

# 다중 사용자 MIMO-OFDM 시스템에서 계산양 감소를 위한 선형 보간법 기반 프리코딩 근사화 기법

준회원 임 동 호\*, 정회원 김 봉 석\*, 종신회원 최 권 휴\*

## Interpolation-based Precoding Approximation Algorithm for Low Complexity in Multiuser MIMO-OFDM Systems

Dong-ho Lim\* *Associate Member*, Bong-seok Kim\* *Regular Member*, Kwonhue Choi\* *Lifelong Member*

### 요 약

본 논문에서는 블록 대각화 프리코딩 기법을 사용하는 다중 사용자 MIMO-OFDM 하향링크 시스템에서 전체 시스템의 복잡도와 계산양을 감소시키기 위한 선형 보간법 기반 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법을 제안한다. 일반적인 블록 대각화 프리코딩 기법을 다중 사용자 MIMO-OFDM 시스템에 그대로 적용할 경우 계산양이 부분 송파의 수에 비례하여 증가하는 단점이 존재한다. 제안하는 선형 보간법 기반 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법은 시스템의 복잡도와 계산양을 감소시키기 위하여 선형 보간법을 프리코딩 행렬의 근사화에 사용하여 성능을 최대한 유지하면서 계산양을 매우 크게 감소시킬 수 있다. 본 논문에서 제안된 선형 보간법 기반 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법을 이용하여 시스템의 계산양을 매우 감소시킬 수 있음을 모의실험을 통해 증명했다.

**Key Words** : Interpolation, BD, Multiuser, MIMO-OFDM, Complexity

### ABSTRACT

In this paper, we propose the linear interpolation-based BD (Block Diagonalization) precoding approximation algorithm for low complexity in downlink multiuser MIMO-OFDM (Multiple-input Multiple-output Orthogonal Frequency Division Multiplexing) systems. In the case of applying the general BD precoding algorithm to multiuser MIMO-OFDM systems, the computational complexity increases in proportional to the number of subcarriers. The proposed interpolation-based BD precoding approximation algorithm can be achieved similar SER performance with general BD algorithm and can decrease the computational complexity. It is proved that proposed algorithm can achieve the significantly decreased computational complexity by computer simulation.

### I. 서 론

최근 무선 통신 시스템 분야에서는 고용량 고품질의 멀티미디어 서비스에 대한 수요의 증가와 사용자 수의 증가로 인하여 제한된 주파수 자원으로 고용량의 멀티미디어 데이터를 전송할 수 있는 다양한 송수

신 방식에 대한 연구가 활발히 진행 중이다. 이 중에서도 다중 안테나를 사용하는 MIMO (Multiple-input Multiple-output) 시스템에 대한 연구가 다각도로 진행되고 있다<sup>1-10)</sup>. 특히, 그 중에서도 하나의 기지국과 다중 안테나를 사용하는 다수의 사용자가 통신을 하는 다중 사용자 MIMO 환경으로 관심이 집중되고 있

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터(NIPA-2010-C1090-1031-0009)와 2010년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의(No 2010-0088286) 지원을 받아 수행된 기초연구사업임

\* 영남대학교 정보통신공학과 광대역무선통신연구실(toxin@ynu.ac.kr, hishope21@ynu.ac.kr, gonew@yu.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-08-394, 접수일자 : 2010년 8월 13일, 최종논문접수일자 : 2010년 10월 28일

다<sup>27</sup>기. 하지만, 다중 사용자 환경에서는 사용자 간의 동일 채널 간섭에 대한 문제가 심각하게 나타난다. 이를 위해 다중 사용자 환경에서 사용자 간의 간섭 및 사용자의 안테나 간의 간섭을 효과적으로 제거하기 위하여 다양한 기법들이 연구되었다. 그 중에서도 특히 사용자간의 간섭 및 안테나 사이의 간섭을 송신단에서 완벽하게 제거하기 위한 방법으로 DPC (Dirty Paper Coding)가 제안되었다<sup>28</sup>.

DPC는 간섭을 제거하고 채널 용량 및 오류 확률에 대해 매우 뛰어난 성능을 보이지만, 송신단에서 각 사용자의 간섭 신호에 대한 비인과적 정보를 미리 알고 있어야 한다는 단점으로 인해서 현실적으로 완벽한 구현이 불가능하다. DPC 이외에도 다양한 프리코딩 기법들이 연구되어왔는데, 최근 기존의 프리코딩 기법들에 비해 간단하면서도 현실적으로 구현가능한 블록 대각화 프리코딩 기법이 제안되었다<sup>29</sup>. 블록 대각화 프리코딩 기법은 각 사용자의 송신 신호를 다른 사용자들의 송신 신호의 영 공간에 있도록 하는 선형 프리코딩 기법이다. 이를 통해서, 사용자들에게 도달하는 신호의 간섭을 제거한다.

최근에는 주파수 효율의 증대와 다중 경로 페이딩에 효율적으로 대처하기 위하여 다중 반송파를 이용하는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술을 MIMO 시스템에 결합한 MIMO-OFDM 시스템이 크게 주목받고 있다<sup>7-9</sup>. 다중 사용자 MIMO 시스템에서 MIMO-OFDM 환경으로 연구 분야가 확장되면서 다중 반송파에 의한 계산량의 증가와 프리코딩을 위해서 피드백하는 CSI (Channel State Information)의 정보량이 크게 증가하는 문제가 발생한다. 기존의 MIMO 시스템에서는 하나의 반송파에 대한 채널 정보를 토대로 하여, 최적의 송수신을 하도록 하는 연구가 대부분이었으나, MIMO-OFDM에서는 반송파의 수에 비례하여 계산량과 피드백 부담이 증가하는 단점이 존재한다. 이를 해결하기 위해서 선형 보간법을 활용하여 필요한 채널 정보를 추정하여 계산량을 감소시키는 기법들이 제안되었다<sup>10</sup>.

