

Collaborative MIMO 시스템을 위한 전력기반 스케줄링 방식

정회원 김 영 준*, 이 정 승*, 종신회원 백 두 권**

Power based scheduling for Collaborative MIMO system

Young-Joon Kim*, Jung-Seung Lee* *Regular Members,*

Doo-Kwon Baik** *Lifelong Member*

요 약

무선통신 시스템에 있어서 스펙트럼 효율성과 전송속도의 극대화를 위해 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 기술을 시스템에 적용하는 노력이 계속되고 있다. 최근 대두되고 있는 WiMAX와 LTE 는 OFDM 기반 기술로서 CDMA보다 MIMO기술을 적용하기 쉽다는 장점에 의해 MIMO 기술을 기본으로 채택하고 있다. 하향 링크에서는 STC(Space Time Coding) 방식과 SM(Spatial Multiplexing) 방식을 사용하여 MIMO 방식을 기본 기술로 적용하였으며 상향링크에서는 C-MIMO(Collaborative MIMO) 기술이 사용된다. 특히, 상향링크는 양방향 데이터 통신을 활용한 다양한 신규 서비스가 제안되고 있어 전송 성능을 개선시킬 수 있는 C-MIMO의 성능향상이 기술 쟁점이 되고 있다.

본 논문에서는 C-MIMO 성능 향상을 위하여 기존에 사용되고 있는 신호간 직교성(OF: Orthogonal Factor)의 성질을 이용하여 단말 조합을 선택하는 방식(DPS: Determinant Pairing Scheduling)과 신호간 직교성을 사용하지 않고 단말 조합을 선택하는 방식(RPS: Random Pairing Scheduling)을 분석하였다. 또한 DPS와 RPS 방식을 보완한 새로운 알고리즘을 제안 하여 스펙트럼 효율을 높이는 방법을 고안하였다. 결과에 의하면 새로운 알고리즘을 통하여 RPS 대비 2~3dB 이득을 보았으며 DPS에 비하여 현격하게 복잡도를 감소 시켰다.

Key Words : C-MIMO, OFDM, WiMAX, LTE, Orthogonal Factor

ABSTRACT

In order to maximize spectrum efficiency and data rate MIMO(Multiple Input Multiple Output) is adopted to wireless system. OFDM-based WiMAX and LTE accommodate MIMO as mandatory technology. STC(Space Time Coding) and SM(Spatial Multiplexing) are used in downlink while in uplink C-MIMO(Collaborative MIMO) is used to improve data throughput.

In this paper conventional pairing schemes, RPS(Random Pairing Scheduling) and DPS(Determinant Pairing Scheduling) are analyzed. From the analysis the performance of DPS algorithm is better than that of RPS because DPS measures orthogonal factor between paired users. However, there are potential problems such as hardware complexity and performance. To overcome the issues Power-Based Scheduling(PBS) algorithm is proposed for C-MIMO. PBS can provide higher performance compared to RPS and dramatically reduce hardware complexity compared to DPS

* LG-Nortel R&D Center (yjkim7183, jeslee@lg-nortel.com),

** 고려대학교 정보통신대학 컴퓨터학과 (baik@software.korea.ac.kr)

논문번호: KICS2008-10-469, 접수일자: 2008년 10월 22일, 최종논문접수일자: 2008년 12월 5일

I. 서 론

최근 들어 이론으로만 언급되었던 MIMO 기술들이 실제 시스템에 적용되어 시스템 성능을 개선하는 사례가 많아지고 있다. MIMO 기술은 송신기에서의 다중 안테나와 수신기의 다중 안테나를 접목함으로써 스펙트럼 효율을 개선하고 데이터 전송율을 최대화 할 수 있다. MIMO 기술은 최근 상용화된 WiMAX 표준에 채택되었으며, 4G 기술로 대표되는 LTE 시스템에도 기본적으로 적용된다^{[1],[2]}. 그러나 MIMO 기술은 송신기의 안테나가 다중으로 구성되어 있어야 하고 전송 전력이 작은 경우 적용하기가 어렵기 때문에 상향링크에 MIMO 기술을 사용하기 힘들었다.

최근에는 MIMO 전송 방식을 응용하여 하나의 안테나를 갖는 다수의 송신기를 마치 하나의 송신기가 다중 안테나를 사용하는 것처럼 동작하게 하여 MIMO 효과를 얻고 있다. 이러한 기술을 C-MIMO라고 부르며 WiMAX와 LTE 상향링크에 채택되어 있다^{[3],[4],[5]}. C-MIMO 방식의 장점으로는 시스템의 전송효율을 향상시키면서도, MIMO 단말기 대비 단말기의 복잡도를 낮추어 단말 제조 비용을 줄이고 기존방식처럼 단일 안테나를 이용하기 때문에 기존의 MIMO보다 장점이 있다. 그림 1에서는 C-MIMO 로 운용되는 WiMAX 시스템의 채널 구조를 보여주고 있다. C-MIMO를 사용하지 않는 경우 두 개의 단말기는 동일한 무선 자원을 사용할 수 없지만 C-MIMO 기술을 적용하면 동일한 자원(화살표 표시 부분)을 두 개의 단말기가 공유하게 된다. 이러한 경우 수신기는 MIMO 등화기를 통하여 두 사용자의 정보를 복원한다.

