

하향 링크 셀룰러 시스템의 Eigen-Beamforming 전송을 위한 적응적 인접 셀 간섭 완화 방법

An Adaptive Adjacent Cell Interference Mitigation Method for Eigen-Beamforming Transmission in Downlink Cellular Systems

장재원 · 김세진 · 김재원 · 성원진

Jaewon Chang · Sejin Kim · Jaewon Kim · Wonjin Sung

요 약

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 시스템에서 EB(Eigen-Beamforming)는 MIMO 채널의 특이값 분해(Singular Value Decomposition: SVD)를 통하여 수신기의 유효 신호 대 잡음비(Signal-to-Interference Plus Noise Ratio: SINR)를 최대화하는 빔을 형성하는 방법으로써 널리 활용되고 있으나, 인접 셀 간섭 신호의 영향으로 셀 경계에 위치한 단말기의 신호 검출 성능은 급격히 열화되고 전송 효율은 감소하게 된다. 본 논문에서는 EB 전송을 활용하는 경우, 적응적 인접 셀 간섭 완화 방안을 제시하고 그 수신 성능을 평가한다. 특히, EB 전송을 이용하여 기지국에서 전송된 신호를 단말기가 수신할 때, 최대의 유효 신호 대 간섭 잡음비를 얻기 위한 OC(Optimum Combining) 및 MMSE-ISD(Minimum Mean-Squared Error for Intercell Spatial Demultiplexing)를 적응적으로 사용하기 위한 기준을 제시하고 유효 신호 대 간섭 잡음비 및 전송 용량 측면의 수신 성능을 분석한다. 제안하는 적응적 수신 방식은 수신 빔포밍 벡터만을 사용하는 기존의 EB 수신 방식 대비 평균 전송 용량 측면에서 향상된 성능을 보이며, 셀 경계 지역에 단말기가 위치할 경우 최대 2 bps/Hz 성능 개선을 가져온다.

Abstract

EB(Eigen-Beamforming) has widely been applied to MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) systems to form beams which maximize the effective signal-to-interference plus noise ratio(SINR) of the receiver using the singular value decomposition(SVD) of the MIMO channel. However, the signal detection performance for the mobile station near the cell boundary is severely degraded and the transmission efficiency decreases due to the influence of the interference signal from the adjacent cells. In this paper, we propose an adaptive interference mitigation method for the EB transmission, and evaluate the reception performance. In particular, a reception strategy which adaptively utilizes optimal combining(OC) and minimum mean-squared error for intercell spatial demultiplexing(MMSE-ISD) is proposed, and the reception performance is investigated in terms of the effective SINR and system capacity. For the average system capacity, the proposed adaptive reception demonstrates the performance enhancement compared to the conventional EB reception using the receiver beamforming vector, and up to 2 bps/Hz performance gain is achieved for mobile station located at the cell edge.

Key words : Cellular System, MIMO, Eigen-Beamforming, Intercell Interference, Interference Mitigation.

I. 서 론

최근의 이동 통신 시스템은 음성 통화의 영역을

서강대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Sogang University)

· 논문 번호 : 20081107-140

· 수정완료일자 : 2009년 1월 8일

넘어 멀티미디어 서비스를 가능하게 하고, 이를 위하여 한정된 주파수 자원을 효율적으로 활용하기 위한 연구가 여러 방면에서 진행되어 왔다. 다중 안테나를 활용하는 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 시스템은 주파수 효율을 크게 증가시킬 수 있는 방법으로써 공간 다중화 기법(Spatial Multiplexing: SM)을 통하여 시스템의 전송 용량을 향상시키거나, 공간 다이버시티를 활용하여 전송 품질을 향상시킬 수 있다^{[1][2]}. 또한, 수신기의 위치 및 채널 상태에 따른 빔포밍 전송을 활용하여 성능 향상이 가능하며, 다양한 방식의 빔포밍 방안 및 그 성능에 관한 연구가 진행되었다^{[3]~[7]}. EB(Eigen-Beamforming) 송수신 기법은 MIMO 채널의 특이값 분해(Singular Value Decomposition: SVD)를 통하여 구한 송수신 가중치 벡터를 이용하여 수신기의 유효 신호 대 간섭 잡음 비(Signal-to-Interference plus Noise Ratio: SINR)를 최대화할 수 있는 방법으로 널리 활용되고 있다^[7]. 그러나 EB는 다중 셀 환경에서 인접 셀 기지국 신호에 의한 간섭이 있을 경우 신호 대 간섭 잡음비를 최대화하도록 설계되지 않았으며, 간섭에 의한 영향을 감소시키기 위해서는 적절한 방법의 간섭 제거 방안과 결합되는 것이 바람직하다.

본 논문에서는 셀룰러 시스템에서 다중 안테나를 가진 단말기에 인접 셀 간섭 완화를 위하여 적용 가능한 OC(Optimal Combining) 수신 방식^[8]과 MMSE-ISD(Minimum Mean-Squared Error for Intercell Spatial Demulti-plexing) 수신 방식^[9]을 설명하고, 채널 변화를 및 채널 정보의 추정 정확도에 따라서 두 방식을 선택적으로 사용하는 적응적 인접 셀 간섭 제거 방식을 제안한다. OC 수신 방식은 추가적인 간섭 기지국과의 채널 추정 없이 수신 신호의 covariance 행렬을 이용하여 구한 수신 가중치 벡터를 이용하는 방법으로, 채널 변화율이 작거나 추정된 행렬의 오차가 작을 경우 효과적으로 적용 가능한 간섭 제거 방법이다. 그러나 시변하는 채널에서 수신 신호는 추정된 행렬의 정확도를 떨어뜨리기 때문에 수신 성능 열화의 요인이 된다. MMSE-ISD 수신 방식은 이와 같이 시변하는 채널에서 간섭 신호를 전송하는 인접 기지국과 단말기 사이의 채널 추정 정보를 활용하는 간섭 제거 방법으로 고속으로 이동하는 단말기의 인접 셀 간섭의 영향을 최소화 하고 수신 성능을 향상