일정 간격의 채널 정보만을 측정하여 피드백한 이후, 송신단에서 선형 보간법을 이용하여 채널 정보를 근사화하고 이를 이용한 프리코딩을 할 경우, 피드백 부담은 경감시킬 수 있지만, 그 자체로 계산량이 많은 프리코딩 기법에 있어서 계산량과 복잡도는 감소하지 않고 성능의 저하만 생기는 단점이 여전히 존재한다. 본 논문에서는 선형 보간법의 계산량 감소 효과와 블록 대각화 프리코딩 기법의 효율적인 간섭제거 효과를 최대한 활용하고 단점을 보완하기 위한 선형 보간

법 기반의 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법을 제안한다. 이 기법은 보간 간격에 해당하는 부분송파 채널의 정보만을 피드백하게 되어 피드백에 필요한 CSI의 정보량을 매우 감소시킬 수 있으며, 피드백에 필요한 주파수 대역을 크게 줄일 수 있다. 또한, 피드백받은 채널 정보를 토대로 블록 대각화 프리코딩 행렬을 생성한 후에 나머지 부분송파들에 대해서 선형 보간법을 이용하여 블록 대각화 프리코딩 행렬을 생성함으로써, 블록 대각화 프리코딩 기법에 필요한 계산량을 크게 감소시킬 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같이 이루어진다. II장에서는 다중 사용자 MIMO-OFDM 시스템의 구조와 일반적인 블록 대각화 프리코딩 기법에 대해서 살펴본다. III장에서는 블록 대각화 프리코딩 기법을 적용한 MIMO-OFDM 시스템에 대해서 설명하고, IV장에서는 제안된 다중 사용자 MIMO-OFDM 시스템에서 계산량을 감소시키기 위한 선형 보간법 기반 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법에 대해서 기술하고, V장에서는 실험을 통하여 기존의 기법과 제안된 기법의 성능과 복잡도를 비교한다. 마지막으로 결론에서 본 논문을 끝맺는다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서는 다중 사용자 MIMO-OFDM (Multiple-Input Multiple-Output) 하향링크 채널 환경에서  $K$ 명의 사용자가 시스템 내에 존재한다고 가정한다<sup>21</sup>. 그림 1과 같이 기지국은  $N_T$ 개의 송신안테나를 가지고  $j$ 번째 사용자는  $N_{R_j}$ 개의 수신 안테나를 가지며, 수신안테나의 총합  $N_R = \sum N_{R_j}$ 를 만족한다. 기지국으로부터  $j$ 번째 사용자로 송신되는 신호를  $1 \times N_{R_j} \times N_C$ 차원 행렬  $\mathbf{d}_j$ 라고 하고,  $N_T \times N_{R_j} \times N_C$  프리코딩 행렬을  $\mathbf{M}_j$ 라 하면,  $j$ 번째 사용자의  $f$ 번째 부분송파 수신신호  $\mathbf{x}_j(f)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{x}_j(f) = \mathbf{H}_j(f)\mathbf{M}_j(f)\mathbf{d}_j(f) + \sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{H}_j(f)\mathbf{M}_k(f)\mathbf{d}_k(f) + \mathbf{n}_j(f). \quad (1)$$

수식 (1)에서  $\mathbf{n}_j(f)$ 는 수신단의 백색 가우시안 잡음이며, 분산은  $E[\mathbf{n}_j(f)\mathbf{n}_j(f)^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ 이다.  $\mathbf{H}_j(f)$ 는  $j$ 번째 사용자의  $f$ 번째 부분송파의 채널 행렬이며

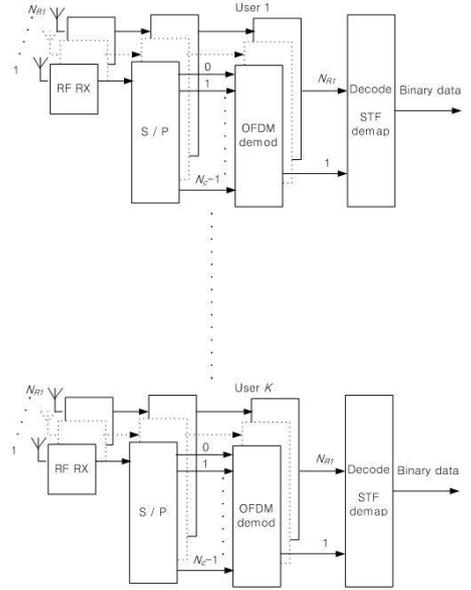
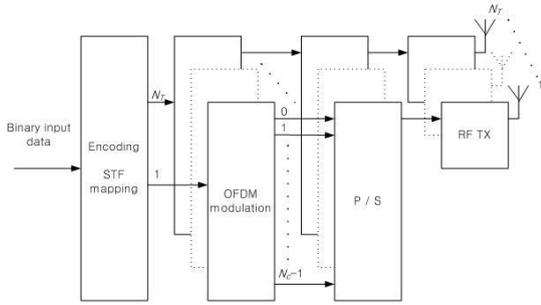


그림 1. 도식화된 다중 사용자 MIMO-OFDM 시스템의 구조

$N_{R_j} \times N_T$  크기의 행렬로 표현된다. 또한, 송신된 OFDM 신호는 다중 경로 페이딩을 겪게 되므로  $\mathbf{H}_j(f)$ 는 주파수 선택적 페이딩이 된다.

### III. 기존의 블록 대각화 프리코딩

블록 대각화 프리코딩 기법은 동일 채널 사용자 간의 간섭을 효과적으로 제거하기 위한 기법이다. 블록 대각화 프리코딩 기법에서 각 사용자의 채널 행렬  $\mathbf{H}_j(f)$ 에 대한 프리코딩 행렬  $\mathbf{M}_j(f)$ 는 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$\mathbf{H}_i(f)\mathbf{M}_j(f) = 0 \text{ for all } i \neq j \text{ and } 1 < i, j < K. \quad (2)$$

이러한 프리코딩 행렬  $\mathbf{M}_j(f)$ 를 만드는 방법은 다음과 같다. 먼저,  $j$ 번째 사용자를 제외한 다른 사용자들의 채널 행렬  $\tilde{\mathbf{H}}_j(f)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\tilde{\mathbf{H}}_j(f) = [\mathbf{H}_1(f)^T \dots \mathbf{H}_{j-1}(f)^T \mathbf{H}_{j+1}(f)^T \dots \mathbf{H}_K(f)^T]^T. \quad (3)$$

프리코딩 행렬  $\mathbf{M}_j(f)$ 가 다른 사용자의 채널 행렬과 간섭이 없기 위해서,  $\mathbf{M}_j(f)$ 는  $\tilde{\mathbf{H}}_j(f)$ 의 영 공간에 놓여 있어야 한다.  $\tilde{L}_j \leq N_R - N_{R_j}$ 를 만족하는  $\tilde{\mathbf{H}}_j(f)$ 의 랭크를  $\tilde{L}_j$ 라고 하고,  $\tilde{\mathbf{H}}_j(f)$ 를 특이값 분해하여 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{H}}_j(f) = \tilde{\mathbf{U}}_j(f)\tilde{\Sigma}_j(f)[\tilde{\mathbf{V}}_j^{(1)}(f) \tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)}(f)]^H. \quad (4)$$

