http://dx.doi.org/10.7840/kics.2015.40.12.2331

다중 셀 MIMO 하향채널에서의 UCD를 이용한 블록 대각 분해

박 유 한*, 박 대 영°

Block Diagonal Decomposition Using Uniform Channel Decomposition for Multicell MIMO Broadcast Channels

Yu-han Park*, Daeyoung Park°

요 약

본 논문에서는 다중 셀 하향링크에서 셀간 간섭의 영향을 고려하여 균일 채널 분해를 사용하는 비선형 송신기와 선형 수신기를 설계한다. 기존의 다중사용자 MIMO에 적용된 균일 채널 분해 방식을 다중 셀 다중사용자 MIMO환경으로 확장하여 각 셀 안의 모든 부채널에서 같은 SINR을 갖게 된다. 이 방법은 비트 할당을 하지 않기 때문에 변조/코딩 절차에서 큰 편리함을 제공하고 최대 diversity gain을 얻게 된다. 시뮬레이션 결과로부터 기존의 방법에 비하여 더 낮은 BER을 얻는 것을 확인할 수 있다.

Key Words : Block diagonal uniform channel decomposition(BD-UCD), multicell, duality, nonlinear precoding, Tomlinson-Harashima precoding

ABSTRACT

In this paper, we design non-linear transmitter and receiver using a uniform channel decomposition (UCD) to take account of inter-cell interference in multi-cell downlink systems. The designed UCD scheme brings forth the same SINR for all sub-channels in each cell. It provides great convenience to modulation/coding process and achieves the maximum diversity gain. The simulation results confirm that it exhibits a lower BER than the conventional method.

Ⅰ. 서 론

간섭은 다중 셀 다중 사용자 통신 환경에서 성능을 저하시키는 주요 요소 중 하나이다. 하향링크 MIMO 시스템에서 최적 프리코딩에 대해 많이 연구되었다. DPC[1-4]기법을 이용한 다중 사용자 최적 프리코딩 방법은 최대 전송률을 달성하지만 랜덤 비선형 인코딩과 디코딩을 포함한 높은 복잡도 때문에 현실적으로 사용하기 어려운 단점이 있다. 따라서 ZF(zero-focing)과 BD(block-diagonalization)같은 선형 프리코딩 기술[5-12]은 좋은 성능과 저 복잡도로 인하여 DPC의 대안으로 쓰인다. 현재 다중 셀 시스템에서 무선 네트워크의 설계는 모든 셀이 잠재적으로 모두 사용 가능한 무선 자원을 갖는 주파수 재사용 방법을 선택하고 있다. 지금까지 단일 셀에 초점을 맞춘 하향채널 최적 프리코딩 설계를 하는 대부분의 연구는 셀간 간섭을 배경

※ 이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(NRF-2013R1A1A1012448)
* First Author : Department of Information and Communication, Inha University, destinypuh@gmail.com, 학생회원
° Corresponding Author : Department of Information and Communication, Inha University, dpark@inha.ac.kr, 종신회원
논문번호 : KICS2015-10-322, Received October 2, 2015; Revised December 15, 20115; Accepted December 15, 2015

잡음으로 취급한다. 따라서 단일 셀 시스템에서 셀간 간섭에 의한 영향은 최적 프리코딩 설계에서 고려되지 않았다. 그러나 보편적으로 주파수 재사용 방법을 이용하는 통신 환경에서 셀간 간섭에 의한 영향은 무시되지 않고 충분히 고려되어야 한다. 그러므로 단일 셀에서 최적으로 설계한 프리코딩 설계를 다중 셀에 그대로 적용할 수는 없으며, 셀간 간섭을 고려하여 다시 설계할 필요가 있다.

최적 송수신기 디자인은 오래 전부터 많은 연구가 되어 왔었다[13,14]. 대부분의 연구는 선형 송수신기 설계에 집중하고 있고 채널 전송률의 최대화를 위하여 채널은 SVD(Singular Value Decomposition)를 통하여 대각화를 수행한다. SVD를 이용한 채널의 분해는 여러 부채널을 생성한다. 그러나 SVD를 통한 채널 분해는 일반적으로 각 부채널 별로 서로 다른 SINR을 갖게 한다. 그리고 단일 셀 환경에서 설계한 프리코딩 기법을 다중 셀 시스템에 수정 없이 적용하면 고려하지 않았던 셀간 간섭으로 인해서 성능이 심하게 저하된다. 따라서 다중 셀 환경에서 셀간 간섭을 고려한 프리코딩 기법을 연구할 필요가 있다. 예를 들어, 채널 최대 전송률을 얻기 위한 비트의 할당은 각 부채널에 맞는 최대 전송률을 요구하고 복잡한 변조와 유한한 신호 성상도 때문에 최대 전송률의 손실을 일으키게 된다. 그에 반하여 같은 변조/코딩 절차를 모든 부채널에서 사용하려면 BER 성능은 가장 SINR이 낮은 부채널에 의해 결정된다. 이를 개선하기 위하여 SVD 방법과 달리 기하학적 평균 분해(Geometric Mean Decomposition)[15]를 사용한다. 각 부채널 마다 다른 SINR을 발생시킨 SVD와 다르게 GMD는 각 부채널에 같은 SINR을 갖도록 하여 이러한 문제를 해결한다. 이로써 같은 변조/코딩 절차가 모든 부채널을 통해 적용될 수 있다. MIMO 하향채널 전송률에 대한 연구 역시 많은 사람들에 의해 오래 전부터 많이 이루어지고 있다[16]. 송신기가 채널 상태 정보를 알 때 하향채널 최대 전송률은 상향채널 최대 전송률과 같게 된다. 상향 채널에서는 DFE[17]를 하향채널에서는 DPC를 이용하여 같은 최적 전송률을 얻게 된다. 그리고 채널 전송률과 BER 사이에는 trade-off 관계가 있지만 GMD 기법과 달리 UCD[17] 기법의 경우에는 이러한 trade-off 관계가 성립하지 않는다. 기존의 GMD 기법의 경우에는 높은 SNR에서 최대 전송률을 달성하지만 낮은 SNR에서 ZF 수행기 때문에 상당한 최대 전송률의 손실이 발생한다. GMD 기법과 달리 UCD 기법은 이전의 GMD 기법을 기반으로 한 방법으로 각 부채널에 같은 최대 전송률을 갖게 하는 방법이다. 이러한 UCD 의 주목할 만한 장점으로는 어느 SINR에서도 최대 전송률에 대한 손실이 없고 최대 다이버시티 이득을 얻게 된다. 이는 기존의 SVD 방법보다 더 융통성이 있는 방법으로 작은 심볼 신호 성상도를 이용하여 높은 전송률을 얻을 수 있게 된다.

본 논문에서는 단일 셀 다중 사용자 BD-UCD를 다중 셀 다중 사용자 MIMO 하향채널로 확장하여 연구한다. 앞에서 언급한 것과 같이 셀간 간섭을 고려하여 다른 셀로부터 받는 영향까지 포함한 단일 셀에서의 프리코딩 기법을 설계한다. 특히 하향-상향 이중성[3]을 이용하여 최적 전송 파워를 할당하게 되고 BD-UCD를 통하여 최대 전송률 측면뿐만 아니라 BER 측면에서도 좋은 성능을 얻을 수 있게 하였다. 이때 DPC 의 부최적화 방법 중 하나인 THP (Tomlinson-Harashima Precoding)을 이용한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장에서는 시스템 모델을 설명하고 셀간 간섭에 대한 변수를 구하게 되고 이를 구하기 위한 알고리즘을 설명한다. 3장에서는 기존 채널을 셀간 간섭을 고려한 새로운 채널을 정의하고 DFE, DPC 에 대한 설명을 한다. 4장은 상향채널에서의 DFE 와 하향채널에서의 DPC 사이의 이중성과 하향-상향 이중성을 이용한 프리코딩 설계를 설명하고 다중 셀 다중 사용자 MIMO 하향채널에서 BD-UCD를 적용한 연구를 설명한다. 5장은 시뮬레이션에서 여러 파라미터를 바꾸어가며 기존 방법과의 성능을 비교한다. 마지막으로 6장에서 결론으로 마무리한다.