시키는 것이 가능하다. 따라서 이동하는 단말기의 covariance 행렬 및 채널 추정 정확도에 따라 OC 및 MMSE-ISD를 적응적으로 사용하는 것이 효율적이다. 수신 신호 벡터의 정확한 covariance 행렬 추정이 가능한 채널 변화율이 작은 환경에서는 OC 수신 방식을 적용하고, 채널 변화율이 큰 환경에서는 간섭 기지국과 단말기 사이의 추가적인 채널 추정 정보를 사용하는 MMSE-ISD 수신 방식을 적응적으로 사용할 경우 셀 경계에 위치한 이동성을 갖는 단말은 효율적으로 인접 셀 간섭을 제거하는 것이 가능하고, 시스템의 전송 효율을 개선할 수 있다. 제안된 적응적 간섭 제거 방안의 성능 평가를 위해 셀 경계 지역에서 기존의 EB 수신 방식과 OC, MMSE-ISD 수신 방식 간의 유효 신호 대 간섭 잡음비 및 평균 전송 용량을 비교한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델 및 기존의 EB 송수신 방식에 대하여 설명하고, III장에서는 OC 및 MMSE-ISD 수신 방식의 수신 방식별 유효 신호 대 간섭 잡음비를 분석하며 적응적 간섭 제거 방안에 대하여 설명한다. IV장에서는 각 수신 방식에 따른 실험 결과를 비교 분석하여 적응적 인접 셀 간섭 제거를 위한 기준을 제시하며, V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

2-1 다중 셀 모델

다중 입출력 MIMO 시스템이 적용된 하향 링크 셀룰러 환경은 그림 1과 같고, 고려하는 셀룰러 환경은 $K=19$ 개의 기지국으로 구성된 다중 셀 환경을 고려하였다. 각 기지국(Base Station: BS)과 단말기(Mobile Station: MS)는 각각 N_T, N_R 개의 송수신 안테나를 갖고, k 번째 기지국은 $BS_k(1 \leq k \leq K)$ 로 표현된다. 주파수 재사용 계수 1을 사용할 경우 그림 1과 같이 BS_1 이외의 기지국에서 전송하는 신호는 단말기에 간섭으로 작용하며, 이 때 셀 경계에 위치한 단말기의 수신 성능은 심각하게 열화된다. 본 논문에서는 셀 경계와 같이 신호 대 간섭 잡음비가 낮은 환경에서 N_T 개 안테나를 사용하는 기지국이 EB를 이용하여 spatial rate 1로 전송할 경우, N_R 개의 안테나를 사용하는 단말기에서의 수신을 고려한다.

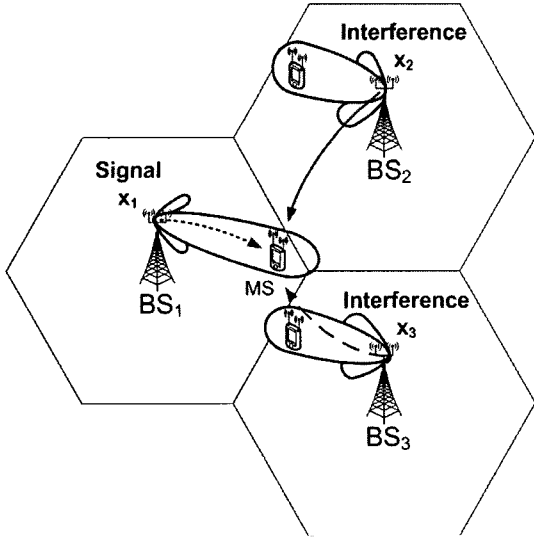


그림 1. 다중 셀 환경에서 eigen-beamforming을 이용한 하향 링크 전송 모델
 Fig. 1. Downlink transmission model using eigen-beamforming in a multi-cell environment.

각 기지국 BS_k 와 단말기 사이의 거리는 d_k , shadowing 효과는 L_k 로 정의하며, 기지국에서 송신되는 신호는 단말기의 위치에 따른 거리 d_k 에 의한 경로 손실이 발생한다. 모든 기지국에서 동일한 송신 전력 P 를 사용하고 기지국과 단말기 사이의 경로손실 지수를 γ 라 할 경우, 단말기에서 수신되는 기지국 BS_k 의 신호 전력 P_k 는

$$P_k = PL_k d_k^{-\gamma} \quad (1)$$

와 같다^[10].

2-2 고유 빔포밍(Eigen-Beamforming)

기지국과 단말기 사이의 채널 환경에 적합한 송신 빔포밍 벡터를 이용하여 신호처리를 수행하는 EB 전송은 다수개의 송수신 안테나를 사용하는 MIMO 시스템에 적용하는 것이 가능하다. EB를 적용할 경우, 단일 입출력(Single-Input Single-Output: SI-SO) 시스템 대비 높은 유효 신호 대 간섭 잡음비 값을 빔포밍 이득을 통하여 얻을 수 있다. BS_k 와 단말기 사이의 $N_R \times N_T$ MIMO 채널 행렬 H_k 는 서로 독립적인 평균이 0, 분산이 1인 복소 가우시안 변수 h_{ij}^k ($1 \leq i \leq N_R, 1 \leq j \leq N_T$)로 구성되며, EB 송수신을 위하여 다음과 같이 채널 분해가 가능하다.