수식 (4)에서  $(\cdot)^H$ 는 헤르미트 행렬을 나타내고,  $\tilde{\mathbf{V}}_j^{(1)}(f)$ 과  $\tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)}(f)$ 는 각각 행렬의 오른쪽 고유벡터의 첫  $\tilde{L}_j$ 열과 마지막  $(N_T - \tilde{L}_j)$ 열을 의미한다. 따라서  $\tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)}(f)$ 는  $\tilde{\mathbf{H}}_j(f)$ 의 영 공간의 직교 기저 벡터가 되고, 사용자간 간섭을 제거하는 역할을 한다. 또한, 전송률의 최대화를 위하여 다음과 같이  $\mathbf{H}_j(f)\tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)}(f)$ 의 특이값 분해를 계산한다.

$$\mathbf{H}_j(f)\tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)}(f) = \mathbf{U}_j(f)\begin{bmatrix} \Sigma_j(f) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}[\mathbf{V}_j^{(1)}(f) \mathbf{V}_j^{(0)}(f)]^H. \quad (5)$$

수식 (5)에서  $\mathbf{V}_j^{(1)}(f)$ 는  $\mathbf{H}_j(f)\tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)}(f)$ 에 의해 생성된  $N_{R_j}$ 차원의 기저 벡터로 구성된 행렬이다. 따라서  $\tilde{\mathbf{V}}_j^{(0)}(f)$ 과  $\mathbf{V}_j^{(1)}(f)$ 의 곱으로  $N_T \times N_{R_j}$ 차원의 직교 기저 벡터를 생성할 수 있다. 위 과정을 통해  $\mathbf{M}_S(f) \triangleq [\mathbf{M}_1(f)\mathbf{M}_2(f) \dots \mathbf{M}_j(f) \dots \mathbf{M}_K(f)]$ 로 정의되는 프리코딩 행렬,  $\mathbf{M}_S(f)$ 을 다음과 같이 만들 수 있다.

$$\mathbf{M}_S(f) = [\tilde{\mathbf{V}}_1^{(0)}(f)\mathbf{V}_1^{(1)}(f) \dots \tilde{\mathbf{V}}_K^{(0)}(f)\mathbf{V}_K^{(1)}(f)]\mathbf{A}(f)^{1/2} \quad (6)$$

수식 (6)에서  $\mathbf{A}(f)$ 는 프리코딩 행렬  $\mathbf{M}_S(f)$ 의 각 열을 스케일링 해주는 원소들을 갖는 대각행렬이며,

$A(f)$ 는 전체 송신 전력을  $P_T$ 라고 가정했을 때,  $\Sigma(f)$ 와  $P_T$ 에 대한 water-filling 기법을 통해 찾을 수 있으며  $\Sigma(f)$ 는 다음과 같이 수식 (5)의  $\Sigma_j(f)$ 로 이루어진다.

$$\Sigma(f) = \begin{bmatrix} \Sigma_1(f) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Sigma_2(f) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Sigma_K(f) \end{bmatrix} \quad (7)$$

수식 (7)을 이용한 water-filling 기법은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{A,t} = \left( \xi - \frac{\sigma_n^2}{\lambda_{\Sigma,t}^2} \right)^+ \quad (8)$$

수식 (8)에서  $\lambda_{A,t}$ 와  $\lambda_{\Sigma,t}$ 는 각각  $A(f)$ 와  $\Sigma(f)$ 의  $t$  번째 원소이고,  $\xi$ 는 전체 송신 전력 조건에서의 최대 성능을 위한 전력 조건으로 water-filling의 반복 과정에서 계속 변화하게 된다. 또한,  $(\cdot)^+$ 는 양수일 경우에는 그대로 값이 나오지만, 음수일 경우 0이 된다. 전체 송신 전력이  $P_T$ 인 조건에서 다음의 조건을 만족할 때까지 모든 스트림에 대하여 수식 (8)을 반복적으로 계산하여 송신 전력을 최적화한다.<sup>1)</sup>

$$P_T > \frac{N_T \sigma_n^2}{|\lambda_{\min}|^2} - \sum_{t=1}^{N_T} \frac{\sigma_n^2}{\lambda_{\Sigma,t}} \quad (9)$$

수식 (9)에서  $\lambda_{\min}$ 은  $\Sigma$ 의 모든 대각 원소 중 가장 작은 값이다.

일반적으로 다중 사용자 MIMO 시스템에서 사용되는 블록 대각화 프리코딩 기법은 사용자 간의 간섭과 안테나 사이의 간섭들을 효과적으로 제거할 수 있는 방법이지만, 다중 사용자 MIMO-OFDM 환경에서는 부반송파의 수에 비례하여 계산량이 증가하는 단점이 존재한다. 그림 2의 속도코드와 같이 다중 사용자 MIMO-OFDM 시스템에 블록 대각화 프리코딩 기법을 적용할 경우, 모든 부반송파에서 두 번의 특이값 분해를 계산해야 하므로 계산량과 복잡도가 매우 크

1) 부반송파 별 불균등 채널 이득 상황에서 시스템 용량을 최대화 하기위한 최적의 반송파별 제한 전력 PT는 동일하지 않다. 본 논문에서는 논문의 핵심을 분산시키지 않고 논문의 주체인 계산량 감소기법을 효과적으로 설명하기 위해, 반송파 간 전력 할당의 최적화는 고려하지 않고 동일하다고 가정한다.

```

Generate  $N_R \times N_T$  matrix  $H_S$ .
loop_cnt=0.
While loop_cnt <# of trials for average SER.
{
  For  $f=1, \dots, N_C$ 
  {
    For  $j=1, \dots, K$ 
    {
      Compute  $\tilde{V}_j^{(0)}(f)$ , null space of  $\tilde{H}_j(f)$ .
      Compute SVD of
      
$$H_j(f) \tilde{V}_j^{(0)}(f) = U_j(f) \begin{bmatrix} \Sigma_j(f) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_j^{(0)}(f) & V_j^{(0)}(f) \end{bmatrix}^H.$$

    }
    Compute  $\Sigma_S(f) = \begin{bmatrix} \Sigma_1(f) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Sigma_2(f) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Sigma_K(f) \end{bmatrix}$ .
    Calculate power loading matrix  $\Lambda(f)$  by water-filling of  $\Sigma_S(f)$ .
    Compute  $M_S(f) = [\tilde{V}_1^{(0)}(f) V_1^{(1)}(f) \dots \tilde{V}_K^{(0)}(f) V_K^{(1)}(f)] \Lambda(f)^{1/2}$ .
    Compute  $x(f) = H_S(f) M_S(f) d_j(f) + n(f)$ .
    For  $j=1, \dots, K$ 
    {
      Compute  $\hat{d}_j(f) = U_j(f) x_j(f)$ .
      Compare  $\hat{d}_j(f)$  with  $d_j(f)$ , and count symbol error,  $e_s$ .
    }
  }
}
SER =  $e_s / (\text{loop\_cnt} \times N_C \times N_T)$ .
    
```

그림 2. MIMO-OFDM을 위한 BD 기법의 속도코드

게 증가하므로 이를 현실적으로 구현하기가 불가능하다.