다음의 기호는 이 논문에 사용된다. 볼드체는 행렬이나 벡터를 나타낸다. E[·]는 평균을 나타내고 $Tr(\mathbf{X})$, $\mathbf{X}^T$, $\mathbf{X}^H$, $\mathbf{X}^{-1}$는 각각 trace, transpose, conjugate transpose, inverse를 나타낸다. 행렬 $\mathbf{X}$에서 $[\mathbf{X}]_{i,j}$는 i번째 행, j번째 열을 나타낸다. Diag($\mathbf{X}_1$, . . . , $\mathbf{X}_n$)는 블록 대각 행렬을 가리키며 $\mathbf{X}_1$, . . . , $\mathbf{X}_n$를 대각원소로 갖는다. $U(\mathbf{X})$, $L(\mathbf{X})$는 각각 위 대각 행렬 및 아래 대각 행렬을 나타낸다. $\| \bullet \|$, $|x|$ 는 각각 벡터 유클리드 놈, 복소수 x의 절대값을 나타낸다.

Ⅱ. 시스템 모델

본 논문에서는 같은 주파수를 사용하여 작동하는 k번째 기지국이 각각 U명의 사용자를 서비스하는 다중 셀 하향링크 시스템을 고려한다. 각 사용자는 하나의 기지국과 통신을 하고 다른 기지국에서 오는 신호

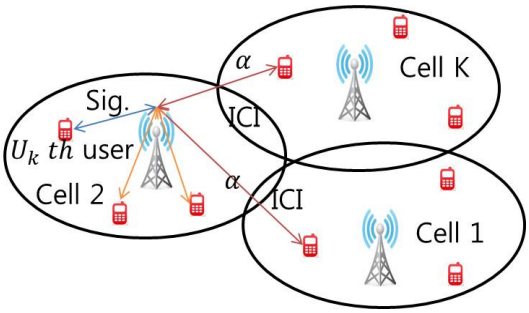

그림 1. 다중 셀 하향채널 시스템 모델
Fig. 1. Multicell broadcast channel system model

는 모두 간섭으로 취급한다. u_k는 k번째 셀에서 u번째 사용자를 나타낸다. 그림 1은 다중 셀 다중 사용자 MIMO 하향채널의 그림이다. 2번째 셀을 기준으로 빨간선으로 셀간 간섭(Inter Cell Interference)을 표현하고 주황색으로 셀내 간섭(Intra Cell Interference)을 표현하였다. 기지국에서 전송한 신호가 같은 셀에서 수신되는 신호의 크기와 인접 셀로 넘어가는 신호의 크기 비율을 α로 나타내었다. 각 셀에서 기지국은 N_T개의 송신 안테나를 가지고 모바일 사용자는 N_R개의 수신 안테나를 가지며 총 수신 안테나의 수는 $N_{total\,N_R} = N_R \times U$로 나타낸다. k번 째 셀의 u번째 사용자의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_{u_k} = \mathbf{H}_{u_k k}\mathbf{x}_k + \sum_{j \neq k}^{K} \mathbf{H}_{u_k j}\mathbf{x}_j + \mathbf{z}_{u_k} \tag{1}$$

k번째 기지국의 전송신호인 $\mathbf{x}_k$는 $\mathbf{x}_k = \sum_{l=1}^{U} \mathbf{x}_{l_k k}$로 표현하며 $\mathbf{x}_{l_k k}$는 $\mathbf{x}_{l_k k} \sim CN(0, \mathbf{S}_{l_k k})$ 와 $\mathbf{S}_k = \sum_{l=1}^{U} \mathbf{S}_{l_k k}$의 성질을 갖는다. 오름차순의 인코딩 순서로 DPC(dirty paper coding)을 사용하고 각 사용자는 셀 간섭을 잡음으로 사용한다고 가정한다. 여기서 셀간 간섭은 $\mathbf{H}_{u_k k} \sum_{j \neq u}^{U} \mathbf{x}_{j_k}$이 되고 셀내 간섭은 $\sum_{r \neq k}^{K} \mathbf{H}_{u_k r} (\sum_{j=1}^{U} \mathbf{x}_{j_r})$이 된다. 이 때 전체 셀간 간섭과 추가 가우시안 잡음의 합을 $\mathbf{z}_{-u_k} = \sum_{r \neq k}^{K} \mathbf{H}_{u_k r} \sum_{j=1}^{U} \mathbf{x}_{j_r} + \mathbf{z}_{u_k}$으로 정의한다.

하향채널에서의 u_k사용자의 전송률은 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{u_k}^{BC} = \log \frac{\left| \mathbf{R}_{u_k} + \mathbf{H}_{u_k k} (\sum_{j=1}^{u} \mathbf{S}_{j_k}) \mathbf{H}_{u_k k}^H \right|}{\left| \mathbf{R}_{u_k} + \mathbf{H}_{u_k k} (\sum_{j=1}^{u-1} \mathbf{S}_{j_k}) \mathbf{H}_{u_k k}^H \right|} \tag{2}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{u_k} &= E\left[\mathbf{z}_{-u_k} \mathbf{z}_{-u_k}^H\right] \\ &= \sum_{r \neq k}^{K} \mathbf{H}_{u_k r} (\sum_{j=1}^{U} \mathbf{S}_{j_r}) \mathbf{H}_{u_k r}^H + \mathbf{z}_{u_k} \end{aligned} \tag{3}$$

하향채널에서 총 전송률은 $\mathbf{R}_k^{BC} = \sum_{u=1}^{U} \mathbf{R}_{u_k}^{BC}$이 된다. 이를 이용하여 각 셀 별로 구한 총 전송률의 합을 최대화시키는 문제를 아래와 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \text{maximize} \quad & \sum_{k=1}^{K} \sum_{u=1}^{U} \mathbf{R}_{u_k}^{BC} \\ s.t. \quad & \sum_{u=1}^{U} Tr\{\mathbf{S}_{u_k}\} \leq P_k \,, \forall k \\ & \mathbf{S}_{u_k} \geq 0 \,, \quad \forall u, \quad \forall k \end{aligned} \tag{4}$$

이 문제는 nonconvex한 문제로 DC(Difference of convex)[18,19] 근사화를 사용하여 각 셀 별로 문제를 나누어 풀 수 있다. 직전 최적해가 $\mathbf{S}_{u_k} = \overline{\mathbf{S}}_{u_k}$로 주어졌을 때 $f_k = \sum_{r \neq k}^{K} \sum_{j=1}^{U} \mathbf{R}_{j_r}$를 $\overline{\mathbf{S}}_{u_k}$로 테일러 확장을 한 값 중 첫 선형 항을 사용한다. $-f_k$를 $\overline{\mathbf{S}}_{u_k}$로 편미분한 값인 패널티 항은 $\mathbf{A}_k$로 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_k = \sum_{r \neq k}^{K} \sum_{j=1}^{U} \mathbf{H}_{j_r k}^H \Bigg[& \left(\mathbf{R}_{j_r} + \sum_{l=1}^{j-1} \mathbf{H}_{j_r r} \mathbf{S}_{l_r} \mathbf{H}_{j_r r}^H \right)^{-1} - \\ & \left(\mathbf{R}_{j_r} + \sum_{l=1}^{j} \mathbf{H}_{j_r r} \mathbf{S}_{l_r} \mathbf{H}_{j_r r}^H \right)^{-1} \Bigg] \mathbf{H}_{j_r k} |_{\mathbf{S}_{u_k} = \overline{\mathbf{S}}_{u_k}} \end{aligned} \tag{5}$$

이 때 이러한 편미분을 통한 $\mathbf{A}_k$는 각 사용자마다 같은 형태를 갖고 $\mathbf{A}_k > 0$의 성질을 갖는다. 제약함수를 제외하고 근사화시킨 문제는 다음과 같아진다.

$$\underset{\mathbf{S}_1,\ldots,\mathbf{S}_I}{\text{maximize}} \quad \sum_{u=1}^{U}\mathbf{R}_{\mathrm{u}}^{\mathrm{BC}} - \sum_{\mathrm{u}=1}^{\mathrm{U}}\mathrm{Tr}\{(\mathbf{A}+\lambda\mathbf{I})\mathbf{S}_{\mathrm{u}}\} \quad (6)$$

$$s.t. \quad \sum_{u=1}^{U} Tr(\mathbf{S}_u) \le P$$

$$\mathbf{S}_u \ge 0, \ \ \forall u$$

위와 같이 (4)번 문제에서 k번째 셀을 제외한 다른 $\mathbf{S}_{\mathrm{u_r}}(\mathrm{r}\neq\mathrm{k})$을 고정하고 k번째의 특정 $\mathbf{S}_{\mathrm{u_r}}(\mathrm{r}=\mathrm{k})$를 고려하여 고정되어 이미 알고 있는 항들을 제거해 각 셀 별로 K개의 (6)식을 만들어낼 수 있다.