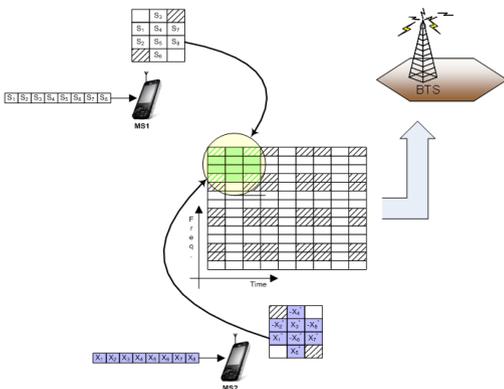


그림 1. C-MIMO 자원할당

위에서 언급한 C-MIMO의 장점을 극대화시키기 위한 스케줄링 방식에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있는데 기존 연구 활동에 의하면 두 단말로부터 수신되는 신호의 직교값(OF: Orthogonal Factor)을 연산하고 이 값을 스케줄러에 알려주어 상향 링크 성능을 향상 시키기 위한 연구들이 진행되어져 왔다^[6]. 그러나, 신호의 직교성을 이용한 스케줄러는 사용자 수 증가에 따라 계산해야 하는 직교값의 연산량이 급속도로 증가한다. 예를 들어 셀에 100명의 사용자가 있는 경우에는 4950(=100C₂)개의 조합에 대하여 연산해야 하고 200명의 사용자가 있는 경우에는 19900(=200C₂)의 조합에 대하여 계산해야 한다. 이렇게 직교값을 이용한 알고리즘의 복잡도, 단말의 이동성, 다수 단말의 조합에 대한 필요성 등 때문에 상용 시스템에는 수신 신호간의 직교값을 고려한 기술은 구현에 제약이 많이 따르게 된다. 이러한 제약사항 때문에 이론적인 장점에도 불구하고 실질적으로는 직교값을 계산하지 않는 방법으로 C-MIMO를 운영하는 경우가 많다. 그러므로 C-MIMO의 성능을 향상시키기 위해서는 시스템에 적절한 복잡도를 요구하며 직교값 계산을 최소화시킬 수 있는 연구가 필요하며 특히, C-MIMO에서 최적화된 단말의 선택은 성능과 직접적으로 연관되므로 최적화된 단말 선정 방식은 매우 중요한 요인이 된다.

본 논문의 II장에서는 C-MIMO의 스케줄링 방식과 C-MIMO 환경에서 직교성의 특성을 살펴보고, III장에서는 기존 알고리즘을 보완한 새로운 알고리즘을 제안하고 모의실험을 통하여 결과를 알아보고 IV장에서 결론을 맺도록 한다.

II. C-MIMO 분석

상향링크 수신기의 안테나가 2개인 경우 C-MIMO 환경은 그림 2와 같다. 송신 정보는 x 이며 각 사용자에 의한 채널은 $H=[H_1 H_2]$ 이다. 채널 매트릭스 H 는 식 (1)~(2)로 정의되고 수신신호는 식 (3)과 같다.

$$H_1 = [h_{11} \ h_{21}]^T = [r_{11}e^{j\theta_{11}} \ r_{21}e^{j\theta_{21}}]^T$$

$$H_2 = [h_{12} \ h_{22}]^T = [r_{12}e^{j\theta_{12}} \ r_{22}e^{j\theta_{22}}]^T \quad (1)$$

$$H = [H_1 \ H_2] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11}e^{j\theta_{11}} & r_{12}e^{j\theta_{12}} \\ r_{21}e^{j\theta_{21}} & r_{22}e^{j\theta_{22}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

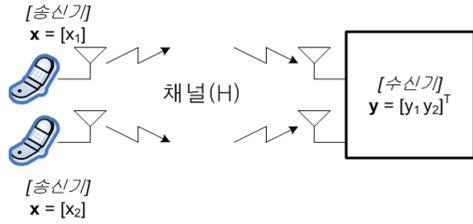


그림 2. C-MIMO 시스템 모델

$$Y = [y_1 \ y_2]^T = H \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 x_1, x_2 는 송신 신호이고 n_1, n_2 는 분산이 σ^2 인 백색잡음이다.

수신기의 채널 정보 이용 여부에 따라 두 사용자의 선택 방법은 다음과 같은 방식이 있다⁷⁾.

- RPS (Random Pairing Scheduling)
- DPS (Determinant Pairing Scheduling)

RPS 방식은 채널의 직교성을 고려하지 않고 랜덤하게 단말을 선택하는 방법이다. RPS 방법은 사용자 채널값을 고려하지 않으므로 데이터 처리량의 이득을 얻기 힘들다. DPS 방식은 채널의 직교성을 고려하여 사용자를 선택하는 방법이므로 RPS보다 더 좋은 성능을 기대할 수 있다. DPS 스케줄링 방식을 위한 직교값은 식 (4)와 (5)로 계산된다.