$$H_k = U_k \Sigma_k V_k^H$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{k,1} & \dots & \mathbf{u}_{k,N_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_{k,1} & 0 & \dots \\ 0 & \sigma_{k,2} & \\ \vdots & & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{k,1} & \dots & \mathbf{v}_{k,N_T} \end{bmatrix}^H \quad (2)$$

이때 U_k 와 V_k 는 각각 $N_R \times N_R, N_T \times N_T$ 의 유니터리 행렬($U_k U_k^H = I_{N_R}, V_k V_k^H = I_{N_T}$)이고, Σ_k 는 $N_R \times N_T$ 의 대각 행렬로, 0 이상의 실수 값을 갖는 대각 성분 특이값 $\sigma_{k,1}, \sigma_{k,2}, \dots$ 를 갖고 비대각 성분은 모두 0이다. 특이값은 크기에 따라 $\sigma_{\max} = \sigma_{k,1} > \sigma_{k,2} > \dots$ 와 같이 내림차순으로 정렬되어 갖는다.

다중 셀 환경에서 N_T 개의 송신 안테나를 이용하여 EB 전송을 적용할 경우 N_R 개의 수신 안테나를 가진 단말기에서의 수신 신호 벡터는 $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_{N_R}]^T$ 로 나타내며, 수신 신호는 통신하고 있는 기지국 신호와 간섭으로 작용하는 인접 셀의 간섭 신호 및 열잡음으로 구성되어 있다.

$$\mathbf{r} = \sqrt{P_1} \mathbf{H}_1 \mathbf{x}_1 + \sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{n} \quad (3)$$

\mathbf{x}_k 는 BS_k 에서 전송되는 심볼 s_k 에 송신 빔포밍 벡터 $\mathbf{v}_{k,1}$ 가 적용된 $\mathbf{x}_k = \mathbf{v}_{k,1} s_k$ 이고, $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_{N_R}]^T$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 원소 n_i 로 구성된 수신기에서의 잡음 벡터이다. 단말기에서 각 안테나의 수신 신호를 결합하는 수신기의 출력 신호 y_{EB} 는 수신 빔포밍 벡터 $\mathbf{w} = \mathbf{u}_{1,1}^H$ 를 이용하여

$$y_{EB} = \mathbf{w} \mathbf{r}$$

$$= \sqrt{P_1} \sigma_{1,1} s_1 + \mathbf{u}_{1,1}^H \left(\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \mathbf{H}_k \mathbf{v}_{k,1} s_k + \mathbf{n} \right) \quad (4)$$

와 같은 수신 신호 처리 결과로 얻을 수 있다. 식 (4)와 같이 전송 심볼을 검출할 경우 유효 신호 대 간섭 잡음비는

$$\gamma_{EB} = \frac{P_1 \lambda_{\max}}{\sigma_{I_{EB}}^2 + \sigma_n^2} = \rho_{EB} \lambda_{\max} \quad (5)$$

이다. 단일 송수신 안테나 시스템의 신호 대 간섭 잡음비인 $\rho_{EB} = P_1 / (\sigma_{I_{EB}}^2 + \sigma_n^2)$ 대비 EB 송수신을 통하여 얻는 최대 빔포밍 이득은 $\lambda_{\max} = \sigma_{1,1}^2$ 이고, $\sigma_{I_{EB}}^2 = E[|\sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \mathbf{u}_{1,1}^H \mathbf{H}_k \mathbf{v}_{k,1} s_k|^2]$ 는 간섭 신호의 평균 전력이다.

III. 고유 빔포밍 전송시 적응적 인접 셀 간섭 신호 완화 방법

다수개의 송수신 안테나를 이용한 MIMO 시스템에서 EB 전송시, 셀 경계에 위치한 단말기는 인접 셀 간섭 신호의 영향으로 인하여 심각한 수신 성능 열화가 발생한다. 인접 셀 간섭의 영향을 최소화 하고 수신 신호의 빔포밍 이득을 최대로 얻기 위하여 OC 수신^[8] 및 MMSE-ISD 수신^[9]이 가능하다. OC 수신 기법은 단말기에 수신된 다수개의 $N_R \times 1$ 수신 신호 벡터를 이용하여 인접 셀 간섭 신호 및 잡음 신호 벡터의 covariance 행렬의 평균값을 이용하는 방법이다. MMSE-ISD 수신 방식은 기존의 공간 다중화 기법 전송시 수신기에서 사용되던 MMSE를 통한 공간 역다중화 기법을 인접 셀 간섭 신호를 제거하기 위하여 변형하여 적용한 수신 방식이다. OC 수신 방식과 달리 MMSE-ISD 수신 방식은 간섭 신호를 전송하는 인접 셀의 기지국과 단말기 사이의 채널 추정 정보가 추가적으로 필요하다.

3.1 최적 결합 기법을 이용한 고유 빔포밍

다중 셀 환경에서 EB를 이용한 MIMO 전송시, 단말기의 다중 수신 안테나에 수신되는 신호 벡터 \mathbf{r} 은 식 (3)과 동일하며, 이때 인접 셀 간섭 신호 벡터 및 잡음 신호 벡터의 합을 $\boldsymbol{\xi} = \sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{n}$ 로 정의한다. 수신된 $N_R \times 1$ 신호 벡터 \mathbf{r} 을 이용하여, OC 수신을 위한 인접 셀 간섭 및 잡음 신호 벡터의 $N_R \times N_R$ covariance 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{OC} = \sum_{k=2}^K E[P_k (\mathbf{H}_k \mathbf{x}_k)(\mathbf{H}_k \mathbf{x}_k)^H] + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R} \quad (6)$$

이를 이용하여 OC 수신을 위한 수신 가중치 벡터를 구하면 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_{OC} = \mathbf{R}_{OC}^{-1} (\mathbf{H}_1 \mathbf{v}_{1,1}) \quad (7)$$

OC 수신을 위한 수신 가중치 벡터를 적용할 경우, 단말기의 출력 신호 $\mathbf{y}_{OC} = \mathbf{w}_{OC}^H \mathbf{r}$ 의 유효 신호 대 간섭 잡음비는^[8]

$$\gamma_{EB-OC} = \mathbf{d}^H \mathbf{R}_{OC}^{-1} \mathbf{d} \quad (8)$$

이며, 이때 $\mathbf{d} = \mathbf{H}_1 \mathbf{v}_{1,1}$ 이다.

