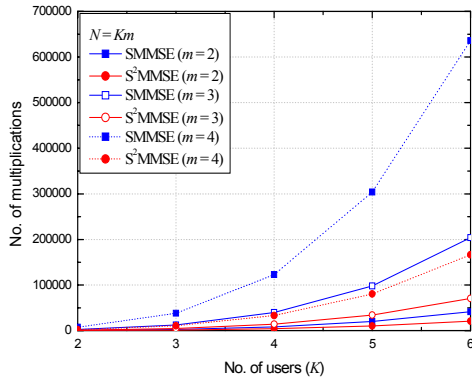


그림 1. 제안된 S²MMSE 알고리즘과 기존 SMMSE 알고리즘의 수신 안테나 수에 따른 사용자 수의 함수로서 프리코딩 행렬 생성을 위한 곱셈 수

성을 위하여 대략 사용자 별 안테나 수 m 배 만큼 계산 복잡도를 줄일 수 있다. 그림 1은 수신 안테나 수에 따른 사용자 수의 함수로서 프리코딩 행렬 생성을 위한 곱셈 수를 나타낸 것이다. 이 결과로부터도, 제안된 알고리즘에서는 프리코딩 행렬 생성을 위해서 수신 안테나 수가 증가하더라도 계산 복잡도 증가가 그리 크지 않은 데 비하여, 기존의 알고리즘에서는 수신 안테나 수에 거의 선형적으로 비례하여 증가하는 것을 볼 수 있다.

V. 결 론

이 논문에서는 우수한 MU-MIMO 프리코딩 기법으로 알려진 SMMSE 방법의 프리코딩 행렬 생성을 단순화하는 알고리즘을 제안하였다. 기존 알고리즘에서는 모든 수신 안테나에 대하여 수신 안테나 별 프리코딩 벡터를 생성하는 과정에서 매 수신 안테나마다 MMSE nulling 과정을 반복 수행하였으나, 제안된 알고리즘에서는 사용자 별로 한번의 MMSE nulling 과정과 이 결과를 이용하여 단순히 수신 안테나 별로 해당 수신 안테나의 채널 벡터를 사용자 별 공동 MMSE nulling 행렬과 곱함으로써 프리코딩 벡터들을 생성함으로써 성능 저하 없이 프리코딩 행렬 생성에 필요한 계산 복잡도를 크게 감소시켰다. 분석 결과, 제안된 알고리즘은 기존 알고리즘에 비하여 SMMSE 프리코딩 행렬 생성을 위하여 대략 사용자 별 수신 안테나 수 배만큼의 복잡도를 감소시킬 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.42, No.10, pp.60-67, Oct. 2004.
- [2] M. Joham, K. Kusume, M. H. Gzara, W. Utschick, and J. A. Nossek, "Transmit Wiener filter for the downlink of TDD DS-CDMA systems," in *Proc. ISSSTA2002*, Prague, Czech Republic, Sep. 2002.
- [3] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multi-user MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol.52, pp.461-471, Feb. 2004.
- [4] V. Stankovic and M. Haardt, Multi-user MIMO downlink precoding for users with multiple antennas," in *Proc. 12th Wireless World Research Forum (WWRF)*, Toronto, ON, Canada, Nov. 2004.
- [5] V. Stankovic and M. Haardt, "Successive optimization Tomlinson-Harashima precoding (SO THP) for multi-user MIMO systems," in *Proc. IEEE ICASSP2005*, Philadelphia, PA, Mar. 2005.
- [6] WINNER D2.7, *Assessment of Advanced Beamforming and MIMO Technologies*, IST, www.ist-winner.org, Feb. 2005.
- [7] WINNER II D3.4.1, *The WINNER II Air Interface: Refined Spatial-Temporal Processing Solutions*, IST, www.ist-winner.org, Nov. 2006.
- [8] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*. Baltimore, MD: Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [9] G. Strang, *Introduction to Linear Algebra*. Wellesley, MA: Wellesley Cambridge, 1998.

이 민 (Min Lee)

준회원



2006년 8월 아주대학교 전자공학부 졸업(학사)
2006년 9월~현재 아주대학교 전자공학부 통합과정
<관심분야> MU-MIMO 프리코딩, 중첩코딩, 무선자원관리

오 성 근 (Seong Keun Oh)

종신회원



1983년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(학사)
1985년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사)
1990년 8월 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(박사)
1993년 9월~현재 아주대학교

전자공학부 교수

<관심분야> 이동통신, 무선자원관리, 핸드오버