다음으로 $\tilde{\mathbf{S}}_{\mathrm{u}}$, $\tilde{\mathbf{H}}_{\mathrm{u}}$를 $(\mathbf{A}+\lambda\mathbf{I})^{1/2}\tilde{\mathbf{S}}_{\mathrm{u}} = (\mathbf{A}+\lambda\mathbf{I})^{1/2}\mathbf{S}_u$, $\tilde{\mathbf{H}}_u = \mathbf{R}_u^{-1/2}\mathbf{H}_u(\mathbf{A}+\lambda\mathbf{I})^{-1/2}$와 같이 정의하게 되면 하향채널과 상향채널의 전송률은 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_u^{BC} = \log\frac{\left|\mathbf{I}+\tilde{\mathbf{H}}_u(\sum_{j=1}^{u}\tilde{\mathbf{S}}_j)\tilde{\mathbf{H}}_u^H\right|}{\left|\mathbf{I}+\tilde{\mathbf{H}}_u(\sum_{j=1}^{u-1}\tilde{\mathbf{S}}_j)\tilde{\mathbf{H}}_u^H\right|} \quad (7)$$

$$\mathbf{R}_u^{MAC} = \log\frac{\left|\mathbf{I}+\sum_{j=u}^{U}\tilde{\mathbf{H}}_j^H\mathbf{D}_j\tilde{\mathbf{H}}_j\right|}{\left|\mathbf{I}+\sum_{j=u+1}^{U}\tilde{\mathbf{H}}_j^H\mathbf{D}_j\tilde{\mathbf{H}}_j\right|} \quad (8)$$

여기서 $\mathbf{D}_j$는 상향채널 프리코딩 분산 행렬이다. 이 때 하향채널에서의 전송 분산 행렬 $\mathbf{S}_{\mathrm{u_k}}$는 다음과 같이 Algorithm 1[20]을 이용하여 구할 수 있다.

이 알고리즘은 각 셀별로 돌아가면서 알고리즘을 적용한다. 위 알고리즘으로 각 셀의 A, R 행렬을 찾게 되는데 $\tilde{\mathbf{H}}_{\mathrm{u}}$를 5단계의 식을 사용하여 구하고 상향채널 문제를 풀어 진행한다. 7단계는 상향채널에서의 분산 행렬을 찾는 것으로 이를 상향-하향 교환법을 사용하여 하향채널에서의 분산 행렬인 $\tilde{\mathbf{S}}_{\mathrm{u}}$를 구하게 된다. 다음으로 8단계에서 원래 $\mathbf{S}$행렬을 구하게 된다. 마지막으로 Bisection을 사용하여 적절한 λ를 찾게 된다.

알고리즘 2를 사용하여 (6)문제를 해결하게 되고 이를 K번 반복하여 수행하면 원하는 (3)식의 $\mathbf{R}$행렬을 구하게 된다.

1: *Initialize* $\varepsilon_1 > 0,\ \lambda_{\max} > \lambda_{\min} > 0, \mathbf{D}_{\neq \mathrm{w}} > \mathbf{D}_{\mathrm{old}} > 0$

2: While $|\lambda_{\max} - \lambda_{\min}| < \varepsilon_1$ do

3: $\lambda = (\lambda_{\min} + \lambda_{\max})/2$

4: $\mathbf{R}_{\mathrm{u_k}} = \sum_{\mathrm{r}\neq\mathrm{k}}^{\mathrm{K}}\mathbf{H}_{\mathrm{u_k r}}(\sum_{\mathrm{j}=1}^{\mathrm{U}}\mathbf{S}_{\mathrm{j_r}})\mathbf{H}_{\mathrm{u_k r}}^{\mathrm{H}} + \mathbf{Z}_{\mathrm{u_k}}$

5: $\tilde{\mathbf{H}}_{\mathrm{u}} = \mathbf{R}_{\mathrm{u}}^{-1/2}\mathbf{H}_{\mathrm{u}}(\mathbf{A}+\lambda\mathbf{I})^{-1/2}$

6: *Solve following problem*

$$\max_{\mathbf{D}_1,\ldots,\mathbf{D}_U} \log\left|\mathbf{I}+\sum_{u=1}^{U}\tilde{\mathbf{H}}_{\mathrm{u}}^{\mathrm{H}}\mathbf{D}_{\mathrm{u}}\tilde{\mathbf{H}}_{\mathrm{u}}\right| - \sum_{\mathrm{u}=1}^{\mathrm{U}}\mathrm{Tr}\{\mathbf{D}_{\mathrm{u}}\}$$

7: *Calculate* $\tilde{\mathbf{S}}_1,\ldots,\tilde{\mathbf{S}}_U$ *from* $\mathbf{D}_1,\ldots,\mathbf{D}_U$ *by the MAC−BC transformation*

8: *compute* $\mathbf{S}_u = (\mathbf{A}+\lambda\mathbf{I})^{\frac{1}{2}}\tilde{\mathbf{S}}_u(\mathbf{A}+\lambda\mathbf{I})^{\frac{1}{2}}$, $u = 1,\ldots,U$

9: If $\sum_{u=1}^{U} Tr\{\mathbf{S}_{\mathrm{u}}\} > \mathrm{P}$ then

10: $\lambda_{\min} = \lambda$

11: else

12: $\lambda_{\max} = \lambda$

13: end if

14: end while

15: Output $\mathbf{S}_{\mathrm{u}}, \mathrm{u} = 1,\ldots,\mathrm{U}$

알고리즘 1. 패널티 항을 추가한 다중입력 다중출력 하향채널에서 전송률 최대화 문제에 대한 반복 알고리즘
Algorithm 1. Iterative Algorithm for the MIMO-BC rate Maximization with a penalty term

1: *Initialize* $\varepsilon > 0,\ \{\mathbf{S}_{\mathrm{u_k}}\}, \forall \mathrm{k}, \forall \mathrm{u},$ such that $\sum_{u=1}^{U} Tr\{\mathbf{S}_{\mathrm{u_k}}\} = \mathbf{P}_{\mathrm{k}},\ \mathbf{S}_{\mathrm{old}} > 0$

2: while $Tr\left((\mathbf{S}_{\mathrm{u_k}} - \overline{\mathbf{S}}_{\mathrm{u_k}})^{\mathrm{H}}(\mathbf{S}_{\mathrm{u_k}} - \overline{\mathbf{S}}_{\mathrm{u_k}})\right) > \varepsilon$ do

3: $\overline{\mathbf{S}}_{\mathrm{u_k}} := \mathbf{S}_{\mathrm{u_k}}$

4: for $k = 1,\ldots,K$ do

5: At the BS, update $\mathbf{A}_{\mathrm{k}}$ using (5)

6: Update $\mathbf{S}_{\mathrm{u_k}}, \mathrm{u} = 1,\ldots,\mathrm{U}$ using Algorithm 1

7: End for

8: End while

알고리즘 2. 다중 셀 다중입력 다중출력 하향채널에서 DPC를 이용한 알고리즘
Algorithms 2. Algorithm for multicell MIMO-BC using DPC

Ⅲ. 채널 분해

3.1 채널 분해

유효한 채널을 셀간 간섭을 고려하여 아래와 같이 재정의한다.

$$\bar{\mathbf{y}}_{u_k} = \overline{\mathbf{H}}_{u_k k}\mathbf{x}_k + \bar{\mathbf{z}}_{u_k}$$
$$\bar{\mathbf{y}}_{u_k} = \mathbf{R}_{u_k}^{\frac{1}{2}}\mathbf{y}_{u_k}, \quad \overline{\mathbf{H}}_{u_k k} = \mathbf{R}_{u_k}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{H}_{u_k k}, \quad \bar{\mathbf{z}}_{u_k} = \mathbf{R}_{u_k}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{z}_{u_k} \tag{9}$$

(9)식의 이중 상향채널(dual uplink channel)을 아래와 같이 정의한다. 여기서 각각의 항들은

$$\begin{aligned}
\overline{\mathbf{H}}_k &= \mathbf{R}_k^{-\frac{1}{2}}\mathbf{H}_k \\
\mathbf{R}_k &= diag(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2, ..., \mathbf{R}_U) \\
\mathbf{H}_k &= \left[\mathbf{H}_{1_k k}^T, \mathbf{H}_{2_k k}^T, ..., \mathbf{H}_{U_k k}^T\right]^T \\
\mathbf{s}_k &= \left[\mathbf{s}_{1_k}^T, \mathbf{s}_{2_k}^T, ..., \mathbf{s}_{U_k}^T\right]^T
\end{aligned} \tag{10}$$

와 같이 정의한다. 이로써 셀간 간섭을 고려한 새로운 채널 분해를 하여 다중 셀에서의 통신을 셀간 간섭이 영향을 미치는 단일 셀에서의 통신으로 생각할 수 있게 된다.