여기서 H^H 은 채널 H 의 에르미트 행렬 (Hermitian matrix)이고 에르미트 행렬은 행렬 H 의 전치 행렬 및 켤레 복소수를 의미한다.

식 (4)의 f_{11} 과 f_{22} 는 사용자1과 2에 의한 채널 전력을 의미하고 f_{12} 와 f_{21} 은 켤레 복소수 관계이다. 식 (5)에서 직교값은 $f_{11} * f_{21} = 0$ 인 경우 1이 되고 $f_{11} * f_{22} = f_{12} * f_{21}$ 인 경우 0이 된다. 만약 직교값이 1이라면 동일한 무선 자원을 사용하는 송신기간 상호 간섭이 없어서 두 개의 1x2 SIMO를 사용하는 것

$$F = H^H H = \begin{bmatrix} r_{11}^2 + r_{21}^2 & r_{11} \cdot r_{12} e^{j(\theta_{12} - \theta_{11})} + r_{21} \cdot r_{22} e^{j(\theta_{22} - \theta_{21})} \\ r_{11} \cdot r_{12} e^{j(\theta_{11} - \theta_{12})} + r_{21} \cdot r_{22} e^{j(\theta_{21} - \theta_{22})} & r_{12}^2 + r_{22}^2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$OF = \frac{\det(F)}{f_{11} \times f_{22}} = \frac{r_{11}^2 r_{22}^2 + r_{12}^2 r_{21}^2 - 2r_{11} r_{12} r_{21} r_{22} \cdot \cos((\theta_{11} - \theta_{12}) - (\theta_{21} - \theta_{22}))}{(r_{11}^2 + r_{21}^2)(r_{12}^2 + r_{22}^2)} = \frac{r_{11}^2 r_{22}^2 + r_{12}^2 r_{21}^2 - 2r_{11} r_{12} r_{21} r_{22} \cdot \cos(\phi)}{(r_{11}^2 + r_{21}^2)(r_{12}^2 + r_{22}^2)} \quad (5)$$

$$CINR_{C-MIMO} = \left(\begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} \right)^H \left(HH^H + \frac{\sigma^2}{E_s} I - \left(\begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} \right)^H \right)^{-1} \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} = \frac{r_{11}^2 + r_{21}^2}{\frac{\sigma^2}{E_s}} \frac{|r_{11} r_{12} e^{j(\theta_{12} - \theta_{11})} + r_{21} r_{22} e^{j(\theta_{22} - \theta_{21})}|^2}{\frac{\sigma^2}{E_s} (\frac{\sigma^2}{E_s} + r_{12}^2 + r_{22}^2)} \quad (6)$$

$$= \frac{r_{11}^2 + r_{21}^2}{\frac{\sigma^2}{E_s}} \left(1 - \frac{|r_{11} r_{12} e^{j(\theta_{12} - \theta_{11})} + r_{21} r_{22} e^{j(\theta_{22} - \theta_{21})}|^2}{(r_{11}^2 + r_{21}^2) (\frac{\sigma^2}{E_s} + r_{12}^2 + r_{22}^2)} \right)$$

과 같게 된다. 즉 데이터 처리량이 두 배가 된다. 반면 직교값이 0이라면 두 사용자의 간섭에 의해 신호 구분을 할 수 없게 되어 데이터 처리량이 0에 가까워진다.

C-MIMO에서 MMSE(Minimum Mean Square Error) 등화기를 가정하면 수신 신호의 CINR은 식 (6)과 같이 구해진다.

식 (6)을 송수신기의 위치가 가까운 경우와 먼 경우로 구분하면 각각 식 (7)과 (8)같이 단순화된다.

송수신기의 위치가 가까운 경우는 수신되는 CINR이 높은 지역이다. 송신 전력이 일정하다고 가정하면 잡음 전력이 0에 근접하게 되고 SIMO로 수신되는 CINR에 직교값을 곱한 결과가 나온다. 즉, 높은 CINR 영역에서는 직교값이 높아짐에 따라 수신되는 C-MIMO CINR이 높아진다. 반면 송수신기의 위치가 먼 경우는 잡음 전력이 크므로 직교값으로 C-MIMO의 CINR을 제어할 수 없을 뿐만 아니라 동작영역을 벗어나게 된다.

