

셀룰러 환경에서 다중 안테나 시스템의 전송 효율 증대를 위한 적응적 송수신 방안

준회원 진귀언*, 김성민*, 장재원*, 종신회원 성원진*

An Adaptive Signal Transmission/Reception Scheme for Spectral Efficiency Improvement of Multiple Antenna Systems in Cellular Environments

Gwyun Jin*, Seongmin Kim*, Jaewon Chang* *Associate Members*,
Wonjin Sung* *Lifelong Member*

요 약

셀룰러 환경에서 전송 효율을 향상시키기 위하여 일반적으로 사용되는 다중 안테나 (multiple-input multiple-output: MIMO) 시스템은 공간 다중화 (spatial multiplexing: SM) 기법과 공간 다이버시티 (spatial diversity) 기법으로 구분된다. 이러한 MIMO 시스템은 셀룰러 환경에서 단말기가 셀 경계로 이동할수록 인접 셀로부터 오는 간섭 신호의 영향을 받게 되어 심각한 성능 열화를 겪게 된다. 따라서 MIMO 시스템의 전송 효율을 증대시키기 위하여 채널 환경에 적합한 송신 기법과 함께 셀 경계에서의 인접 셀 간섭을 효과적으로 제거할 수 있는 수신 기법의 활용은 매우 중요하다. 본 논문에서는 M_T 개의 송신 안테나와 M_R 개의 수신 안테나를 갖는 하향 링크 MIMO 시스템의 전송 효율 증대를 위하여 채널 환경에 따라 공간 다중화 및 공간 다이버시티를 이용한 적응적 송신 방법을 사용하고, 공간 다이버시티가 적용될 경우 MRC (maximal ratio combining) 기법과 ISD (intercell spatial demultiplexing) 기법을 적응적으로 사용하기 위한 선택 기준과, 적응적인 송수신 방식 적용시의 성능 이득을 산출한다. 단말기가 기지국 근처에 위치하여 높은 SIR (signal-to-interference ratio)을 가질 경우에는 공간 다중화를 이용한 송신 기법과 함께 SD (spatial demultiplexing) 수신 기법을 사용하고, 셀 경계와 같이 낮은 SIR을 가질 경우에는 공간 다이버시티를 이용한 송신 기법과 함께 기존의 MRC 수신 방식과 M_R-1 개의 인접 셀 간섭 신호 성분들을 제거할 수 있는 ISD 수신 방식을 적응적으로 사용함으로써 시스템 전송 효율을 향상시킬 수 있는 방안을 제시한다. 제안한 송수신 방식의 성능을 검증하기 위하여 $M_R \times M_T$ MIMO 시스템에서 각각의 송수신 방식에 따른 수신 신호의 유효 신호 대 간섭 비의 확률 밀도 함수를 유도하고, 이를 활용하여 평균 유효 신호 대 간섭 비와 전송 효율을 산출하며, 모의실험 결과와의 비교를 통해 검증한다.

Key Words : Cellular systems, Multiple-input multiple-output, Spatial demultiplexing, Maximal ratio Combining, Intercell interference

ABSTRACT

Multiple-input multiple-output (MIMO) techniques can be used for the spectral efficiency enhancement of the cellular systems, which can be categorized into spatial multiplexing (SM) and spatial diversity schemes. MIMO systems suffer a severe performance degradation due to the intercell interference from the adjacent cells as the mobile terminal moves toward the cell boundary. Therefore for the spectral efficiency enhancement, an

* 서강대학교 전자공학과 디지털전송연구실 (wsung@sogang.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-07-334, 접수일자 : 2007년 7월 26일, 최종논문접수일자 : 2008년 6월 2일

appropriate transmission scheme for the given channel environment and reception scheme which can mitigate the intercell interference are required. In this paper, we propose an adaptive signal transmission/reception scheme for the spectral efficiency improvement of $M_R \times M_T$ MIMO systems, present the decision criteria for the adaptive operation of the proposed scheme, and demonstrate the performance gain. The proposed scheme performs adaptive transmission using spatial multiplexing and spatial diversity, and adaptive reception using maximal ratio combining (MRC) and intercell spatial demultiplexing (ISD) when the spatial diversity transmission is used at the transmitter. Spatial multiplexing/demultiplexing is performed at the high signal-to-interference ratio (SIR) range, and the transmit diversity in conjunction with the adaptive reception uses either conventional MRC or ISD which can mitigate the $M_R - 1$ interference signals, based on the mobile location. For the performance evaluation of the proposed adaptive scheme, the probability density function (pdf) of the effective SIR for the transmission/reception methods in consideration are derived for $M_R \times M_T$ MIMO systems. Using the results, the average effective SIR and spectral efficiency are presented and compared with simulation results.