#### IV. 제안하는 선형 보간법 기반 BD 근사화 기법

본 논문에서는 기존의 블록 대각화 기법의 성능을 최대한 유지하면서 계산량과 복잡도를 감소시키기 위하여 모든  $f$ 에 대해서 블록 대각화 프리코딩 행렬을 계산하는 대신에 일정 간격으로 선형 보간법을 사용하여 프리코딩 행렬을 근사화하는 기법을 제안한다.  $H_j(f)$ 은  $j$ 번째 사용자의  $f$ 번째 부반송파의 채널 행렬이며  $N_{R_j} \times N_T$  크기의 행렬로 표현된다. 또한, 다중 사용자 MIMO-OFDM 시스템에서 송신된 OFDM 신호는 일반적으로 다중 경로 페이딩을 겪게 되므로  $H_j(f)$ 은 주파수 선택적 페이딩이 된다. 하지만, 주파수 선택적 페이딩 환경에서도 모든 부반송파에 대해서 채널 행렬의 값이 각각이 독립적인 값이 아니라, 인접한 채널 행렬 간에는 상관도가 존재하게 된다. 또한, 인접한 채널 행렬 간의 상관도는 채널이 변화하는 정도를 나타내는 척도인 상관 대역폭(coherence bandwidth),  $\widetilde{B}_{CN}$ 에 따라서 결정된다. 여기서,

$\widetilde{B}_{CN} = 1/T_{DS}$ 로 정의되고,  $T_{DS}$ 는 다중 경로의 최대 확산 지연 시간으로 정의된다. 따라서  $\mathbf{H}_j(f)$ 는 주파수 대역에서 모든 부반송파에 대하여 상관 대역폭,  $\widetilde{B}_{CN}$ 에 따라 일정한 상관도를 갖게 되며 부반송파  $f$ 에 대한 연속 함수의 형태로 존재한다. 뿐만 아니라,  $\mathbf{H}_j(f)$ 이 연속 함수일 경우,  $\mathbf{H}_j(f)$ 의 특이값 분해 결과 역시 부반송파 간의 상관도에 따라서 연속 함수의 형태로 나타나게 된다. 또한,  $T$ 가 OFDM 심벌의 길이라고 정의할 때,  $\mathbf{H}_j(f)$ 의 다중 경로의 간격은 채널의 상관 대역폭 인덱스,  $B_{CN}(=T \cdot \widetilde{B}_{CN} = T/T_{DS})$ 에 반비례한 특성을 갖기 때문에 부반송파의 수가 동일한 경우,  $B_{CN}$ 이 커질수록 채널의 변화는 줄어들게 된다.

그림 3과 그림 4는 채널 행렬  $\mathbf{H}_j(f)$ 의 채널 원소와 블록 대각화 프리코딩 행렬의  $j$ 번째 부반송파에 대한 각 원소의 크기를 보여준다. 그림 3은 부반송파의 수가 256인 경우, 상관 대역폭 인덱스인  $B_{CN}$ 이 500일 때와  $B_{CN}$ 이 1000일 때의 채널의 변화를 각각 보여준다. 그림에서는 채널 원소의 각 부반송파에 대한 값의 변화가 불연속이 아닌 연속 함수의 형태로 나타나는 것을 확인할 수 있다. 또한, 그림 3과 같은 채널 원소를 갖는 채널 행렬을 모든 부반송파에 대하여 블록 대각화 프리코딩 기법을 수행하면 그림 4와 같이 연속된 값이 나오는 것을 확인할 수 있다. 따라서, 모든 부반송파에 대하여 블록 대각화 프리코딩 기법을 수행하는 대신 인접한 프리코딩 행렬 값을 이용한 근사화가 가능하다.

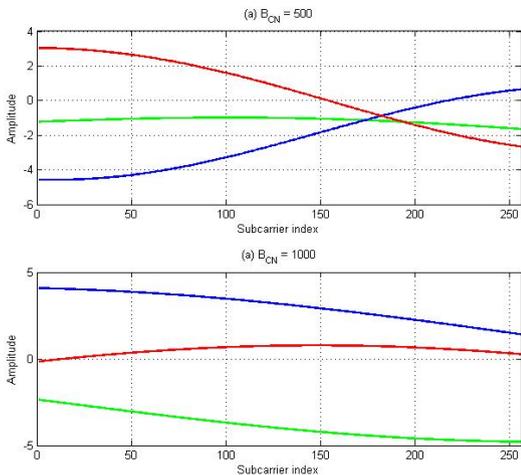


그림 3. 첫 번째 사용자의 채널 행렬  $\mathbf{H}_1(:,1)$ 의 변화량 ( $K=2, N_{R_j}=3, N_T=6, N_C=256$ )

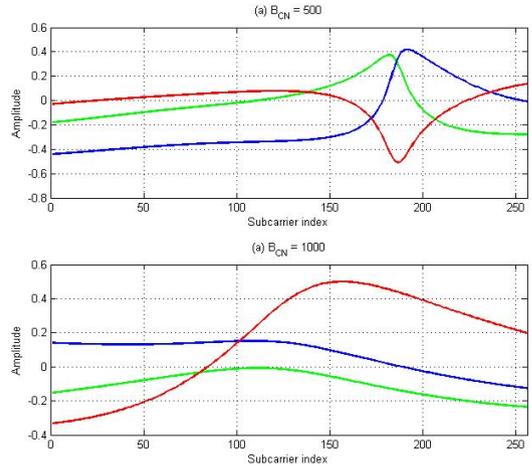


그림 4. 첫 번째 사용자의 프리코딩 행렬  $\mathbf{M}_1(:,1)$ 의 변화량 ( $K=2, N_{R_j}=3, N_T=6, N_C=256$ )

제안하는 선형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법은 먼저 각 사용자의 부반송파 채널 정보를 모두 피드백하는 것이 아니라, 보간 간격에 따른 기준 부반송파의 채널 정보만을 피드백 하기 때문에 피드백에 따른 주파수 대역 손실과 피드백 정보량을 감소시킨다. 기지국에서는 채널 정보를 이용하여 각 부반송파의 블록 대각화 프리코딩 행렬을 계산한다. 여기서 계산된 프리코딩 행렬을 기준으로 선형 보간법을 적용하여 다음과 같이 1차 보간 방식을 이용한 블록 대각화 프리코딩 행렬을 근사화한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_j(mL+l) &= \mathbf{M}_j(mL) + \frac{l}{L}(\mathbf{M}_j(mL+L) - \mathbf{M}_j(mL)) \\ &= \mathbf{M}_j(mL) + l\Delta\mathbf{M}_j(mL) \end{aligned} \quad (10)$$

where  $\Delta\mathbf{M}_j(mL) = (\mathbf{M}_j(mL+L) - \mathbf{M}_j(mL))/L$

수식 (10)을 통해 추정된 각 부반송파의 프리코딩 행렬을 이용하여 신호를 송신함으로써 모든 부반송파에 대해 특이값 분해와 water-filling을 수행해야 하는 문제를 해결하고, 보간 간격에 따라 계산양과 복잡도를 매우 크게 감소시킨다. 참고문헌[11]에서는 수신단의 채널 추정 과정에서 다항식 기반 보간 방식을 이용한 기법을 제안하였다. [11]에서 언급한 대로, 보간시 다항식의 차수가 증가함에 따라 계산양이 증가하므로 차수에 따른 성능과 계산양의 trade-off가 있음을 알 수 있다.