3.2 MMSE-ISD를 이용한 고유 빔포밍

다중 송수신 안테나를 이용한 MIMO 시스템에서 EB 송수신 기법 적용 시, 식 (3)으로 표현된 수신 신호 \mathbf{r} 은

$$\mathbf{r} = \sqrt{P_1} \mathbf{H}_1 \mathbf{x}_1 + \sum_{k=2}^{N_R} \sqrt{P_k} \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \sum_{k=N_R+1}^K \sqrt{P_k} \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{n} \quad (9)$$

로 표현될 수 있다. 간섭 신호를 전송하는 $N_R - 1$ 개의 인접 기지국과 단말기 사이의 MIMO 채널 추정 정보를 사용하는 MMSE-ISD 수신 방식을 적용하기 위하여, 다중 수신 안테나에 수신되는 신호 벡터 \mathbf{r} 와 BS₁과 단말기 사이의 채널 정보를 이용한 식 (2)의 수신 빔포밍 행렬 \mathbf{U}_1 을 이용하여 신호 처리를 수행하면

$$\begin{aligned} \mathbf{r}' &= \mathbf{U}_1^H \mathbf{r} \\ &= \mathbf{U}_1^H \left[\sqrt{P_1} \mathbf{H}_1 \mathbf{v}_{1,1} \quad \dots \quad \sqrt{P_{N_R}} \mathbf{H}_{N_R} \mathbf{v}_{N_R,1} \right] \mathbf{s} + \mathbf{n}' \\ &= \sqrt{P_1} \mathbf{G} \mathbf{s} + \mathbf{n}' \end{aligned} \quad (10)$$

와 같다. 이때 송신 신호 벡터 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_R}]^T$ 와 잡음 벡터 $\mathbf{n}' = \mathbf{U}_1^H \left(\sum_{k=N_R+1}^K \sqrt{P_k} \mathbf{H}_k \mathbf{v}_{k,1} s_k + \mathbf{n} \right)$,

$$\mathbf{G} = \mathbf{U}_1^H \left[\mathbf{H}_1 \mathbf{v}_{1,1} \sqrt{\frac{P_2}{P_1}} \mathbf{H}_2 \mathbf{v}_{2,1} \dots \sqrt{\frac{P_{N_R}}{P_1}} \mathbf{H}_{N_R} \mathbf{v}_{N_R,1} \right]$$

로 표현될 수 있다. 각 기지국과 단말기 사이의 추정된 채널 정보를 이용하여 MMSE 알고리즘을 적용할 경우, 행렬 \mathbf{G} 와 간섭 및 잡음 신호 전력의 세기를 이용한 covariance 행렬 \mathbf{R}_{ISD} 를 구하면 다음과 같다^[9].

$$\mathbf{R}_{ISD} = \mathbf{G} \mathbf{G}^H + (\sigma_n^2 + \sigma_{I_{ISD}}^2) \mathbf{I}_{N_R} \quad (11)$$

이 때 MMSE-ISD 수신 방식 적용시 간섭 신호의 전력은 $\sigma_{I_{ISD}}^2 = E \left[\left| \sum_{k=N_R+1}^K \sqrt{P_k} \mathbf{H}_k \mathbf{v}_{k,1} s_k \right|^2 \right]$ 이다. 이와 같은 MMSE-ISD 알고리즘은 참고문헌 [11]에 의하여 다음과 같이 변형하여 적용하는 것이 가능하다.

$$\mathbf{R}_{ISD} = \sum_{k=2}^{N_R} P_k (\mathbf{H}_k \mathbf{v}_{k,1})(\mathbf{H}_k \mathbf{v}_{k,1})^H + (\sigma_n^2 + \sigma_{I_{ISD}}^2) \mathbf{I}_{N_R} \quad (12)$$

이를 이용하여 MMSE-ISD 수신을 위한 수신 가중치 벡터를 구하면 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_{ISD} = \mathbf{R}_{ISD}^{-1} (\mathbf{U}_1^H \mathbf{H}_1 \mathbf{v}_{1,1}) \quad (13)$$

수신 신호 \mathbf{r}' 에 MMSE-ISD 수신을 위한 수신 가중치 벡터를 적용할 경우, 출력 신호 $y_{\text{ISD}} = \mathbf{w}_{\text{ISD}}^H \mathbf{r}'$ 의 유효 신호 대 간섭 잡음비는

$$\gamma_{\text{EB-ISD}} = \mathbf{d}^H \mathbf{R}_{\text{ISD}}^{-1} \mathbf{d} \quad (14)$$

이며, 이때 $\mathbf{d} = \mathbf{U}_1^H \mathbf{H}_{1|V_1,1}$ 이다.

3-3 고유 빔포밍의 적응적 신호 검출

다중 셀 환경에서 EB 전송시 셀 경계에 위치한 단말기의 인접 셀 간섭의 영향을 최소화하고 유효 신호 대 간섭 잡음비 및 전송 효율을 향상시키기 위하여 사용 가능한 OC 및 MMSE-ISD 수신 방식은 식 (7) 및 (13)에 의하여 단말기의 이동 속도 및 채널의 주파수 선택성에 따른 통신 중인 기지국 BS_1 과 단말기 사이 MIMO 채널 \mathbf{H} 의 변화율 및 채널 추정 정확도(ρ_1)에 수신 성능이 결정되는 공통점을 가지고 있는 것을 알 수 있다.