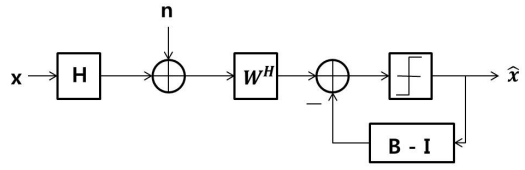

그림 2. MMSE기반의 DFE의 블록도
Fig. 2. Block diagram of the MMSE-based DFE

3.2 MMSE 기반의 DFE

$(N_T \times N_{total\ N_R})$의 점대점 방식의 채널을 고려해 보자. $\mathrm{E}\left[\mathbf{x}\mathbf{x}^H\right] = \left(\frac{E_s}{N_T}\right)\mathbf{I}$ 이고 $\mathrm{E}\left[\bar{\mathbf{z}}\bar{\mathbf{z}}^H\right] = N_0\mathbf{I}$ 일 때 수신단은 $\mathbf{y} = \overline{\mathbf{H}}\mathbf{x} + \bar{\mathbf{z}}$ 가 된다. 여기서 MMSE기반의 DFE의 블록도는 그림 2에 나타냈다. $\eta = \frac{N_T N_0}{E_s}$ 로 정의한다. QR 분해[21]을 이용하여 피드백 행렬과 널링 행렬을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix}\overline{\mathbf{H}}_k \\ \sqrt{\eta}\mathbf{I}\end{bmatrix} = \mathbf{Q}_1\mathbf{R}_1, \quad Q_1 = \begin{bmatrix}\mathbf{Q}_{1u} \\ \mathbf{Q}_{1d}\end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_1 = \Lambda_1\mathbf{B}_1 \tag{11}$$

여기서 $\mathbf{Q}_1$은 직교 정규화 열이고, $\mathbf{Q}_{1u}$는 $N_R \times N_T$이고 $\mathbf{Q}_{1d}$는 $N_T \times N_T$이다. Λ_1은 위 삼각 행렬로 $diag(\mathbf{R}_1)$을 원소로 가지며 $\mathbf{B}_1$는 유닛 대각원소를 가진 위 삼각 행렬이다. 이렇게 되면 널링 행렬과 피드백 행렬은 아래와 같이 표현된다.

$$\mathbf{W}_k^H = \Lambda_1^{-1}\mathbf{Q}_{1u}^H, \quad \mathbf{B}_k = \mathbf{B}_1 \tag{12}$$

모듈로 연산과 수신단에서 수신 신호의 추정은 아래와 같은 방법으로 진행한다.

$$\text{for } i = N_R \ :-1:1$$
$$\hat{\mathbf{x}}_i = C\left[\left[\mathbf{W}_k^H\mathbf{y}\right]_i - \sum_{j=i+1}^{N_R}\left[\mathbf{B}_k\right]_{i,j}\hat{\mathbf{x}}_j\right]$$
$$end$$

C는 가장 가까운 신호 포인트로 맵핑되는 것을 가리킨다. Λ_1의 u번째 원소를 r_u이라고 하고 $\rho_{u_k k}$를 k번째 셀 u번째 부채널의 SINR이라고 했을 때 [17] 논문을 참고하여 다음의 관계를 만족한다.

$$\eta(1 + \rho_{u_k k}) = r_u^2 \tag{13}$$

그 결과 전송률과 관련된 식이 아래와 같이 정리될 수 있다.

$$\begin{aligned}
\sum_{u=1}^{N_R}\log(1+\rho_{u_k k}) &= \sum_{u=1}^{N_R}\log\left(\frac{r_u^2}{\eta}\right) \\
&= \log\left|\mathbf{I} + \frac{1}{\eta}\overline{\mathbf{H}}_k^H\overline{\mathbf{H}}_k\right|
\end{aligned} \tag{14}$$

이는 MMSE-DFE 수신기는 전송률의 손실이 없음을 나타낸다[17,22].

3.3 THP를 이용한 MMSE-DPC

MMSE기반의 DFE에서의 채널과 같은 상황에서 채널을 다음과 같이 분해할 수 있다.

$$\overline{\mathbf{H}}_k = \mathbf{S}_k\mathbf{F}_k^H \tag{15}$$

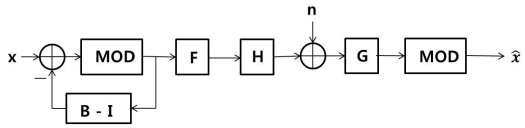

그림 3. THP를 이용한 MMSE기반의 DPC의 블록도
Fig. 3. Block diagram of the MMSE-based DPC using THP

$\mathbf{F}$는 유니타리 행렬이고 $\mathbf{s}_k$는 아래 삼각 행렬이다. 다음으로 $\mathbf{G}_k = diag(s_{11}^{-1},..,s_{N_R N_R}^{-1})$으로 널링 행렬을 정의하고 $\mathbf{B}_k = \mathbf{G}_k\overline{\mathbf{H}}_k\mathbf{F}_k = \mathbf{F}_k\mathbf{S}_k$로 정의할 수 있다. 이 때 s_{ii}는 $\mathbf{S}_k$행렬의 대각 원소를 나타낸다.

모듈로 연산과 수신단에서 추정되는 신호는 아래와 같은 방법으로 찾게 된다.

$$\tilde{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_1$$
$$\text{for } i = 2:1:N_R$$
$$\hat{\mathbf{x}}_i = \text{mod}\left[\mathbf{x}_i - \sum_{j=1}^{i-1}\left[\mathbf{B}_k\right]_{i,j}\hat{\mathbf{x}}_j\right]$$
$$end$$

위와 같이 DPC의 낮은 복잡도를 가진 부최적화 수행방법인 THP를 사용하였다. 여기서 THP를 사용한 MMSE기반의 DPC의 블록도는 그림 3에 나타냈다. 이 때 THP는 M-QAM심볼에서 $M/(M-1)$배 만큼의 전송 전력이 증가하게 된다.

Ⅳ. 다중 셀 블록 대각 균등 채널 분해

4.1 상향채널 MMSE-DFE와 하향채널 DPC사이의 이중성

이 부분에서는 상향채널에서 MMSE-DFE가 하향채널에서 DPC와의 이중성[3,16]에 대한 설명을 한다. $(N_T \times N_{total\ N_R})$채널의 다중 사용자 다중입력 다중출력 상향 채널 MMSE-DFE상황을 고려해 보자. 기본적인 채널 상황은 (10)번 식을 사용한다.

I명의 모바일 사용자들은 각각 N_R개씩의 전송 안테나를 갖고 기지국에서는 N_T개의 수신 안테나를 갖게 된다. $\mathrm{E}\left[\|\mathbf{s}\|^2\right] = \mathrm{E}_s$, $\mathrm{E}\left[\mathbf{nn}^H\right] = N_0\mathbf{I}$라고 하자.

상향채널에서의 u번째 사용자의 프리코더를 $\mathbf{F}_u$라고 할 때 모든 $\mathbf{F}_u$들을 모은 블록 대각 행렬이 된다.