또한, 선형 보간법 뿐만 아니라, Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법을 사용할 수도 있다. Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화

기법은 기준 부반송파의 사이를 선형으로 값을 채워주는 선형 보간법과는 달리 하나의 기준 부반송파의 블록 대각화 프리코딩 행렬을 다음 기준 부반송파까지 동일하게 사용하는 방법이다. Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법은 선형 보간법에 필요한 각 기준 부반송파 사이의 중간 값들을 계산할 필요가 없으므로 모든 부반송파에 대해 블록 대각화 프리코딩 행렬을 계산할 때에 비해서 기준 부반송파 사이의 간격의 역수에 비례하여 계산량이 줄어들게 된다. 하지만, 각 부반송파의 채널 행렬의 원소가 연속 함수인데 반해, Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법은 기준 부반송파의 블록 대각화 프리코딩 행렬값을 그대로 사용하기 때문에 연속된 부반송파에 대한 프리코딩 행렬값의 연속성을 유지할

수가 없기 때문에 근사화 오차가 많이 발생하여 성능 저하가 크다. 그림 5는 모든 부반송파에 대해서 블록 대각화 프리코딩 기법을 사용하는 방법과 선형 보간법 기반 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법, 그리고 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법의 근사화 오차를 보여준다.

그림 5(a)는 보간 간격이 8일 때, 상관 대역폭 인덱스가 각각 500과 1000에서 첫 번째 사용자 프리코딩 행렬  $\mathbf{M}_1(1,1)$ 의 변화와 이에 따른 근사화 오차를 보여준다. 그림에서 보이듯이 제안하는 선형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법은 상관 대역폭이 작은 경우에 프리코딩 행렬의 변화가 빨라지더라도 그 값을 매우 가깝게 근사화 하는 것을 알 수 있다. 하지만, Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법은 보간 간격이 작을 때에도 결과값의 차이가 매우 커지는 것을 확인할 수 있다. 또한, 그림 5(b)는 보간 간격이 16일 때, 상관 대역폭 인덱스가 각각 500과 1000인 환경의 근사화 오차를 보여준다. 보간 간격이 길어지더라도 제안하는 선형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법은 매우 작은 오차만을 갖는 것을 확인할 수 있으며, 보간 간격이 8인 경우에 비해 오차 폭이 크지 않다. 하지만, Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법의 경우에는 상관 대역폭이 큰 상황에서 채널의 변화가 느리더라도 보간 간격이 길 경우 근사화 오차가 매우 크게 나는 것을 확인할 수 있다. 이를 위해 그림 6에서 식 (11)에 의해 얻어진 보간 후 각 부반송파의 송신 전력  $P_T$ 와의 차이의 정규화된 MSE(Mean Square Error),  $MSE_{norm}$ 를 나타내고 있다. 보간 간격이 증가함에 따라 MSE 값이 커지지만, 그 값이 매우 작음을 알 수 있다.

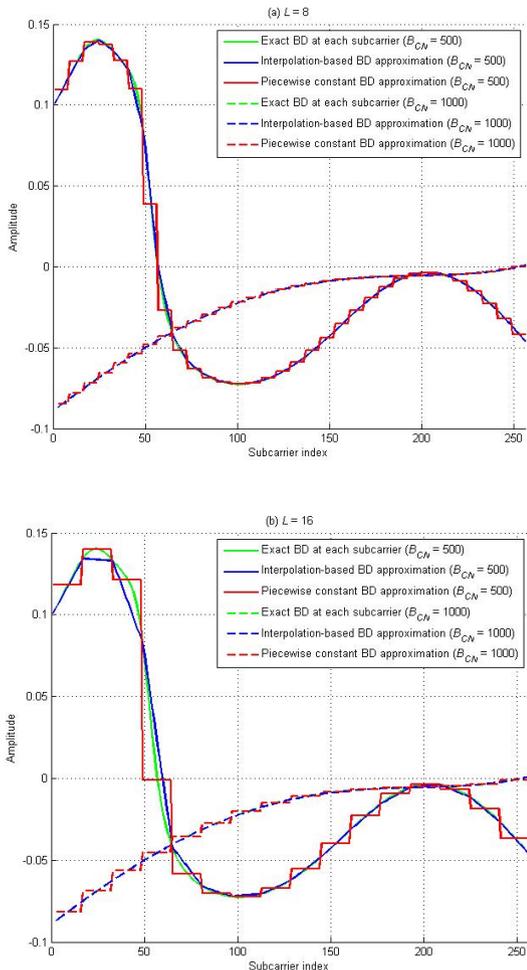


그림 5. 제안하는 기법의 BD 근사화 오차 비교( $K=2$ ,  $N_{R_j}=6$ ,  $N_c=256$ )

$$MSE_{norm} = \frac{1}{N_c} \sum_{f=0}^{N_c-1} \frac{(P_T - \tilde{P}_T(f))^2}{N_c^2} \quad (11)$$

복잡도를 비교하기 위한 척도로, 연산 과정의 복잡도가 가장 높은 곱셈 연산의 수를 사용한다. 본 논문에서 제안한 선형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 기법과 일반적인 블록 대각화 기법들의 곱셈 연산의 수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} C_{Exact} &= (C_{SVD} \times 2 + N_T^2) \times N_c \\ C_{Interpolation} &= (C_{SVD} \times 2 + N_T^2) \times (N_c/L + 1) + (N_c/L) \\ C_{Piecewise} &= (C_{SVD} \times 2 + N_T^2) \times (N_c/L + 1) \end{aligned} \quad (12)$$