수신 신호 벡터를 이용하여 인접 셀 간섭 신호 및 잡음 신호 벡터의 covariance 행렬을 구하고 그 평균값을 이용하는 OC 수신 방식은 채널 변화율뿐만 아니라 covariance 행렬의 평균값을 구함에 있어서 사용되는 수신 벡터의 개수에 따라 추정된 행렬 값의 정확도(ρ_{Cov})가 결정되고, 수신 성능에 영향을 주는 것을 식 (6)을 통하여 알 수 있다. 그러나 간섭 신호를 전송하는 인접 셀에 위치한 기지국과 단말기 사이의 추가적인 채널 추정이 필요한 MMSE-ISD 수신 방식은 covariance 행렬의 추정 성능에 민감한 OC 방식과 달리 간섭 신호의 채널 추정 정확도(ρ_S)에 따라 수신 성능이 결정되는 것을 식 (12)를 통하여 알 수 있다. 따라서 BS_1 과 단말기 사이 채널 추정의 정확도 ρ_1 과 수신 신호 벡터를 이용한 covariance 행렬 추정의 정확도 ρ_{Cov} , 그리고 가장 큰 전력 세기의 간섭 신호를 전송하는 기지국과 단말기 사이의 채널 추정 정확도 ρ_S 에 따라서 적응적으로 신호를 검출하는 방법이 효율적이다.

간섭 및 잡음 신호의 covariance 행렬 추정이 정확하여 ρ_{Cov} 가 큰 값을 갖는 경우 OC 수신 방식을 적용하고, ρ_S 가 큰 값을 갖게 되는 인접 셀 기지국과 단말기 사이의 채널 추정 정확도가 큰 값을 갖는 경우 MMSE-ISD 수신 방식을 적응적으로 사용함으로

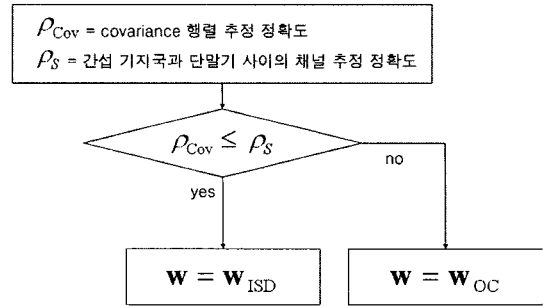


그림 2. 적응적 수신 방식을 적용하기 위한 순서도
Fig. 2. The flow-chart for the adaptive signal reception.

써, 인접 셀 간섭 신호의 영향을 최소화하고 전송 효율을 향상시키는 것이 가능하다. 그림 2는 제안된 적응적 수신 방식을 적용하기 위한 순서도를 나타낸 그림이다.

IV. 제안 방식의 성능 평가

수신된 간섭 및 잡음 신호의 covariance 행렬 추정 성능과 인접 셀의 기지국과 단말기 사이의 채널 추정 성능을 바탕으로 OC 및 MMSE-ISD 수신 방식을 사용하는 제안된 적응적 간섭 완화 방식의 성능을 비교 분석하기 위하여 Monte-Carlo 모의실험을 수행한다. 표 1은 실험에서 사용된 파라미터들을 정리한 것이다. 모의실험을 위하여 19개의 셀로 구성된 셀룰러 시스템에서 BS_1 의 기지국 전송 신호를 단말기

표 1. 시스템 파라미터
Table 1. System parameters.

파라미터	값
전송 대역폭	10 MHz
채널 모델	Quasi-static flat fading
기지국 안테나 개수(N_T)	2
단말기 안테나 개수(N_R)	2
셀 개수(K)	19
기지국 사이의 거리	2 km
경로 손실 지수(γ)	3.76
기지국 전송 전력	43 dBm
열잡음	-174 dBm/Hz
주파수 재사용	1
변조 방법	QPSK

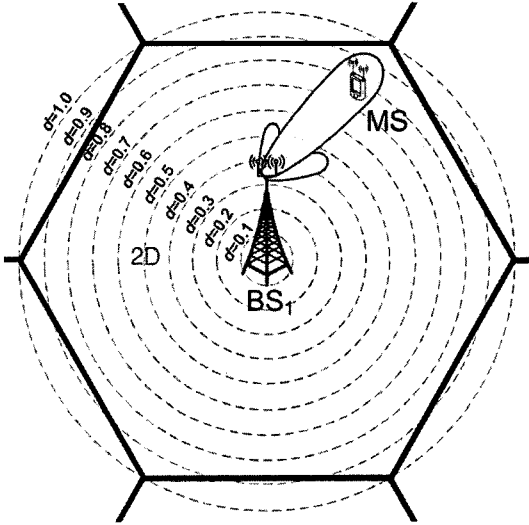


그림 3. 사용자 위치에 따른 BS₁과 단말기 사이의 거리
Fig. 3. The distance between the BS₁ and the MS based on user location.

에서 수신하는 하향 링크를 적용하였다. 주파수 재사용율은 1을 사용하고 기지국과 단말기의 안테나 수는 각각 두 개인 2x2 MIMO 시스템 환경이며, 기지국과 단말기 사이의 채널은 quasi-static flat fading을 적용하였다. 경로 손실 지수는 $\gamma=3.76^{[12]}$ 으로 하였다.