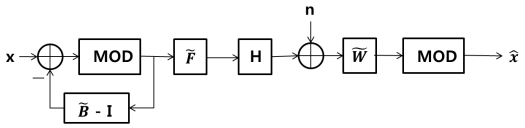

그림 4. 이중 하향 채널에서 DPC 블록도
Fig. 4. Block diagram of dual broadcast channel DPC

(11)식을 사용하여 아래와 같이 대등한 채널을 정의한다[17].

$$\begin{bmatrix}\overline{\mathbf{H}}_k^H\mathbf{F}_k \\ \sqrt{N_0}\mathbf{I}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathbf{Q}_u \\ \mathbf{Q}_d\end{bmatrix}\Lambda\mathbf{B} \tag{16}$$

이것은 널링 행렬 $\mathbf{W}_k = \Lambda^{-1}\mathbf{Q}_u^H$, 피드백 행렬 $\mathbf{B}_k$로 정의되는 것을 알 수 있다. $\sqrt{p_{u_k k}}$, $\mathbf{f}_{\mathrm{u_k k}}$는 각각 $\mathbf{F}_k$의 놈과 유닛 열 백터일 때 $\mathbf{F}_k$의 열을 각각 u번째 열인 $\sqrt{p_{u_k k}}\,\mathbf{f}_{\mathrm{u_k k}}$로 정규화한다.

$$\mathbf{s}_k = \mathbf{F}_k\mathbf{x} = \sum_{u=1}^{N_R}\sqrt{p_{u_k k}}\,\mathbf{f}_{u_k k}\mathbf{x}_u \tag{17}$$

$p_{u_k k}$는 k번째 셀 u번째 사용자 정보 심벌인 $\mathbf{s}_u$에 할당되는 전력량이다. 그러므로 $\sum_{u=1}^{N_R} p_{u_k k} = Tr\left[\mathbf{F}_{\mathrm{k}}\mathbf{F}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{H}}\right] = \mathrm{E_s}$를 만족한다. 그리고 $\mathbf{W}_k$의 열 역시 놈 $c_{u_k k}$과 유닛 열벡터인 $\mathbf{w}_{\mathrm{u_k k}}$로 정규화한다. 심볼이 SIC(Successive Interference Cancelation)을 완벽히 수행한다면 상향채널에서의 SINR은 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\rho_{u_k k} = \frac{p_{u_k k}\left|\mathbf{w}_{u_k k}^H\overline{\mathbf{H}}_k^H\mathbf{f}_{u_k k}\right|^2}{N_0 + \sum_{j=1}^{u-1}p_{j_k k}\left|\mathbf{w}_{u_k k}^H\overline{\mathbf{H}}_k^H\mathbf{f}_{j_k k}\right|^2} \tag{18}$$

다음으로 위의 채널과 이중 하향 DPC채널을 고려해 보자. $\widetilde{\mathbf{F}}_k, \widetilde{\mathbf{B}}_k$, $\widetilde{\mathbf{W}}_k$ 을 각각 기지국에서의 선형 프리코딩, 피드백 행렬, 널링 행렬로 정의하자.

여기서 이중 하향채널의 DPC블록도는 그림 4에 나타냈다. $\widetilde{\mathbf{F}}_k$의 u번째 열을 $\sqrt{q_{u_k k}}\,\mathbf{w}_{u_k k}$로 나타내고 이 때 $q_{u_k k}$는 k번째 u번째 사용자 정보 행렬에 할

당되는 전력량으로 아직 알 수는 없지만 뒤에 알아 보도록 하겠다. 다음으로 $\widetilde{\mathbf{W}}_k$의 열 또한 $d_{u_k k}\mathbf{f}_{u_k k}$로 정의하고 이 때 $d_{u_k k}$는 MMSE계수이다. 이중 상향 채널과 하향채널에서의 SINR을 같게 얻는 것이 목표이므로 $q_{u_k k}$을 알아야 한다.

$$\rho_{u_k k} = \frac{q_{u_k k}\left|\mathbf{f}_{u_k k}^{H}\overline{\mathbf{H}}_k\mathbf{w}_{u_k k}\right|^2}{N_0 + \sum_{j=u+1}^{U} q_{j_k k}\left|\mathbf{f}_{u_k k}^{H}\overline{\mathbf{H}}_k\mathbf{w}_{j_k k}\right|^2} \tag{19}$$

$$\mathbf{q} = \left[q_{1_k k},\cdots,q_{N_{R_k} k}\right]^T, \quad \boldsymbol{\rho} = \left[\rho_{1_k k},\cdots,\rho_{N_{R_k} k}\right]^T$$

$\beta_{uj} = \left|\mathbf{f}_{\mathrm{u_k k}}^{\mathrm{H}}\overline{\mathbf{H}}_{\mathrm{k}}\mathbf{w}_{\mathrm{j_k k}}\right|^2$로 각각을 정의하면 (19)식은 아래와 같이 다시 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \beta_{11} & -\rho_{1_k k} & \cdots & -\rho_{1_k k}\beta_{1N_R} \\ 0 & \beta_{22} & \cdots & -\rho_{2_k k}\beta_{2N_R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & -\beta_{N_R N_R} \end{bmatrix}\mathbf{q} = N_0\boldsymbol{\rho} \tag{20}$$

(20)번 식을 이용하면 $\mathbf{q}$를 구할 수 있게 된다. 이렇게 구한 $\mathbf{q}$와 $\mathbf{p}$를 비교하자. $\sum_{u=1}^{N_R} q_{u_k k} = \sum_{u=1}^{N_R} p_{u_k k}$가 만족함[16]으로 MMSE-DFE는 이중 하향채널에서의 DPC와 같은 전체 전력 E_s를 사용한다.

$$d_{u_k k} = \frac{\rho_{u_k k}}{(1+\rho_{u_k k})\sqrt{q_{u_k k}}\,\mathbf{f}_{u_k k}^{H}\overline{\mathbf{H}}_k\mathbf{w}_{u_k k}} \tag{21}$$

위와 같이 하향채널의 MMSE계수 $d_{u_k k}$를 정의하고 상향채널의 MMSE계수인 $c_{u_k k}$는 아래와 같이 정의한다.

$$c_{u_k k} = \frac{\rho_{u_k k}}{(1+\rho_{u_k k})\sqrt{p_{u_k k}}\,\mathbf{w}_{u_k k}^{H}\overline{\mathbf{H}}_k^{H}\mathbf{f}_{u_k k}} \tag{22}$$

$c_{u_k k}$는 실수이기 때문에 $\mathbf{w}_{\mathrm{u_k k}}^{\mathrm{H}}\overline{\mathbf{H}}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{H}}\mathbf{f}_{\mathrm{u_k k}}$역시 실수이다. 결과적으로 $\mathbf{w}_{\mathrm{u_k k}}^{\mathrm{H}}\overline{\mathbf{H}}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{H}}\mathbf{f}_{\mathrm{u_k k}} = \mathbf{f}_{\mathrm{u_k k}}^{\mathrm{H}}\overline{\mathbf{H}}_{\mathrm{k}}\ \mathbf{w}_{\mathrm{u_k k}}$이고 $d_{u_k k}\sqrt{q_{u_k k}} = c_{u_k k}\sqrt{p_{u_k k}}$의 관계를 만족시킨다.

$\mathbf{D}_q, \mathbf{D}_p, \mathbf{D}_c, \mathbf{D}_d$ 는 각각 $\left\{\sqrt{q_{u_k k}}\right\}$, $\left\{\sqrt{p_{u_k k}}\right\}$, $\left\{c_{u_k k}\right\}$, $\left\{d_{u_k k}\right\}$를 대각 원소로 갖는 대각 행렬로 정의하자.

$$\mathbf{B}_{\mathrm{k}} = \mathrm{U}(\mathbf{W}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{H}}\overline{\mathbf{H}}_{\mathrm{k}}\mathbf{F}_{\mathrm{k}}),\ \widetilde{\mathbf{W}}_{\mathrm{k}} = \mathbf{F}_{\mathrm{k}}\mathbf{D}_{\mathrm{p}}^{-1}\mathbf{D}_{\mathrm{d}} = \mathbf{F}_{\mathrm{k}}\mathbf{D}_{\mathrm{q}}^{-1}\mathbf{D}_{\mathrm{c}}$$
$$\widetilde{\mathbf{F}}_{\mathrm{k}} = \mathbf{W}_{\mathrm{k}}\mathbf{D}_{\mathrm{c}}^{-1}\mathbf{D}_{\mathrm{q}}, \quad (\mathbf{X})^H = U(\mathbf{X}^{\mathrm{H}}) \tag{23}$$