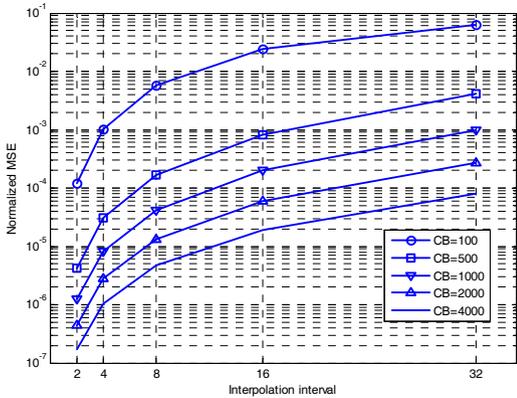


그림 6. 보간 간격에 따른 정규화된 MSE( $K=2$ ,  $N_{R_j}=6$ ,  $N_c=266$ )

수식 (12)에서  $N_c$ 는 부반송파의 수,  $L$ 은 보간 간격이다. 또한,  $C_{Exact}$ ,  $C_{Interpolation}$ ,  $C_{Piecewise}$ 는 각각 모든 부반송파에 대하여 블록 대각화 프리코딩 기법을 사용했을 때의 계산양, 선형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법의 계산양, Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법의 계산양이다. 특이값 분해의 곱셈 연산의 계산양  $C_{SVD}$ 는 다음과 같이 행렬의 크기에 대한 함수로 나타낼 수 있다<sup>8)</sup>.

$$C_{SVD} = \frac{3}{2}N_T^4 - \frac{5}{2}N_T^3 + 41N_T^2 + N_T - 41 \quad (13)$$

수식 (12)와 (13)에서 알 수 있듯이 첫 기준 부반송파의 프리코딩 행렬을 그대로 사용하는 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법의 경우에는 모든 부반송파에 대해서 블록 대각화 기법을 사용하는 경우에 비해  $1/L$ 에 해당하는 계산양을 갖는다. 제안된 선형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 기법 역시 모든 부반송파에 대해서 블록 대각화 기법을 사용하는 경우에 비해 거의  $1/L$ 에 근접하는 계산양을 갖는 것을 확인할 수 있으며, Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법보다는 단지  $N_c/L$  만큼의 추가 곱셈 연산만 더 필요할 뿐인 것을 알 수 있다. 특히, 수식 (13)에 의해서 특이값 분해 자체만으로도 송신 안테나 수에 대해서 매우 큰 계산양을 갖게 되므로 실제 계산양의 차이는 더욱 커지게 된다.

### V. 결 과

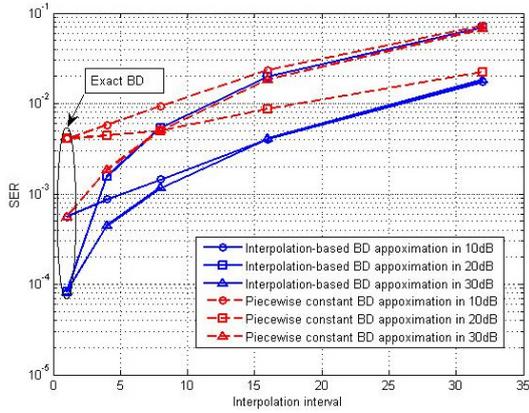
이번 절에서는 다중 사용자 MIMO-OFDM 시스템

에 블록 대각화 프리코딩 기법을 적용하여 일반적인 블록 대각화 기법에 근접한 성능을 갖게 최적화된 선형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 기법들의 복잡도를 비교, 분석한다. 앞에서 언급한 대로, 블록 대각화 프리코딩 기법을 다중 사용자 MIMO-OFDM에 적용할 경우, 그 연산양은 부반송파의 수에 비례해 증가한다. 따라서, 블록 대각화 프리코딩 기법의 계산양을 감소시키기 위해 선형 보간법들을 적용하여 근접한 성능을 가지면서 복잡도를 감소시킨다.

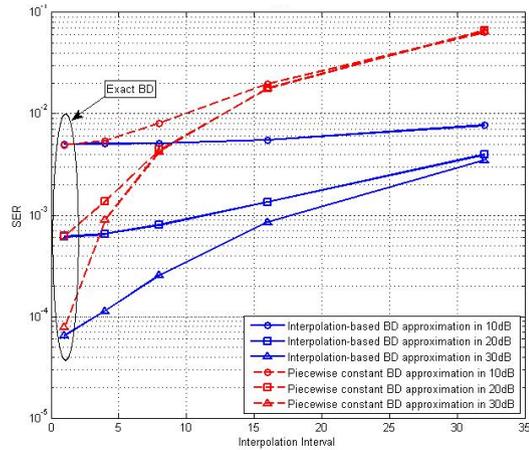
본 논문의 실험에서 사용되는 500~4000의 값을 가지는  $B_{CN}$ 은  $T=2000\mu s$  일 때, 다중 경로의 최대 확산 지연 시간,  $T_{DS}=0.5\sim 4\mu s$ 에 해당한다. ITU-R<sup>[12]</sup>에서 규정한 Ped-B의  $T_{DS}$ 의 값은  $3.7\mu s$ , Veh-A의  $T_{DS}$ 는  $2.51\mu s$ 이므로 본 실험에서 사용된  $B_{CN}$ 값은 현실성을 가짐을 알 수 있다.

그림 7은 블록 대각화 프리코딩 기법의 계산양 감소를 위해 제안된 선형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법과 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법의 보간 간격에 대한 심볼 오류 확률 성능을 보여준다. Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법의 경우 동일한 보간 간격에서 가장 작은 계산양을 갖지만, 제안된 선형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법에 비해 보간 간격이 증가할수록 성능 저하가 매우 심한 것을 확인할 수 있다. 특히, SNR=30dB에서 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법은 보간 간격이 4일 때에도 제안된 기법의 SNR=20dB에서의 성능보다도 1.5배 정도 높은 SER을 보이며, 신호 대 잡음비가 높아질수록 성능이 저하되는 폭이 더욱 커지는 것도 알 수 있다. 그에 비해 제안된 기법은 높은 신호 대 잡음비에서도 보간 간격의 증가에 대한 심볼 오류 확률 성능 감소가 적은 것을 확인할 수 있다. 또, 그림 7(c)는  $B_{CN}=4000$ 인, 채널 변화가 작은 환경에서의 심볼 오류 확률 성능이다. 그림에서 보이듯이 채널의 변화가 느려질수록 프리코딩 행렬의 원소 값의 변화 역시 작아지기 때문에 선형 보간법에 의한 성능 감소가 매우 작은 것을 확인할 수 있다.