RPS, DPS의 특성을 확인하기 위하여 식 (6)을 이용하여 송신 CINR 및 사용자수에 따라 수신 CINR을 모의실험 하였다. 여기서 $r_{11} \sim r_{22}$ 는 레일레이(rayleigh) 분포를 갖는 확률변수를 사용하였으며

$$CINR_{low} = \lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{r_{11}^2 + r_{21}^2}{\frac{\sigma^2}{E_s}} \left(1 - \frac{|r_{11} r_{12} e^{j(\theta_{12} - \theta_{11})} + r_{21} r_{22} e^{j(\theta_{22} - \theta_{21})}|^2}{(r_{11}^2 + r_{21}^2) (\frac{\sigma^2}{E_s} + r_{12}^2 + r_{22}^2)} \right) = \frac{r_{11}^2 + r_{21}^2}{\frac{\sigma^2}{E_s}} \quad (7)$$

$$CINR_{high} = \lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{r_{11}^2 + r_{21}^2}{\frac{\sigma^2}{E_s}} \left(1 - \frac{|r_{11} r_{12} e^{j(\theta_{12} - \theta_{11})} + r_{21} r_{22} e^{j(\theta_{22} - \theta_{21})}|^2}{(r_{11}^2 + r_{21}^2) (\frac{\sigma^2}{E_s} + r_{12}^2 + r_{22}^2)} \right) = \frac{r_{11}^2 + r_{21}^2}{\frac{\sigma^2}{E_s}} \left(1 - \frac{|r_{11} r_{12} e^{j(\theta_{12} - \theta_{11})} + r_{21} r_{22} e^{j(\theta_{22} - \theta_{21})}|^2}{(r_{11}^2 + r_{21}^2) (r_{12}^2 + r_{22}^2)} \right) = \frac{r_{11}^2 + r_{21}^2}{\frac{\sigma^2}{E_s}} \times OF \quad (8)$$

$\theta_{11} \sim \theta_{22}$ 는 $0 \sim 2\pi$ 의 값을 갖는 유니폼 분포를 가정하였다.

그림 3(a)는 스케줄링할 수 있는 사용자가 충분한 상황(10명)에서 송신 CINR에 따른 수신 CINR을 나타낸다. 식 (7)에서 예측한 것과 같이 낮은 CINR에서는 두 스케줄러의 결과가 동일하지만 높은 CINR에서는 DPS가 RPS에 비해 좋은 성능을 보여준다. 이것은 사용자 수가 충분하여 직교값이 1에 가까운 사용자 조합을 구할 수 있었기 때문이다. 그림 3(b)는 높은 CINR 영역에서 사용자의 수에 따른 수신 CINR이다. 사용자의 수가 2명인 경우에는 선택할 수 있는 경우의 수가 하나밖에 없으므로 DPS와 RPS는 동일하지만 사용자 수가 많아지면 직교값이 1에 가까운 사용자 조합을 찾을 수 있게 되어 DPS는 수신 CINR이 1x2 SIMO에 근접한다.

앞의 모의실험은 채널 추정이 이상적으로 되어 채널 추정값에 잡음이 포함되지 않고 신호 왜곡이 없는 상황을 고려하였지만 실제 환경에서는 채널 추정 과정에서 백색 잡음을 완벽하게 제거하지 못하고 추정된 채널에는 왜곡이 존재한다.

CAZAC(Constant Amplitude Zero Auto Correlation) 코드를 사용하는 LTE 상향링크의 DMRS(Demodulation Reference Signal) 및 SRS(Sounding Reference Signal)의 경우에 채널 추정을 위해서 시간 영역에서 필터링을 수행한다. 즉, 자기 상관의 최대인 구간을 취하고 백색 잡음과 다른 사용자의 간섭 신호를 제거하는데 취하는 구간에 따라 백색 잡음의 포함정도가 달라진다. 여기서는 채널 추정에 백색 잡음이 추가되어 있는 환경을 고려하기 위하여 식 (9)와 같이 이상적인 채널 매트릭스에 백색잡음이 포함된 것을 모델링하였다.

$$H_{noise} = H + \alpha N$$

$$= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} + \alpha \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서 H 는 이상적인 채널 매트릭스이고 N 의 각 요소는 분산이 σ^2 인 백색 잡음이다. α 는 채널 추정에 백색 잡음이 섞이는 정도를 나타내며 0~1의 값을 갖는다.

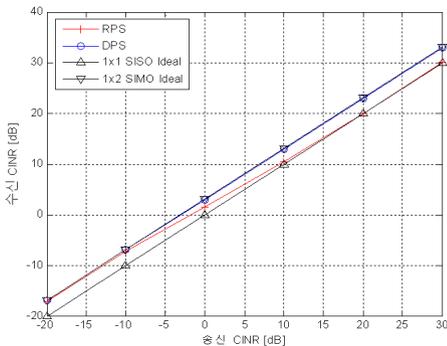
그림 4는 채널 매트릭스에 백색 잡음이 포함된 경우 RPS와 DPS의 수신 CINR을 나타낸다. SISO 성능 그래프와 SIMO 성능 그래프는 그림 3과의 비교를 위하여 이상적인 조건으로 나타내었다. 또한 채널 추정에 포함되는 백색잡음의 정도(α)를 5%~30%로 가정하였다. RPS를 적용한 결과인 그림 4(a) 그래프에서는 C-MIMO의 성능이 높은 CINR로 가면서 SISO 그래프에 수렴하고 DPS를 적용한 그림 4(b)에서는 C-MIMO의 성능이 높은 CINR로 가면서 SIMO 그래프에 수렴한다. 하지만 낮은 CINR에서는 두 경우 모두 채널 추정에 포함되어 있는 백색 잡음에 의해 이상적인 상황보다 높은 수신 CINR을 나타내지만 백색 잡음에 의한 것이므로 실제 상황에서는 적합하지 못한 구간이다.