위의 관계를 이용하여 이중 하향채널에서의 피드백 행렬인 $\widetilde{\mathbf{B}}_k$를 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\widetilde{\mathbf{B}}_k = L(\widetilde{\mathbf{W}}_k^{H}\overline{\mathbf{H}}_k\widetilde{\mathbf{F}}_k) = \mathbf{D}_c\mathbf{D}_q^{-1}\mathbf{B}_k^{H}\mathbf{D}_c^{-1}\mathbf{D}_q \tag{24}$$

(13)번식을 이용하면 하향채널 MMSE-DFE와 이중 DPC 모두 같은 총 전송률을 갖는 것을 알 수 있어 전송률의 손실이 없다. 같은 전력을 소비했을 때 같은 전송률을 얻는 것을 알 수 있다.

$$\sum_{u=1}^{N_R}\log(1+\rho_{u_k k}) = \log\left|\mathbf{I} + \frac{1}{N_0}\overline{\mathbf{H}}_k^{H}\mathbf{F}_k\mathbf{F}_k^{H}\overline{\mathbf{H}}_k\right| \tag{25}$$

4.2 하향-상향 변환

$\mathbf{T}_{\mathrm{u_k k}}$는 상향채널에서의 분산 행렬로 하향채널에서의 분산 행렬인 $\mathbf{S}_{\mathrm{u_k k}}$의 이중 상향 분산 행렬이다. 상향채널에서의 전송률은 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{u_k}^{MAC} = \log\frac{\left|\mathbf{I} + \sum_{l=u_k}^{U}\overline{\mathbf{H}}_{l_k k}^{H}\mathbf{T}_{l_k}\overline{\mathbf{H}}_{l_k k}\right|}{\left|\mathbf{I} + \sum_{l=u_k+1}^{I}\overline{\mathbf{H}}_{l_k k}^{H}\mathbf{T}_{l_k}\overline{\mathbf{H}}_{l_k k}\right|} \tag{26}$$

하향-상향 이중성을 이용하여 이중 상향 채널에서의 분산 행렬을 구하게 된다. BC-MAC 이중성을 이용하게 되면 상향 채널에서의 전송률과 하향채널에서의 전송률이 같음을 확인할 수 있다.

알고리즘 1과 알고리즘 2를 통하여 구한 $\mathbf{S}_{\mathrm{u_k k}}$를 이용하여 하향-상향 변환으로 $\mathbf{T}_{\mathrm{u_k k}}$를 구하게 된다. 상향채널과 하향채널의 인코딩 순서가 반대임을 고려하여 $\mathbf{M}_{\mathrm{u_k k}}$, $\mathbf{N}_{\mathrm{u_k k}}$행렬을 다음과 같이 정의하자.

$$\mathbf{M}_{u_k k} = \mathbf{I} + \overline{\mathbf{H}}_{u_k k}\left(\sum_{l=1}^{u-1}\mathbf{S}_{l_k k}\right)\overline{\mathbf{H}}_{u_k k}^{H} \tag{27}$$

$$\mathbf{N}_{u_k k} = \mathbf{I} + \sum_{l=u+1}^{U} \overline{\mathbf{H}}_{l_k k}^{H} \mathbf{T}_{l_k k} \overline{\mathbf{H}}_{l_k k} \tag{28}$$

여기서 $\mathbf{M}_{u_k k}$와 $\mathbf{N}_{u_k k}$는 각각 k번째 셀에서 u번째 사용자가 하향채널과 상향채널에서 받는 간섭을 나타낸다.

(7)번식을 이용하여 하향채널에서 u번째 사용자의 하향채널에서의 전송률은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{R}_{u_k k}^{BC} = \log \frac{\left| \mathbf{I} + \overline{\mathbf{H}}_{u_k k} \left(\sum_{j=1}^{u} \mathbf{S}_{j_k k} \right) \overline{\mathbf{H}}_{u_k k}^{H} \right|}{\left| \mathbf{I} + \overline{\mathbf{H}}_{u_k k} \left(\sum_{j=1}^{u-1} \mathbf{S}_{j_k k} \right) \overline{\mathbf{H}}_{u_k k}^{H} \right|} \tag{29}$$

[3]논문을 참고하여 상향채널에서의 전송률과 하향채널에서의 전송률을 같도록 하기 위해 유효한 채널에 SVD분해를 이용하여 다음과 같이 나타낸다.

$$\mathbf{M}_{u_k k}^{-\frac{1}{2}} \overline{\mathbf{H}}_{u_k k} \mathbf{N}_{u_k k}^{-\frac{1}{2}} = \mathbf{F}_{u_k k} \boldsymbol{\Lambda}_{u_k k} \mathbf{G}_{u_k k}^{H} \tag{30}$$

이를 이용하여 상향채널에서의 분산 행렬 $\mathbf{T}_{u_k k}$를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{T}_{u_k k} = \mathbf{M}_{u_k k}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{F}_{u_k k} \mathbf{G}_{u_k k}^{H} \mathbf{N}_{u_k k}^{\frac{1}{2}} \mathbf{S}_{u_k k} \mathbf{N}_{u_k k}^{\frac{1}{2}} \mathbf{G}_{u_k k} \mathbf{F}_{u_k k}^{H} \mathbf{M}_{u_k k}^{-\frac{1}{2}} \tag{31}$$

4.3 다중 셀 블록 대각 균등 채널 분해

4장 3절에서는 블록 대각 균등 채널 분해(BD-UCD)를 설명한다[23]. BD-UCD의 경우 각 블록별로 적절한 프리코더를 설정한 뒤 UCD를 적용해 각 부채널에서 같은 SINR을 갖도록 하여 블록마다 같은 전송률을 제공하게 된다.

$\overline{\mathbf{F}}_k$를 (10)번식 상황처럼 상향채널에서의 선형 프리코더라고 하자. 이는 4장 2절에서 구한 것처럼 하향-상향 변환을 이용한다. 그리고 임의의 블록 대각 유니타리 행렬인 $\overline{\mathbf{P}}_k$가 있다고 할 때 $\overline{\mathbf{F}}_k$로 구한 총 전송률과 $\overline{\mathbf{F}}_k \overline{\mathbf{P}}_k$로 구한 총 전송률은 같게 된다. 이 때 MMSE-DFE에서의 프리코더 $\mathbf{F}_k = \overline{\mathbf{F}}_k \overline{\mathbf{P}}_k$는 블록별로 같은 전송률을 갖게 되며 이를 위하여 $\overline{\mathbf{P}}_k$를 구하기 위해 다음을 따른다.

아래와 같은 등가 채널에 QR분해를 한다.

$$\begin{bmatrix} \overline{\mathbf{H}}_k^{H} \overline{\mathbf{F}}_k \overline{\mathbf{P}}_k \\ \sqrt{N_0} \mathbf{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_u \\ \mathbf{Q}_d \end{bmatrix} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{B} \tag{32}$$

$$\mathbf{F}_k = diag(\mathbf{F}_{1_k k}, \mathbf{F}_{2_k k}, \ldots, \mathbf{F}_{U_k k}), \quad \mathbf{F}_{u_k k} = \mathbf{T}_{u_k k}^{\frac{1}{2}} \tag{33}$$

여기서 Λ는 블록 별로 같은 원소를 갖는 대각 행렬이 되고 $\mathbf{F}$는 (31)번 식을 사용하여 구하는데 $\mathbf{T}$는 분산 행렬이기 때문에 (33)번식과 같이 정의 될 수 있다. (32)번식의 왼쪽 편은 아래와 같이 분해 될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \overline{\mathbf{H}}_k^{H} \overline{\mathbf{F}}_k \overline{\mathbf{P}}_k \\ \sqrt{N_0} \mathbf{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \overline{\mathbf{P}}_k^{H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{H}}_k^{H} \overline{\mathbf{F}}_k \\ \sqrt{N_0} \mathbf{I} \end{bmatrix} \overline{\mathbf{P}}_k \tag{34}$$

(34)번식의 가운데 식을 아래와 같이 BD-GMD를 사용하여 분해한다.

$$\begin{bmatrix} \overline{\mathbf{H}}_k^{H} \overline{\mathbf{F}}_k \\ \sqrt{N_0} \mathbf{I} \end{bmatrix}^{H} = \mathbf{P} \mathbf{L} \mathbf{Q}^{H} \tag{35}$$

여기서 $\mathbf{P}$는 블록 대각 행렬이고 $\mathbf{L}$은 아래 삼각행렬이다. 그리고 $\mathbf{P}$와 $\mathbf{Q}$모두 정규직교 열을 가진다. 결과적으로 (32)번식은 아래와 같이 분해한다.

$$\begin{bmatrix} \overline{\mathbf{H}}_k^{H} \overline{\mathbf{F}}_k \overline{\mathbf{P}}_k \\ \sqrt{N_0} \mathbf{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \overline{\mathbf{P}}_k^{H} \end{bmatrix} \mathbf{Q} \mathbf{L}^{H} \mathbf{P}^{H} \overline{\mathbf{P}}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{1u} \\ \mathbf{Q}_{1d} \end{bmatrix} \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{B} \tag{36}$$

그러므로 (36)번식에 의해 $\overline{\mathbf{P}}_k = \mathbf{P}$, $\boldsymbol{\Lambda}\mathbf{B} = \mathbf{L}^{H}$, $\mathbf{Q}_{1u}$는 $\mathbf{Q}$행렬에서 N_T번째 행으로 정의한다.