I. 서 론

다중 안테나 시스템은 전송 효율 및 성능 향상을 위한 효과적인 방법이며^{[1][2]}, 공간 다중화 기법은 송신단에서 서로 다른 데이터를 전송하고, 수신단에서 ZF (Zero Forcing)이나 MMSE (Minimum Mean Squared Error)와 같은 SD (spatial demultiplexing) 수신 방식을 이용하여 송신 데이터를 구분함으로써 전송 용량을 증대시킬 수 있다^[3]. 그러나 셀 경계와 같이 낮은 SIR 를 갖는 환경에서는 신뢰성 측면에서 열화가 발생하며, 이처럼 셀 경계와 같이 인접 셀 간섭이 존재하는 환경에서는 공간 다중화 기법 보다는 순환 지연 다이버시티 (cyclic delay diversity: CDD)와 같은 송신 다이버시티 기법이 주로 적용된다^{[4][5]}. 송신 다이버시티 기법은 기존의 MRC와 같은 수신 기법을 이용하여 인접 셀 간섭의 영향을 감소시킬 수 있으나, 셀 경계에서 인접 셀 간섭에 의한 성능 열화는 여전히 발생하게 된다^{[6][7]}. 이러한 성능 열화를 개선하기 위하여 다중 송수신 안테나의 특성을 이용한 셀 경계에서의 간섭 제거 기술과 공간 다중화 기법과 송신 다이버시티 기법간의 적응적인 선택을 통한 시스템의 성능 향상에 대한 연구가 필요하다^{[8][9][10]}.

본 논문에서는 $M_R \times M_T$ MIMO 시스템의 하향링크 전송 시 공간 다중화 기법과 송신 다이버시티 기법 간의 적응적인 사용을 위한 방법을 제시하고, 셀 경계와 같이 인접 셀 간섭이 높은 환경에서 CDD 방식을 이용한 송신 다이버시티 기법이 적용된 경우 다중 안테나 단말기를 사용하여 인접 셀 기지국의 간섭 신호를 효과적으로 제거하는 ISD 수신 방식을 제시한다. 특히 ISD 수신을 위하여 ZF

또는 MMSE와 같은 SD 방식을 적용할 경우 인접 셀 간섭 제거를 통한 성능 이득을 비교 평가한다. 그림 1의 예시와 같이, 단말기가 기지국 근처에 위치하여 높은 SIR을 가질 경우에는 공간 다중화 기법과 함께 SD 수신 기법을 사용하고, 인접 셀 간섭에 의해 낮은 SIR을 가질 경우에는 송신 다이버시티 기법과 함께 MRC 수신 기법을 사용하며, 셀 경계와 같이 인접 셀 간섭의 양이 증가할 경우에는 인접 셀 간섭 신호 성분들을 제거할 수 있는 ISD 수신 방식을 사용함으로써 시스템 전송 효율을 향상시킬 수 있다. 특히 ISD 수신을 위하여 MMSE 방식을 적용할 경우, 모든 셀 영역에서 기존의 MRC 수신 방식 대비 인접 셀 간섭 제거로 인한 성능 이득을 보인다. 제안한 적응적 송수신 방식을 적용할 경우 발생하는 성능 이득을 분석하기 위해 각 송수신 방식별 수신 신호의 유효 신호 대 간섭 비의 확률 밀도 함수를 구하고, 이를 통해 평균 유효 신호 대 간섭 비와 전송 효율의 이득을 제시한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 실

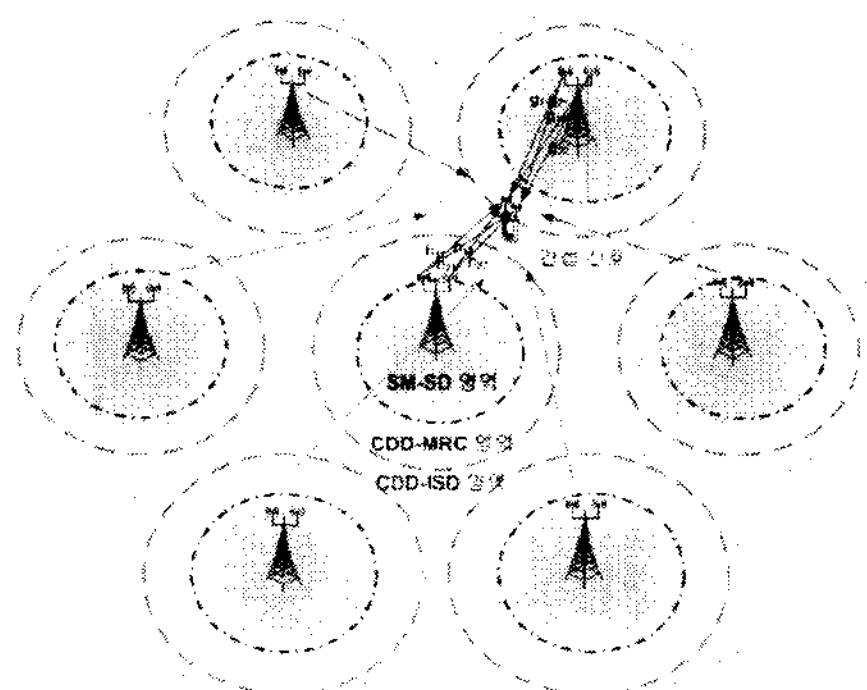


그림 1. 채널 환경에 따른 적응적 송수신 방식 예시도

험 및 분석에 사용한 시스템 모델을 기술하고 III장과 송수신 방식별 수신 신호의 유효 신호 대 간섭비의 통계적 특성과 전송 효율을 분석한다. IV장에서는 유효 신호 대 간섭비 및 전송 효율의 분석과 실험 결과를 통해 MIMO 시스템의 적응적 송수신 방식에 대한 기준과 성능 이득을 제시하고 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