그림 5는 채널 매트릭스에 백색잡음이 포함된 경우 직교값의 정확도를 나타낸다. 정확도를 나타내기 위한 RMS(Root Mean Square)에러는 식 (10)과 같이 표현된다.

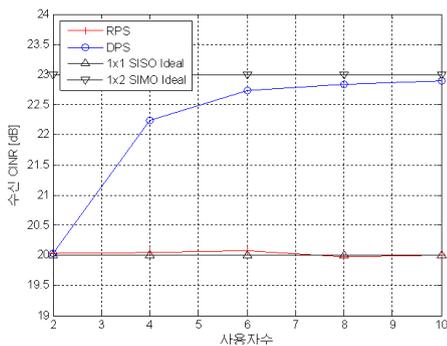
$$RMS\ Error = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} (OF_{Ideal,i} - OF_{Real,i})^2} \quad (10)$$

여기서 M 은 모의실험의 총 반복횟수이고 $OF_{Ideal,i}$ 와 $OF_{Real,i}$ 는 i 번째 이상적인 직교값과 백색잡음이 섞인 경우의 직교값이다.

직교값은 CINR이 낮아질수록 그리고 채널 추정에 백색잡음이 많이 포함될수록 정확도는 떨어진다.

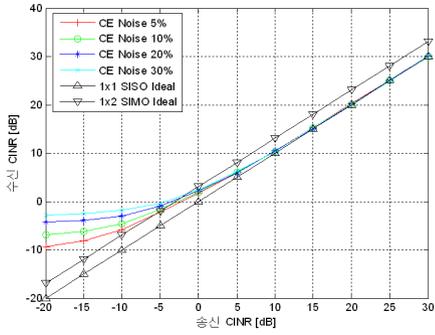


(a) 송신 CINR에 따른 수신 CINR(10명)

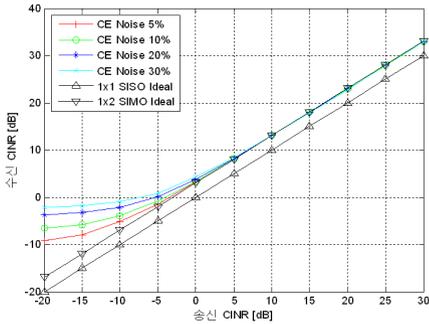


(b) 사용자 수에 따른 수신 CINR(송신 CINR=20dB)

그림 3. 이상적 조건에서 수신 CINR



(a) RPS



(b) DPS

그림 4. 채널 추정에 잡음이 포함된 경우 수신 CINR

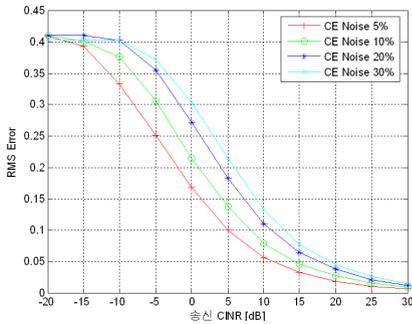


그림 5. 직교값의 정확도

예를 들어 $CINR=0dB$, $\alpha=0.1$ 인 경우 RMS는 약 0.21인데 실제값에 비해 0.21만큼 편차가 있을 확률이 높다는 것이다. 그림 4와 그림 5를 통하여 보았을 때 CINR이 낮은 경우에는 채널 추정이 부정확해지므로 충분히 높은 CINR에서 DPS를 적용하는 것이 적당하다.

III. 제안 알고리즘 및 모의실험

II장에서 살펴 본 것과 같이 RPS를 이용하여 C-MIMO를 스케줄링하는 경우 수신기의 복잡도는

줄일 수 있으나 데이터 전송율의 이득을 얻기 힘들고 DPS를 이용하여 스케줄링하는 경우에는 데이터 전송율은 높일 수 있으나 수신기의 복잡도가 과도하게 증가되는 것을 알 수 있었다.