셀의 중심에서 셀의 경계 지점까지의 거리를 $d=1$ 로 정규화한 경우, 그림 3과 같이 N_R 개의 안테나를 가진 단말기와 기지국 사이의 정규화 거리를 0.1 간격으로 증가시키고 단말기가 셀 내 동심원 상에 임의로 분포하도록 하였다. EB 송신 및 제안된 수신 방식 적용시 단말기와 기지국은 통신 중인 기지국 BS₁과 단말기 사이의 채널 추정 정확도 ρ_1 및 간섭 신호를 전송하는 기지국과 단말기 사이의 채널 추정 정확도 ρ_s , 수신 신호의 covariance 행렬 추정의 정확도 ρ_{Cov} 에 따라 오울이 반영되도록 실험하였다. 각각의 정확도는 $0 \leq \rho \leq 1$ 의 값을 갖고 ρ 값이 1에 가까울수록 높은 정확도를 의미하게 된다. 간섭 신호 및 잡음 신호 벡터의 covariance 행렬 추정 값은

$\hat{R}_{OC} = \rho_{Cov} R_{OC} + \sqrt{1 - \rho_{Cov}^2} E_{Cov}$ 의 수식을 이용하여 정확도에 따른 오울을 반영하였다. E_{Cov} 는 독립적이고 동일한 분포의 복소 가우시안 값을 갖는 벡터를 이용하여 생성된 covariance error 행렬이다 통신 중인 기지국 BS₁과 단말기 사이의 채널 추정

값은 $\hat{H}_1 = \rho_1 H_1 + \sqrt{1 - \rho_1^2} E$ 을 이용하고, 간섭 신호를 전송하는 기지국 BS_k와 단말기 사이의 채널 추정 값은 $\hat{H}_k = \rho_s H_k + \sqrt{1 - \rho_s^2} E$ 을 이용하여 정확도에 따른 오울을 반영하였으며, E 는 독립적이고 동일한 분포의 복소 가우시안 값의 원소를 갖는 error 행렬이다.

그림 4와 그림 5는 수신 신호의 covariance 행렬 추정 및 채널 추정 error가 존재하지 않을 때($\rho_1 = \rho_s = \rho_{Cov} = 1$), OC 및 MMSE-ISD 수신 방식의 단말기와

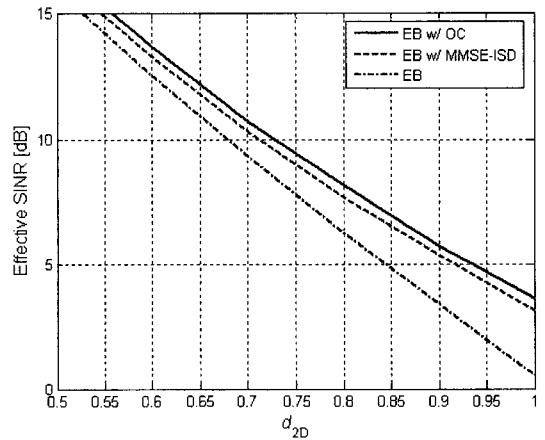


그림 4. 단말기와 기지국 사이의 거리에 따른 평균 유효 신호 대 간섭 잡음비($\rho_1 = \rho_s = \rho_{Cov} = 1$)

Fig. 4. Average effective SINR versus normalized distance between BS₁ and the M($\rho_1 = \rho_s = \rho_{Cov} = 1$).

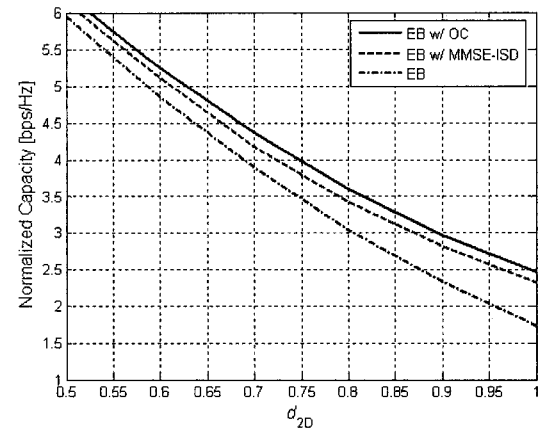


그림 5. 단말기와 기지국 사이의 거리에 따른 평균 전송 용량($\rho_1 = \rho_s = \rho_{Cov} = 1$)

Fig. 5. Normalized capacity versus normalized distance between BS₁ and the MS($\rho_1 = \rho_s = \rho_{Cov} = 1$).

기지국 사이의 정규화된 거리에 따른 평균 유효 신호 대 간섭비 및 평균 전송 용량을 비교한 결과이다. EB 전송 시 기존 수신 방식 대비 OC 및 MMSE-ISD 수신 방식 사용 시 3 dB 이상의 유효 신호 대 간섭 잡음비 이득을 얻을 수 있고 0.5 bps/Hz 이상의 전송 용량을 개선할 수 있다. 수신된 신호를 이용하여 모든 간섭 신호 성분을 사용하는 OC 수신 방식은 가장 큰 전력 세기로 수신되는 1개의 간섭 신호의 채널 추정 정보만을 신호 검출에 사용하는 MMSE-ISD 수신 방식과 비교할 때 약 0.2 bps/Hz의 전송 용량 이득이 발생한다. 이와 같은 OC 및 MMSE-ISD 수신 방식은 채널 변화율에 의한 ρ_1 , ρ_s 및 추정에 사용되는 수신 신호 벡터 개수의 변화에 의한 ρ_{Cov} 의 추정 정확도에 따라 성능이 변화된다.