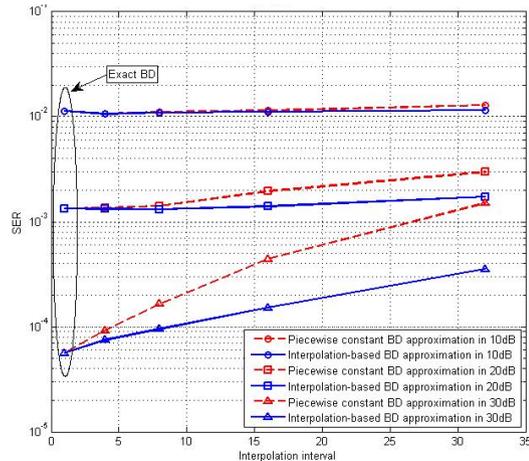
그림 8은 제안된 기법과 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법의 각 보간 간격에 대해서 신호 대 잡음비의 증가에 대한 심볼 오류 확률 성능을 보인다. 그림에서 알 수 있듯이 제안된 기법은 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법에 비해서 신호 대 잡음비의 증가에 대한 성능 변화의 폭이 매우 적은 것을 알 수 있으며, 제안된 기법은



(a)  $B_{CN}=500$



(b)  $B_{CN}=1000$



(c)  $B_{CN}=4000$

그림 7. 보간 간격에 따른 심볼 오류 확률 성능 비교( $K=2, N_{R_j}=3, N_T=6, N_C=256$ )

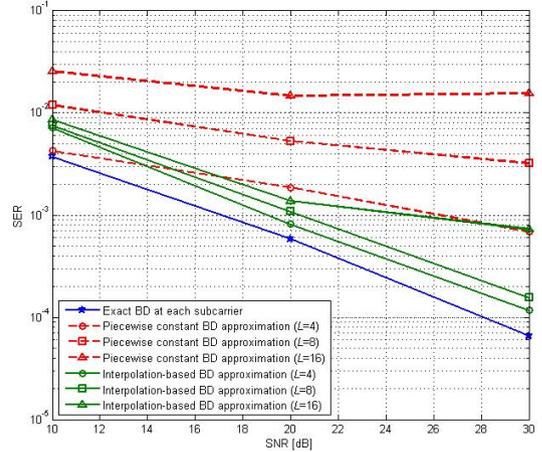


그림 8. 신호 대 잡음비에 따른 심볼 오류 확률 성능 비교 ( $K=2, N_{R_j}=3, N_T=6, N_C=256, B_{CN}=1000$ )

보간 간격이 증가해도 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법에 비해 수렴되는 신호 대 잡음비 값이 더욱 큰 것을 확인할 수 있다. 특히, 보간 간격이 4인 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법은 신호 대 잡음비가 커질수록 보간 간격이 16인 제안된 기법보다도 성능이 떨어지는 것을 확인할 수 있으며, 선형 보간법 기반 근사화 기법보다 계산량은 매우 작게 감소되는 것에 비해 성능 저하가 큰 것을 알 수 있다.

그림 9는 제안된 기법과 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법의 계산량과 심볼 오류 확률 성능의 관계를 보이고 있다. 일반적으로 계산량이 감소할수록 시스템의 성능은 저하된다. 그림에서

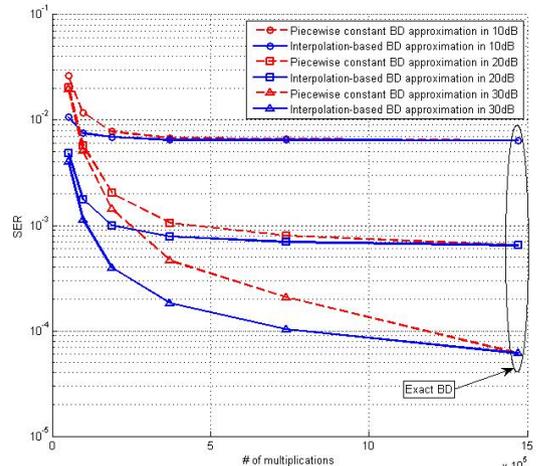


그림 9. 곱셈 연산의 수에 따른 심볼 오류 확률( $K=2, N_{R_j}=3, N_T=6, N_C=256, B_{CN}=1000$ )

보이듯이 제안된 선형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법은 SNR=10, 20dB에서 보간 간격이 4, 8인 경우에도 모든 부분송파에 대해 블록 대각화 프리코딩 기법을 사용하는 경우의 성능을 근사하게 유지한다. SNR=30dB에서도 제안된 기법은 0.0003정도의 SER 성능 저하만 발생하지만, Piecewise constant 기법의 경우에는 10배정도의 성능 저하가 발생하는 것을 확인할 수 있으며, 선형 보간법 기반 근사화 기법이 계산양 감소에 따른 성능 저하가 훨씬 작은 것을 알 수 있다.

그림 10과 그림 11에서는 각각 보간 간격에 따른 심볼 오류 확률 성능과 복잡도 대비 심볼 오류 확률

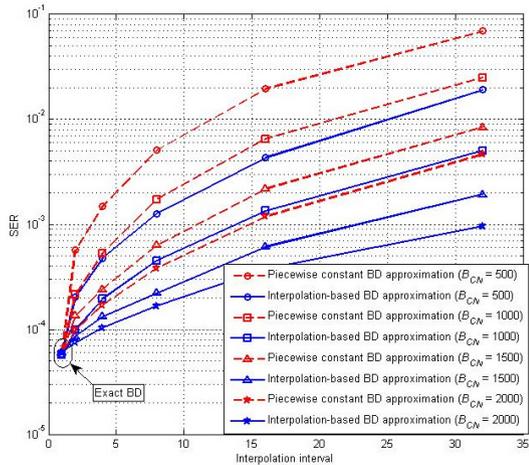


그림 10. 상관 대역폭과 보간 간격에 따른 심볼 오류 확률 ( $K=2, N_{R_j}=3, N_T=6, N_C=256, \text{SNR}=30\text{dB}$ )

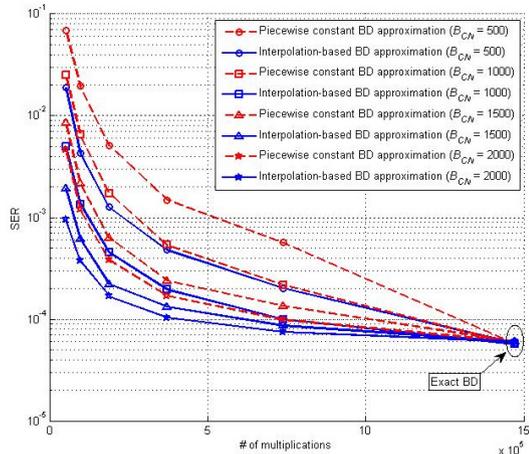


그림 11. 상관 대역폭과 복잡도에 따른 심볼 오류 확률( $K=2, N_{R_j}=3, N_T=6, N_C=256, \text{SNR}=30\text{dB}$ )

성능을 상관 대역폭,  $B_{CN}$ 의 정도에 따라 보여준다. 그림 10에서는  $B_{CN}$ 이 작아질수록, 즉, 각 부분송파의 채널의 변화가 심할수록 보간 간격 증가에 따른 심볼 오류 확률 성능 저하가 매우 심해지는 것을 확인할 수 있다. 하지만, 제안된 기법은 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법에 비해서 성능이 저하되는 폭이 작으며, 보간 간격이 4일 때에도 2배 이상의 성능 차이가 나는 것을 확인할 수 있다. 또한, 그림 11은  $B_{CN}$ 이 작아질수록 복잡도에 비해 심볼 오류 확률 성능 저하가 매우 심한 것을 보인다. 이 경우에도 제안된 기법은 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법에 비해 심볼 오류 확률 성능 유지를 위한 복잡도가 크지 않은 것을 보여준다.