복잡도는 DPS보다 낮게 하며 성능은 RPS보다 높은 스케줄링 방식을 고안하기 위하여 식 (5)에서 두 사용자의 간섭을 최소화하는 조건을 정리하면 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned}
 OF_{\min} &= OF|_{\theta=0} \\
 &= \frac{r_{11}^2 r_{22}^2 + r_{12}^2 r_{21}^2 - 2r_{11}r_{12}r_{21}r_{22}}{(r_{11}^2 + r_{21}^2)(r_{12}^2 + r_{22}^2)} \\
 &= \frac{|r_{11}r_{22} - r_{12}r_{21}|^2}{(r_{11}^2 + r_{21}^2)(r_{12}^2 + r_{22}^2)} \\
 &= \frac{((r_{11}r_{22} - r_{12}r_{21})/\sigma^2)^2}{(r_{11}^2 + r_{21}^2)(r_{12}^2 + r_{22}^2)/\sigma^4} \\
 &= \frac{|\sqrt{CINR_{11}CINR_{22}} - \sqrt{CINR_{12}CINR_{21}}|^2}{(CINR_{11} + CINR_{21})(CINR_{12} + CINR_{22})} \quad (11)
 \end{aligned}$$

식 (11)의 분자를 취하여 제곱근을 제거하여 정리하면 식 (12)와 같다.

$$D_{xy} = |CINR_{1x} \times CINR_{2y} - CINR_{1y} \times CINR_{2x}| \quad (12)$$

여기서 $CINR_{ab}$ 는 b 사용자가 a 수신 안테나에 대한 CINR을 나타낸다.

식 (12)를 이용하여 사용자 조합을 선택하면 최소 직교값을 보장하면서 사용자 간섭을 작게 할 수 있다. 본 알고리즘은 수신전력에 의해 사용자를 선택하므로 PBS(Power Based Scheduling)이라 한다. 그림 6은 PBS의 흐름도이며 다음과 같이 동작한다.

1. 셀에 속해 있는 사용자의 수신 CINR을 안테나

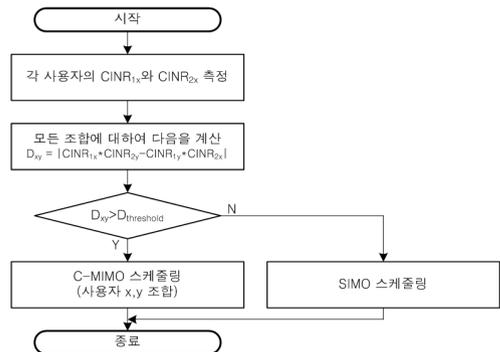


그림 6. C-MIMO를 위한 PBS 알고리즘 흐름도

별로 측정한다.

2. 사용자의 모든 조합에 대하여 식 (12)를 이용하여 D_{xy} 를 계산한다.
3. 계산된 모든 D_{xy} 에 대하여 최대값을 구하고 미리 결정되어 있는 임계치와 비교한다.
4. 최대 D_{xy} 가 임계치를 넘지 못하는 경우에는 SIMO 스케줄링을 하고 넘는 경우에는 해당 사용자 조합에 대하여 C-MIMO 스케줄링을 한다.

그림 7은 PBS 알고리즘을 적용하였을 때 C-MIMO CINR을 나타낸다. 여기서 임계치는 5/0를 사용하였다. 제안된 알고리즘에 의하면 RPS에 비하여 약 2~3dB의 성능 이득을 얻을 수 있고 DPS에 매우 근접한 성능이 나옴을 알 수 있다.

수신 CINR의 성능효과가 무선 링크에서는 어떤 영향이 있는지 알아보기 위하여 그림 8과 같이 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Multiple Access) 방식에 기반한 LTE 상향링크를 구성하여 비트오율(BER) 성능을 모의실험하였다^{[5],[9]}.

LTE 상향링크의 서브프레임(subframe)은 두 개의 슬롯으로 이루어져 있고 하나의 슬롯은 7개의 SC-FDMA 심볼로 구성된다. 슬롯의 네 번째 심볼은 데이터 복조를 위한 파일럿(DMRS: Demodulation Reference Signal)으로 이용되고 서브프레임의 마지막 심볼은 상향링크 스케줄링을 위한 SRS(Sounding Reference Signal)로 이용된다. 주기적인 SRS 수신을 통하여 스케줄러는 사용자의

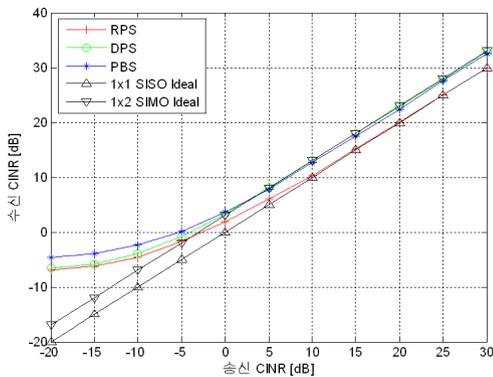


그림 7. C-MIMO 스케줄러의 수신 CINR 성능 비교



그림 8. LTE 상향링크의 데이터 및 파일럿 구성

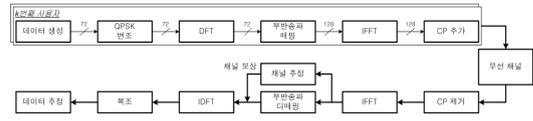


그림 9. LTE 상향링크 송수신 데이터 처리 블록도

표 1. LTE 상향링크 모의실험 환경

항 목	설정값
중심 주파수	2GHz
시스템 대역폭	1.4MHz
부반송파 개수	72
수신 안테나	2
등화기	MMSE
시산영역 보간법	파일럿 채널응답 반복
무선 채널	EPA 3km/h EVA 120km/h
데이터 변조 방식	QPSK
C-MIMO 스케줄러	RPS, DPS, PBS
사용자	10명