4장 1절의 이중성 기술을 이용하여 아래와 같이 이중 하향채널에서의 프리코딩, 피드백, 널링 행렬을 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \widetilde{\mathbf{F}}_k &= \mathbf{Q}_{1u} \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \mathbf{D}_c^{-1} \mathbf{D}_{q,} \\ \widetilde{\mathbf{B}}_k &= \mathbf{D}_c \mathbf{D}_q^{-1} \mathbf{L} \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \mathbf{D}_c^{-1} \mathbf{D}_q \\ \widetilde{\mathbf{W}}_k &= \overline{\mathbf{F}}_k \overline{\mathbf{P}}_k \mathbf{D}_q^{-1} \mathbf{D}_c \end{aligned} \tag{37}$$

여기서 $\mathbf{D}_q$는 (20)번식을 이용하여 구하게 되고

$\mathbf{D}_c$는 $\mathbf{Q}_{1u}\mathbf{\Lambda}^{-1}$의 열의 놈으로 구한다. (23)번식과 (24)번식에 $\overline{\mathbf{P}}_k = \mathbf{P}$, $\mathbf{\Lambda}\mathbf{B} = \mathbf{L}^H, \mathbf{Q}_u$을 대입하여 구해질 수 있다.

V. 모의실험 결과

5.1 모의실험 파라미터

제안하는 방법을 기존 방법과 시뮬레이션을 통하여 비교한다. 기본적으로 16QAM을 이용하였고 채널 상황은 5장 5절을 제외하면 $12\times\{4,4,4\}$ 시스템으로로 송신안테나 12개와 3명의 사용자가 각각 4개의 수신안테나를 갖는 하향채널을 고려하였다. 5장 3절의 결과를 제외하고 셀의 수는 3개로 고정하였다. 앞에서 언급한 것과 같이 α는 셀간 간섭의 상대적 세기를 나타낸다. $\widetilde{\mathbf{H}}_{u_k r} \sim CN(0,\mathbf{I})$는 r번째 셀의 기지국과 k번째 셀의 u번째 사용자 사이의 정규화된 채널이라 하면,

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{u_k r} = \widetilde{\mathbf{H}}_{u_k r} & , k = r \\ \mathbf{H}_{u_k r} = \alpha\widetilde{\mathbf{H}}_{u_k r} & , k \neq r \end{cases} \tag{38}$$

와 같이 정의하자. $k=r$일 경우 $\mathbf{H}_{u_k r} \sim CN(0,\mathbf{I})$의 분포를 따르고, $k \neq r$일 경우 $\mathbf{H}_{u_k r} \sim CN(0,\alpha^2\mathbf{I})$인 확률 분포를 따른다. $\alpha = 0$인 상황이라면 셀간 간섭은 0으로 다중 셀 상황이 아닌 하나의 셀에서의 상황이 된다.

THP의 경우 전력손실 $(M-1)/M$을 고려하였다.

5.2 THP와 BD-UCD 비교

그림 5는 BD-UCD와 MMSE-THP를 다중 셀 다중 사용자 다중입력 다중출력 하향채널 상황에서 비교한다.

$\alpha = 0.01$로 정했을 때 10^{-2}에서 BD-UCD와 MMSE-THP사이에 약 5dB정도의 BER 차이가 난다.

5.3 셀 수에 따른 BER 비교

그림 6은 같은 16QAM상황에서 실선은 BD-UCD에 대한, 점선은 MMSE-THP의 결과를 나타낸다. $\alpha = 0.1$이고, 셀의 수를 2, 3, 5, 7개로 바꾸어 실험하였다. 모든 셀 수의 변화에 있어서 BD-UCD가 MMSE-THP보다 낮은 BER을 달성했다. 주변에 셀의 수가 많을수록 셀간 간섭이 많아지기 때문에 BER이 높아지게 된다. 자신을 포함한 주변 셀의 수가 5개 일 때 BER이 10^{-1}에서 7dB정도의 차이가 나는 것을 볼 수 있다.

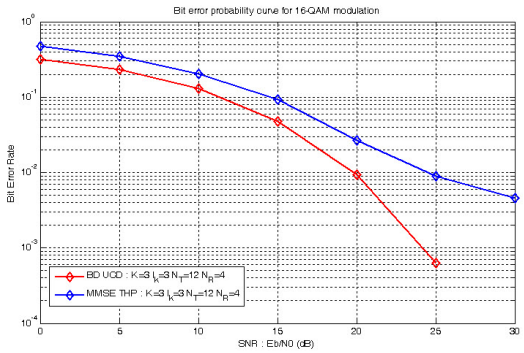

그림 5. 16QAM에서 BD-UCD와 THP를 이용한 MMSE-DPC의 BER 비교
Fig. 5. BER performance comparison of BD-UCD and MMSE-DPC using THP in 16QAM

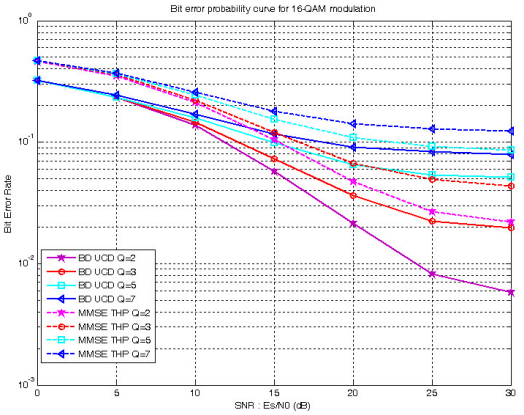

그림 6. 셀 수의 변화에 따른 BD-UCD와 MMSE-THP의 BER 비교
Fig. 6. BER performance comparison of BD-UCD and MMSE-THP according to the number of cells

5.4 α에 따른 BER 비교

그림 7은 16QAM상황에서 실선은 BD-UCD에 대한, 점선은 MMSE-THP의 결과를 나타내었고 alpha =0, $\alpha = 0.1$, $\alpha = 0.3$, $\alpha = 1$로 바꾸어 실험하였다. 앞에서 언급한 것과 같이 α는 타 셀의 간섭이 미치는 정도에 대한 변수로 α가 0이 되면 다중 셀 상황이 아닌 단일 셀 다중 사용자 상황이 된다. α가 클수록 타 셀에 미치는 영향이 커지기 때문에 BER이 높게 나오는 것을 확인할 수 있고 α가 0.01일 때는 셀

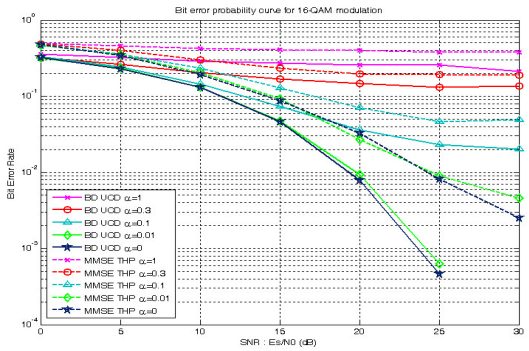

그림 7. α의 변화에 따른 BD-UCD와 MMSE-THP의 BER 비교
Fig. 7. BER performance comparison of BD-UCD and MMSE-THP according to α

간 간섭이 없을 경우와 비교해도 거의 차이가 없음을 볼 수 있다. α가 0.01일 경우 BER이 10^{-2}에서 5dB의 차이를 BD-UCD에서 보이는 것을 확인된다.