그림 12는 상관 대역폭의 변화에 따른 심볼 오류 확률의 성능을 보여준다. 그림에서 보이듯이 보간 간격이 작을 경우, 상관 대역폭이 작아지더라도 성능의 저하가 거의 없으며, 상관 대역폭이 클 경우에는 매우 넓은 간격의 선형 보간법만으로도 성능 저하가 작은 것을 확인할 수 있다. 또한, 제안된 기법이 Piecewise constant 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법에 비해서 더 큰 보간 간격으로도 매우 낮은 SER을 유지하는 것을 확인할 수 있다.

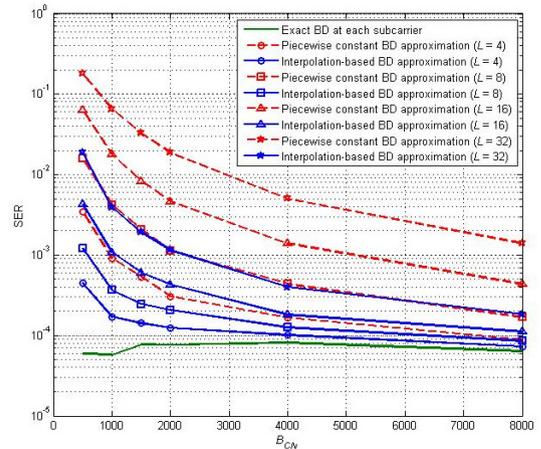


그림 12. 상관 대역폭에 대한 심볼 오류 확률( $K=2, N_{R_j}=3, N_T=6, N_C=256, \text{SNR}=30\text{dB}$ )

## VI. 결론

본 논문에서는 블록 대각화 프리코딩 기법을 다중 사용자 MIMO-OFDM 환경으로 확장하여 그 성능을 거의 유지하면서 계산양을 크게 감소시킬 수 있는 선

형 보간법 기반의 블록 대각화 프리코딩 근사화 기법을 제안했다. 제안된 기법은 일정 간격의 부반송파 채널 정보만을 피드백하여 블록 대각화 프리코딩 행렬을 생성하고, 이를 토대로 나머지 부반송파들의 프리코딩 행렬을 계산하는 방법으로 그 복잡도를 매우 크게 감소시킨다. 제안된 기법은 채널의 상관 대역폭에 따라서 채널 행렬 및 프리코딩 행렬의 변화량이 달라지는 것을 이용하여 선형 보간법 기반의 근사화 기법을 사용하므로 복잡도가 보간 간격의 역수에 비례하여 감소하지만 시스템의 성능 저하는 매우 작게 나타난다. 뿐만 아니라, 상관 대역폭이 큰 상황, 즉, 채널의 변화가 느린 상황에서는 성능 저하는 거의 없이 복잡도를 매우 크게 감소시킬 수 있다. 본 논문에서는 블록 대각화 프리코딩 기법을 사용하는 다중 사용자 MIMO 시스템 및 MIMO-OFDM 시스템을 위하여 성능을 향상시키기 위한 최적의 방법들을 제안했으며, 제안된 기법들을 이용하여 실제로 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 실험을 통해 증명했다.

참 고 문 헌

[1] M. Jankiraman, Space-Time codes and MIMO systems, Artech House, 2004.  
 [2] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol.52, No.2, pp.461-471, Feb. 2004.  
 [3] M. Costa, "Writing on dirty paper," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.29, No.3, pp.439-441, May 1983.  
 [4] L. U. Choi and R. D. Murch, "A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.3, No.1, pp.20-24, Jan. 2004.  
 [5] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Letaief and R. D. Murch, "Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit and Power Allocation," *IEEE J. Select Areas Commun.*, Vol.17, pp.1747-1758, Oct. 1999.  
 [6] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communication," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.46, pp.357-366, Mar. 1998.

[7] R. Cheraly, K. B. Letaief and D. Zeghlache, "Adaptive resource allocation for multiuser MIMO/OFDM networks based on partial channel state information," in *Proc Global Telecomm. Conference, 2005, GLOBECOM '05. IEEE*, Vol.6, 2005.  
 [8] G. Caire and S. Shamai, "On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel," *IEEE Trans. Information Theory*, Vol.49, No.7, pp.1691-1706, July 2003.  
 [9] Kuei-Chiang Lai, "Reduced-Complexity MIMO Detection Using Adaptive Set Partitioning," in *Proc. IEEE WCNC 2008*, Apr. 2008.  
 [10] C. C. Chou, H. C. Chen and J. M. Wu, "A low complexity channel decomposition and feedback strategy for MIMO precoder design," in *Proc. IEEE ICASSP 2009*.  
 [11] C. Weiwei and Z. Qi "Research on Interpolation Methods for Channel Estimation in the MIMO-OFDM Systems," in *Proc. WiCom 2007*, Sep. 2007.  
 [12] Recommendation ITU-R M. 1225, "Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000," 1997.

임 동 호 (Dong-ho Lim)

준회원



2008년 8월 영남대학교 정보통신공학과  
 2010년 8월 영남대학교 정보통신공학과 석사  
 <관심분야> OFDM, MIMO

김 봉 석 (Bong-seok Kim)

정회원



2005년 2월 영남대학교 전자공학과  
 2009년 2월 영남대학교 정보통신공학과 석사  
 2009년 3월~현재 영남대학교 정보통신공학과 박사과정  
 <관심분야> MIMO, OFDM

최 권 휴 (Kwonhue Choi)

중신회원



1994년 2월 포항공과대학교 전  
자전기공학과

1996년 2월 포항공과대학교 전  
자전기공학과 석사

2000년 2월 포항공과대학교 전  
자전기공학과 박사

2000년 4월~2003년 2월 한국  
전자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역  
무선전송 연구팀 선임연구원

2003년 2월~현재 영남대학교 전자정보공학부 정보  
통신공학전공 부교수

<관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식,  
MIMO detection 알고리즘, CDMA 시스템