채널응답을 알 수 있다. 그림 9는 LTE 상향링크의 데이터 처리도 이다. 임의로 생성된 데이터는 QPSK 변조를 거쳐 DFT를 수행하여 주파수 영역의 신호로 변환한다. 주파수 영역의 데이터는 부반송파 매핑을 통하여 IFFT를 수행하고 CPF를 추가하여 송신된다. 수신단에서는 파일럿을 이용하여 채널을 추정하고 송신 절차의 역방향으로 데이터를 복원한다. LTE 상향링크에서는 슬롯간에 사용되는 부반송파의 위치가 다를 수 있으므로 본 논문에서는 하나의 슬롯만을 가정하고 스케줄러간의 차별성을 없애기 위하여 PBS는 C-MIMO로만 스케줄링되는 것을 가정하였다. 링크 성능을 위한 모의실험 환경은 표 1과 같이 요약된다. 여기서 EPA(Extended Pedestrian A)와 EVA(Extended Vehicular A)는 LTE에서 권고하는 무선 채널이다^[10].

그림 10은 EPA 3km/h와 EVA 120km/h에서의 스케줄러 성능이다. 수신 CINR에서 알아본 것과 같이 SIMO와 RPS의 성능은 약 3~4dB의 차이를 보이며 DPS는 SIMO와 비슷한 성능 곡선을 보인다. C-MIMO는 두 명의 사용자가 동시에 스케줄링되므로 데이터 처리량은 두 배가 된다. EVA에서 DPS의 성능이 SIMO 대비 약 1dB 감소가 있는 것은 EVA 채널이 EPA에 비하여 좁은 상관 대역폭

IV. 결론

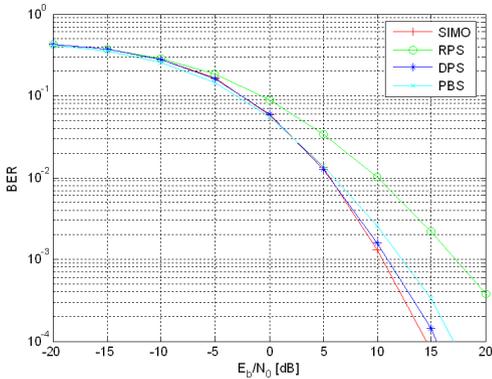
논문에서는 OFDM방식 기반 광대역 이동통신 시스템에서 상향링크 C-MIMO를 사용하는 경우 신호의 직교성을 사용하는 경우와 사용하지 않는 경우의 성능을 분석하였다. 분석결과에 의하면 RPS는 시스템의 복잡도를 높이지 않지만 데이터 처리량 향상이 없고 DPS는 데이터 처리량 향상이 있지만 복잡도가 현저하게 증가하여 시스템에 적용하기 어려운 단점이 있었다. 또한 DPS는 신호의 직교성을 이용하므로 직교값이 부정확한 구간에서는 스케줄러가 수신 데이터의 CINR을 예측할 수 없으므로 RPS와 비슷한 특성을 보이게 된다. 결국 직교값이 부정확한 구간에서 DPS를 사용하는 것은 의미가 없으며 오히려 과도한 복잡도를 유발한다.

RPS 방식과 DPS방식의 문제점을 보완하기 위하여 송신기 전력에 기반한 PBS C-MIMO 방식을 제안 하였다. PBS 방식을 이용한 C-MIMO 스케줄링은 RPS보다는 약 2~3dB의 성능 이득이 있으며 DPS에 근접한 성능을 보인다. 또한 DPS 방식의 최대 문제점인 복잡도를 현저하게 감소시켜 시스템에 적용할 수 있도록 하였고 SIMO 수신과 C-MIMO 수신을 동시에 가능하게 하여 C-MIMO로 스케줄링할 수 없는 경우에는 SIMO로 수신하여 과도한 C-MIMO 스케줄링에 의한 열화를 방지하였다.

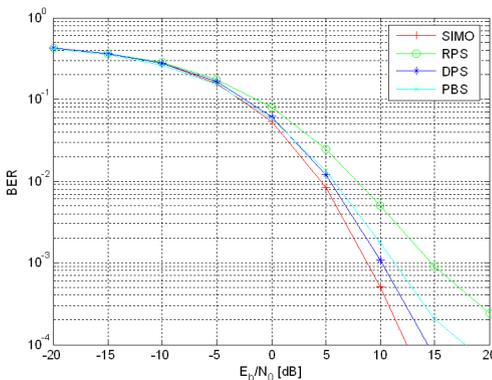
본 논문에서 제안한 PBS C-MIMO 스케줄링 방식은 기존 C-MIMO 방식의 문제점을 효과적으로 해결하고 무선 특성에 따라 유연하게 등화기를 선택할 수 있도록 하여 무선 환경 적응성을 높였다. 본 논문에서는 PBS의 성능을 확인하기 위하여 모의실험을 통하여 수신 신호의 CINR과 비트 오류율 확인하였지만 향후에는 WiMAX 및 LTE 시스템의 상향링크 스케줄러에 적용하여 실제환경에서의 결과를 도출하고 상용화를 진행할 예정이다.