다중 셀 환경에서 셀 경계 지역에 단말기가 위치할 때($d_{2D}=1$), 통신 중인 기지국 및 간섭 기지국과 단말기 사이 채널 추정의 정확도 ρ_1 , ρ_s 와 간섭 및 잡음 신호의 covariance 행렬 추정의 정확도 ρ_{Cov} 에 따른 전송 용량을 그림 6(a)에서 알 수 있다. 통신 중인 기지국 및 간섭 기지국과 단말기 사이의 채널 추정 정확도가 동일한 경우($\rho_1=\rho_s$)의 평균 전송 용량을 나타낸 그림이며, 수신 신호의 covariance 행렬 추정이 정확하거나 각 기지국과 단말기 사이의 채널 추정의 정확도가 떨어질 경우, OC 수신 방식이 기존의 EB 수신 방식 및 MMSE-ISD 수신 방식보다 우수함을 알 수 있다. Covariance 행렬 추정 정확도가 $\rho_{Cov}=1$ 이고, 채널 추정 정확도가 $\rho_1=\rho_s=0$ 인 경우, 최대 2 bps/Hz의 성능 이득을 OC 수신 방식을 통하여 얻을 수 있다. 그러나 covariance 행렬 추정 정확도가 떨어지고 채널 추정 정확도가 높아질 경우 MMSE-ISD 수신 방식이 가장 우수하며, $\rho_{Cov}=0$, $\rho_1=\rho_s=1$ 일 경우, OC 수신 방식 대비 최대 0.95 bps/Hz의 전송 효율 이득을 MMSE-ISD 수신 방식을 통하여 얻을 수 있다. 또한, covariance 행렬 추정이 정확하지 않을 때 OC 수신 방식을 사용할 경우, 기존의 EB 수신 방식 대비 전송 용량이 열화되는 것을 알 수 있다.

그림 6(b)는 가장 큰 전력으로 수신되는 간섭 신호를 전송하는 인접 셀 기지국과 셀 경계에 위치한 단말기 사이의 채널 추정 정확도가 $\rho_s=0.8$ 인 경우, covariance 행렬 추정 정확도 ρ_{Cov} 및 통신 중인 기지국과 단말기 사이 채널 추정 정확도 ρ_1 에 따른 평균

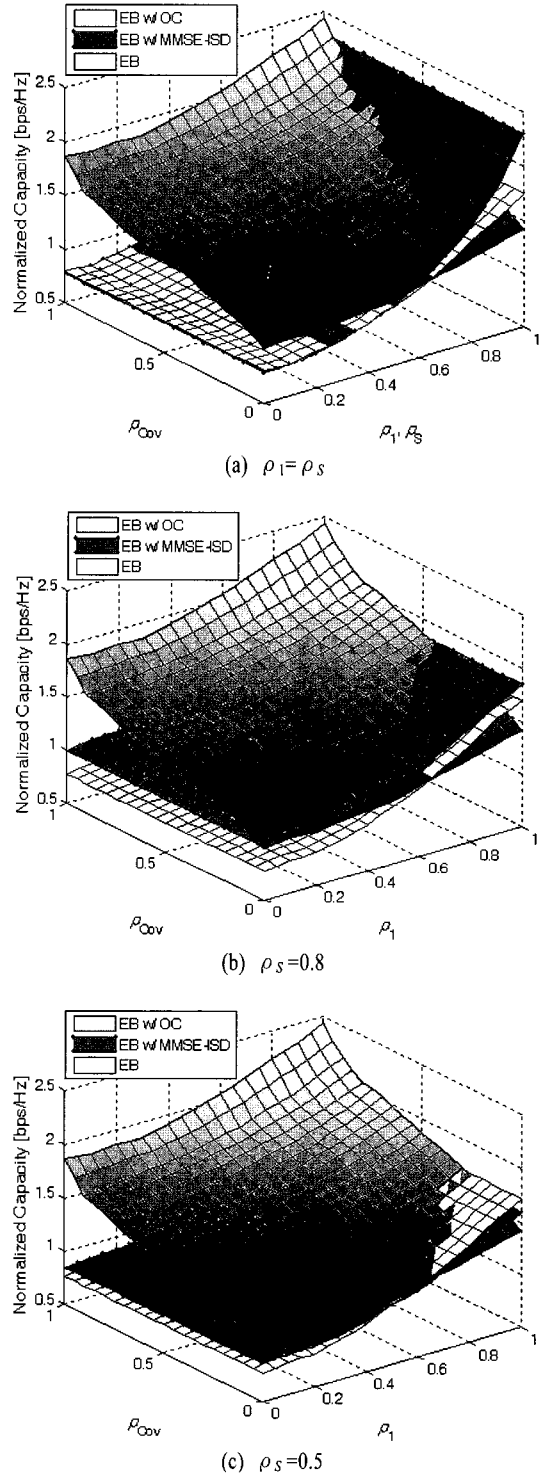


그림 6. 셀 경계에서의 covariance 행렬 및 채널 추정 정확도에 따른 평균 전송 용량
 Fig. 6. Normalized capacity versus the accuracy of the covariance matrix and channel estimation near the cell boundaries.

전송 용량을 비교한 결과이다. 통신 중인 기지국 및 간섭 기지국과 단말기 사이의 채널 추정 정확도가 다를 경우도 그림 6(a)의 결과와 유사한 양상의 결과를 보이는 것을 알 수 있다. OC 수신 방식에 사용되는 covariance 행렬의 추정이 정확하거나 채널 추정 정확도가 떨어질 경우 OC 수신 방식을 사용하고, 채널 추정이 정확하거나 covariance 행렬 추정 정확도가 떨어질 경우 MMSE-ISD 수신 방식을 사용하는 것이 전송 용량 측면에서 이득이 발생하는 것을 알 수 있다.