5.5 안테나 수에 따른 BER 비교

그림 8도 마찬가지로 16QAM상황에서 실선은 BD-UCD에 대한, 점선은 MMSE-THP의 결과를 나타낸다. 결과의 차이를 보기 편하게 하기 위하여 $\alpha = 0.05$로 설정하였고, 3명의 사용자가 24개의 송신안테나와 4개의 수신안테나를 가질 경우, 3명의 사용자가 12개의 송신안테나와 4개의 수신안테나를 가질 경우, 3명의 사용자가24개의 송신안테나와 8개의 수신안테나를 가질 경우, 6명의 사용자가 24개의 송신안테나와 4개의 수신안테나를 가질 경우로 바꾸어 실험하였다. 핑크색처럼 송신안테나가 총 수신안테나

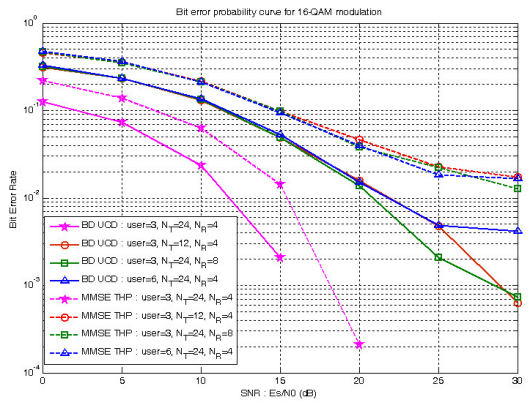

그림 8. 안테나 수의 변화에 따른 BD-UCD와 MMSE-THP의 BER 비교
Fig. 8. BER performance comparison of BD-UCD and MMSE-THP according to the number of antennas

보다 많은 경우가 송신안테나와 총 수신안테나가 같을 경우보다 BER이 낮게 나오는 것을 확인할 수 있다. 송신안테나와 총 수신안테나의 수가 같을 경우는 사용자의 수가 많거나 안테나 수의 변화가 있어도 총합이 같다면 비슷한 결과를 얻는 것을 볼 수 있다. 총합이 같을 때는 BER이 10^{-1}에서 10dB정도의 차이를 보이는데 송신안테나가 많을 경우는 BER이 10^{-1}에서 7dB정도의 차이를 보이는 것을 확인 하였다.

Ⅵ. 결 론

본 논문은 다중 셀 다중입력 다중출력 하향채널 상황하에서 블록 대각 균등 채널 분해를 제안하였다. 이 방법은 각 사용자에게 각 부채널 별로 동일한 SINR을 만들어서 변조나 코딩시에 같은 전송률을 보장하는 것이 가능하다. 셀간 간섭을 고려하여 채널을 재정의 하였고 재정의한 채널상황을 바탕으로 상향채널의 MMSE-DFE와 하향채널의 DPC와의 이중성을 이용하여 BD-UCD를 적용하였다. 제안 방법은 BD-GMD와 같이 블록마다 같은 전송률을 보장하지만 BD-GMD기법과는 다르게 총 전송률의 손실을 보지 않는다. 시뮬레이션을 통해서 MMSE-THP보다 낮은 BER을 얻게 되는 것을 확인하였다. 이 연구는 HetNet과 같이 셀이 많은 통신환경에 적용하여 확장이 가능할 것이다.

References

[1] M. Costa, "Writing on dirty paper," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 29, no. 3, pp. 439-441, May 1983.

[2] G. Caire and S. Shamai, "On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 7, pp. 1691-1706, Jul. 2003.

[3] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Duality, achievable rates and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658-2668, Oct. 2003.

[4] W. Yu and J. Cioffi, "Sum capacity of gaussian vector broadcast channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 9, pp. 1875-1892, Sept. 2004.

[5] K.-K. Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, "A joint-channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 2, no. 4, pp. 773-786, Apr. 2003.

[6] Q. Spencer, A. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.

[7] L.-U. Choi and R. Murch, "A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 3, no. 1, pp. 20-24, Mar. 2004.

[8] Z. Pan, K.-K. Wong, and T.-S. Ng, "Generalized multiuser orthogonal space-division multiplexing," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 3, no. 6, pp. 1969-1973, Jun. 2004.

[9] P. Viswanath, D. N. C. Tse, and R. Laroia, "Opportunistic beamforming using dumb antennas," *IEEE Trans. Inf. Theory,* vol. 48, no. 6, pp. 1277-1294, Jun. 2002.

[10] Y.-C. Liang and R. Zhang, "Random beamforming for MIMO systems with multiuser diversity," in *Proc. PIMRC,* vol. 1, pp. 290-294, Sept. 2004.

[11] H.-S. Kim, T.-H. Hong, and Y.-S. Cho, "A cell selection technique considering MIMO Precoding," *J. KICS*, vol. 37, no. 12, pp. 1076-1084, Dec. 2012.

[12] B.-W. Seo, "Non-redundant precoding based blind channel estimation scheme for OFDM Systems," *J. KICS*, vol. 37, no. 6, pp. 450-457, Jun. 2012.

[13] D. Palomar, J. Cioffi, and M. Lagunas, "Joint Tx-Rx beamforming design for multicarrier MIMO channels: A unified framework for convex optimization," *IEEE Trans. Signal Process.,* vol. 51, no. 9, pp. 2381-2401, Sept. 2003.

[14] W.-S. Kim, "Performance analysis of precoded MIMO MMSE receivers in transmit-correlated rayleigh channels," *J. KICS*, vol. 38, no. 7, pp. 552-559, Jul. 2013.

[15] Y. Jiang, J. Li, and W. W. Hager, "Joint transceiver design for MIMO communications using geometric mean decomposition," *IEEE Trans. Signal Process.,* vol. 53, no. 10, pp. 3791-3803, Oct. 2005.

[16] P. Viswanath and D. Tse, "Sum capacity of the vector Gaussian broadcast channel and uplink-downlink duality," *IEEE Trans. Inf. Theory,* vol. 49, no. 8, pp. 1912-1921, Aug. 2003.

[17] Y. Jiang, J. Li, and W. Hager, "Uniform channel decomposition for MIMO communications," *IEEE Trans. Signal Process.,* vol. 53, no. 11, pp. 4283-4294, Nov. 2005.

[18] L. An, "D. C. programming for solving a class of global optimization problems via reformulation by exact penalty," *Global Optim. Constraint Satisfact.*, vol. 2861, pp. 87-101, 2003.

[19] R. Horst and N. V. Thoai, "DC programming: Overview," *J. Optimiz. Theory Appl.*, vol. 103, no. 1, pp. 1-43, Oct. 1999.

[20] D. H. N. Nguyen and T. Le-Ngoc, "Sum-rate maximization in the multicell MIMO broadcast channel with interference coordination," *IEEE Trans. Signal Process.,* vol. 62, no. 6, pp. 1501-1513, Mar. 2014.

[21] B. Hassibi, "A fast square-root implementation for BLAST," in *Proc. Asilomar Conf.* 1255-1259, Nov. 2000.

[22] M. K. Varanasi and T. Guess, "Optimum decision feedback multiuser equalization with successive decoding achieves the total capacity of the Gaussian multiple-access channel," in *Proc. Asilomar Conf,.* pp. 1405-1409, Nov. 1997.

[23] S. Lin, W. L. Ho, and Y. C. Liang, "Block diagonal geometric mean decomposition (BD-GMD) for MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Wireless Commun*., vol. 7, no. 7, pp. 2778-2789, Jul. 2008.

박 유 한 (Yu-han Park)

2013년 8월 : 인하대학교 정보통신공학과 학사

2013년 9월~현재 : 인하대학교 정보통신공학과 석사

<관심분야> 전자공학, 통신공학

박 대 영 (Daeyoung Park)

2004년 : 서울대학교 전기 컴퓨터 공학부 박사

2004년~2007년 : 삼성전자 책임 연구원

2007년~2008년 : University of Southern California, 방문 연구원

2008년~현재 : 인하대학교 교수

<관심분야> 이동통신, 다중 안테나 시스템