참고 문헌

- [1] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, "Introduction to Space-Time Wireless Communications", Cambridge, 2003
- [2] D. Gesbert, M. Kountouris, R. W. Heath Jr., Chan-Byung Chae and T. Sältzer, "Shifting the MIMO Paradigm", IEEE Signal Processing Magazine, September 2007
- [3] IEEE Std 802.16TM-2004, Air Interface for Fixed



(a) EPA 3km/h



(b) EVA 120km/h

그림 10. C-MIMO 스케줄러의 BER 성능 비교

(coherence bandwidth)를 갖기 때문에 직교값이 1에 근접한 사용자 조합을 찾기 어렵기 때문이다. PBS는 두 채널 모델에 대하여 DPS에 근접한 성능 곡선을 보인다.

스케줄러의 복잡도를 평가하기 위하여 DPS와 PBS의 곱셈 연산 횟수를 계산하였다. DPS의 식 (4)를 계산하기 위해서는 6번의 복소곱이 필요하고 식 (5)를 계산하기 위해서는 4번의 실수곱이 더 필요하다. 나눗셈은 곱셈보다 더 많은 복잡도를 요구하지만 여기에서는 제외한다. PBS는 식 (12)를 계산하기 위해서 두 번의 실수곱이 필요하다. 그런데 DPS의 직교값은 부반송파별로 계산해야 하지만 PBS의 CINR은 시스템 대역폭에 대하여 항상 측정되어야 하는 값이다. LTE의 예를 들면 SRS 수신기는 전력제어 및 동기 유지를 위하여 항상 CINR을 측정한다. 그러므로 DPS는 시스템 대역폭이 증가함에 따라 계산량이 증가하지만 PBS는 증가하지 않는다. LTE 1.4MHz에서 두 스케줄러의 복잡도는 1008배의 차이를 보인다.

- Broadband Wireless Access Systems ,IEEE, November 2005
- [4] IEEE Std 802.16e™-2005, Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems ,IEEE, December 2005
 - [5] 3GPP TS 36.300 V8.4.0 (2008-03), 3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network(E-UTRAN); Overall description, Stage 2(release 8)”
 - [6] Nortel, 3GPP TSG-RAN1 WG1 #43 R1-051422, “UL Virtual MIMO System Level Performance Evaluation for E-UTRA”, Seoul, Korea, 7th~11th November, 2005
 - [7] Yang Chao, Fan Bin, Qian Yu, Wang Wen-bo, “Adjustable Determinant Pairing Scheduling for Virtual MIMO System”, Proceedings of 2007 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems November 2007
 - [8] V. Venkatkumar, T. Haustein, H. Wu, E. Schulz, T. Wirth, A. Forck, S. Wahls, V. Jungnickel, “Field trial results on multi-user MIMO downlink OFDMA in typical outdoor scenario using proportional fair scheduling”, Smart Antennas, WSA 2008. International ITG Workshop on 26-27 Feb. 2008 Pages 55-59
 - [9] 3GPP TS 36.211 V8.4.0 (2008-09), 3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); Physical Channels and Modulation(release 8)”
 - [10] 3GPP TS 36.104 V8.3.0 (2008-09), 3rd Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access(E-UTRA); Base Station radio transmission and reception(release 8)”

김 영 준 (Young-Joon Kim)

정회원



1984년 한양대학교 전자통신학사
1986년 한양대학교 전자통신석사
2002년 LG전자(주) 연구위원
현재 LG호텔 CN 연구소장
<관심분야> Wireline/Wireless communication system

이 정 승 (Jung-Seung Lee)

정회원



1997년 2월 연세대학교 전기공학과 학사
1999년 2월 연세대학교 전기공학과 석사
현재 LG호텔 책임연구원
<관심분야> LTE, OFDM, Scheduler

백 두 권 (Doo-Kwon Baik)

중신회원



1974년 고려대학교 수학과 졸업
1977년 고려대학교 대학원 산업공학석사
1983년 Wayne State University 전산학석사
1986년 Wayne State University 전산학박사
1986년 현재 고려대학교 정보통신대학 교수
1989년 현재 한국정보과학회 이사/평의원/부회장
1991년 현재 한국시물레이션학회 이사/감사/부회장/회장/고문
1991년 현재 ISO/IEC JTC1/SC32 전문위원회 위원장
2003년~2004년 한국정보처리학회 부회장
<관심분야> 데이터 공학, 소프트웨어 공학, 모델링 과 시물레이션