그림 6(c)는 EB 전송을 적용한 시스템에서 기존의 EB 수신 방식 및 MMSE-ISD, OC 수신 방식 적용 시, 간섭 신호를 전송하는 인접 셀 기지국과 셀 경계에 위치한 단말기 사이의 채널 추정 정확도가 심각하게 열화될 경우($\rho_s=0.5$)의 전송 용량을 ρ_{cov} , ρ_i 의 변화에 따라 비교한 그림이다. 인접 셀 간섭 신호를 전송하는 기지국과 단말기 사이의 채널 추정 성능이 열화됨에 따라, 추정 정보를 사용하는 MMSE-ISD 수신 방식의 성능이 심각하게 열화되어 기존의 EB 수신 방식보다 전송 용량이 감소하는 것을 알 수 있다. 또한, 채널 추정 성능이 열화됨에 따라 수신 신호의 covariance 행렬을 이용한 OC 수신 방식이 효율적인 구간이 넓어지는 것을 확인할 수 있다.

셀 경계에 위치한 단말기가 시변하는 채널에서 OC 및 MMSE-ISD 수신 방식을 이용할 때, 채널 추정 정확도 및 수신 신호의 covariance 행렬 추정 정확도에 따른 전송 용량 결과를 살펴보았다. 단말기의 수신 신호 벡터를 이용하여 추정 정확도 $\rho_{cov}=0.85$ 이상으로 covariance 행렬을 정확하게 구할 경우 OC 수신 방식을 적용하는 것이 효율적이지만, covariance 행렬이 정확하지 않은 경우 추정 정확도 $\rho_i=0.6$ 및 $\rho_s=0.8$ 이상의 채널 추정 정보를 이용하여 적응적으로 MMSE-ISD 수신 방식을 적용하는 것이 전송 효율 측면에서 이득임을 확인하였다. 따라서 채널 변화율이 작은 채널에서의 단말기는 수신 신호 벡터를 이용하여 정확하게 구한 covariance 행렬을 이용하여 OC 수신 방식을 적용하고, 단말기의 이동성이 크거나 채널의 주파수 선택성이 심하여 채널 변화율이 큰 채널에서는 채널 추정 알고리즘을 이용하여 추정된 시변하는 채널의 추정 정보를 이용하여 적응적으로 MMSE-ISD 수신 방식을 적용할 때 가장 효

율적으로 신호를 수신하는 것이 가능하다는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 다중 셀 환경에서 EB 송수신 기법을 이용한 MIMO 시스템 적용 시, 셀 경계에 위치한 단말기의 인접 셀 간섭 완화 방안을 제시하고 성능을 평가하였다. 채널 변화율 및 수신 신호를 이용한 간섭 신호와 잡음 신호의 covariance 행렬 추정 정확도, 그리고 기지국간 채널 추정 정확도에 따른 OC 수신 방식 및 MMSE-ISD 수신 방식의 성능을 평가하고, 각각의 추정 정확도에 따라 MMSE-ISD와 OC 수신 기법을 적응적으로 사용하는 인접 셀 간섭 완화 방안을 제시하였다.

셀 경계에 위치한 단말기가 EB 전송된 신호를 수신할 경우, 수신 신호를 이용한 covariance 행렬 추정이 정확하거나 채널 추정 성능이 열화될수록 OC 수신 방식을 사용하고, 채널 추정 성능이 우수하고 추정된 covariance 행렬의 정확도가 떨어질수록 MMSE-ISD 수신 방식을 사용하는 적응적 수신 방안을 사용하는 것이 효율적이고 전송 용량 측면에서 성능을 개선할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] G. J. Foschini, G. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", in *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [2] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bölcskei, "An overview of MIMO communications - a key to gigabit wireless", in *Proc. IEEE*, vol. 92, no. 2, pp. 198-218, Feb. 2004.
- [3] L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications: Part II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations", in *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195-1245, Aug. 1997.
- [4] D. P. Palomar, J. M. Cioffi, and M. A. Laquanas, "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, Sep. 2003.

- [5] K. K. Mukkavilli, A. Sabharwal, E. Erkip, and B. Aazhang, "On beamforming with finite rate feedback in multiple antenna systems", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2562-2579, Oct. 2003.
- [6] D. J. Love, R. W. Heath, and T. Strohmer, "Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2735-2747, Oct. 2003.
- [7] Andrea Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [8] J. H. Winters, "Optimum combining in digital mobile radio with co-channel interference", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 2, no. 4, pp. 529-539, Jul. 1984.
- [9] J. Chang, G. Jin, and W. Sung, "An interference

cancellation method for eigen-beamforming transmission", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E92-B, no. 2, Feb. 2009.

- [10] Z. Xu, A. N. Akansu, and S. Tekinay, "Cochannel interference computation and asymptotic performance analysis in TDMA/FDMA systems with interference adaptive dynamic channel allocation", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 3, pp. 711-723, May 2000.
- [11] A. Zanella, M. Chiani, and M. Z. Win, "MMSE reception and successive interference cancellation for MIMO systems with high spectral efficiency", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 3, pp. 1244-1253, May 2005.
- [12] 3GPP TR 25.892, *Feasibility Study for Orthogonal Frequency Division Multiplexing for UTRAN Enhancement*, V2.0.0, Jun. 2004.

장 재 원



2003년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 2005년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 2005년 2월~2007년 3월: LG전자 이동통신기술연구소 주임연구원
 2007년 3월~현재: 서강대학교 전자

공학과 박사과정

[주 관심분야] 디지털 통신, MIMO, 간섭 분석

김 재 원



2007년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 2009년 2월~현재: 서강대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] Transmission Channel, 통신 시스템 성능 분석

김 세 진



2006년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 2008년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 [주 관심분야] 디지털통신, 간섭분석, 채널코딩

성 원 진



1990년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1992년 5월: University of Michigan, EECS (공학석사)
 1995년 12월: University of Michigan, EECS (공학박사)
 1996년 1월~2000년 8월: Hughes Network Systems사 책임연구원

2000년 9월~현재: 서강대학교 전자공학과 부교수

[주 관심분야] 이동무선통신, 통계적통신이론, MIMO, 위성모뎀