2.1 다중 셀 모델

본 논문에서는 그림 2와 같이 $K = 7$ 개의 셀로 구성된 다중 셀 모델을 사용하였다. 셀 반경은 1로 정규화 하였고, 단말기가 속해 있는 기지국 B_0 와 단말기 간의 거리는 1로 정의하였으며, 모든 기지국 B_k ($0 \leq k < K$)는 동일한 송신 신호 전력 P 를 사용한다. 특히, 단말기가 $(0, 0)$ 좌표에서 $(0, 1)$ 로 이동할 때 적응적 송수신 방식에 따른 성능에 초점을 맞춘다. 기지국과 단말기 간의 거리 1의 변화에 따라 경로 손실이 발생하며, 기지국 B_k 로부터 단말기에 수신되는 신호전력 Q_k 는 다음과 같이 나타낼 수 있다. γ 는 경로 손실 지수이다.

$$\begin{aligned} Q_0 &= \frac{P}{r^\gamma}, \quad Q_1 = \frac{P}{(2-l)^\gamma}, \\ Q_2 &= Q_6 = \frac{P}{(\sqrt{3+(1-l)^2})^\gamma}, \\ Q_3 &= Q_5 = \frac{P}{(\sqrt{3+(1+l)^2})^\gamma}, \\ Q_4 &= \frac{P}{(2+l)^\gamma} \end{aligned} \quad (1)$$

2.2 공간 다중화 기법의 채널 모델

M_T 개의 송신 안테나와 M_R 개의 수신 안테나를 갖는 MIMO 시스템에서 공간 다중화 기법을 사용할 경우 수신 신호에 대한 표현식은 다음과 같이 나타낸다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (2)$$

여기서 \mathbf{r} 는 수신 신호 벡터 $[r_1, \dots, r_{M_R}]^T$ 이고, \mathbf{s} 는 송신 전력이 P/M_T 인 전송 심볼로 이루어진 송신 신호 벡터 $[s_1, \dots, s_{M_T}]^T$ 를 나타낸다. \mathbf{H} 는 송수신 안테나 사이의 $M_R \times M_T$ 채널 행렬로써 원소 h_{ij} ($1 \leq i \leq M_R, 1 \leq j \leq M_T$)는 서로 독립적이고, 평균 전력이 1

인 복소 가우시안 변수이다. 백색 잡음의 영향이 미미한 interference-limited 환경에서 \mathbf{v} 는 간섭 신호 벡터 $[v_1, \dots, v_{M_R}]^T$ 를 나타낸다. i 번째 안테나에 수신된 인접 셀 간섭 신호의 합 v_i ($1 \leq i \leq M_R$)는 서로 독립적이고, 중심 극한 정리 (central limit theorem)에 의해 평균 전력이 $\sigma^2 (= \sum_{k=1}^{K-1} Q_k)$ 인 가우시안 분포로 모델한다.

2.3 공간 다이버시티 기법의 채널 모델

본 논문에서는 공간 다이버시티 기법 중 주파수 영역에서 전송 신호의 위상 변화를 통하여 주파수 다이버시티 이득을 얻는 부호화 방식인 CDD 방식을 고려한다^{[4][5]}. M_T 개의 송신 안테나와 M_R 개의 수신 안테나를 갖는 MIMO 시스템에서 CDD 기법을 사용할 경우 수신 신호에 대한 표현식은 식 (2)와 같이 일반적인 형태로 표현될 수 있으나, s 는 공간 다중화 기법과는 달리 송신 안테나에서 동일한 전송 심볼의 위상을 변화시킨 송신 신호 벡터 $[se^{j\theta}, \dots, se^{j(M_T-1)\theta}]^T$ 를 나타내게 된다.

III. 송수신 기법에 따른 수신 신호의 통계적 특성 및 평균 전송 효율

본 장에서는 그림 2와 같은 다중 셀 환경에서 $M_R \times M_T$ MIMO 시스템의 송수신 기법에 따른 유효 신호 대 간섭비의 확률 밀도 함수와 평균 전송 효율을 구한다. 특히 공간 다이버시티 송신을 위한 ISD 수신 방식이 적용될 경우, ZF 및 MMSE 방식에 따른 수신 신호를 모델링하고 통계적 특성을 분석한다.

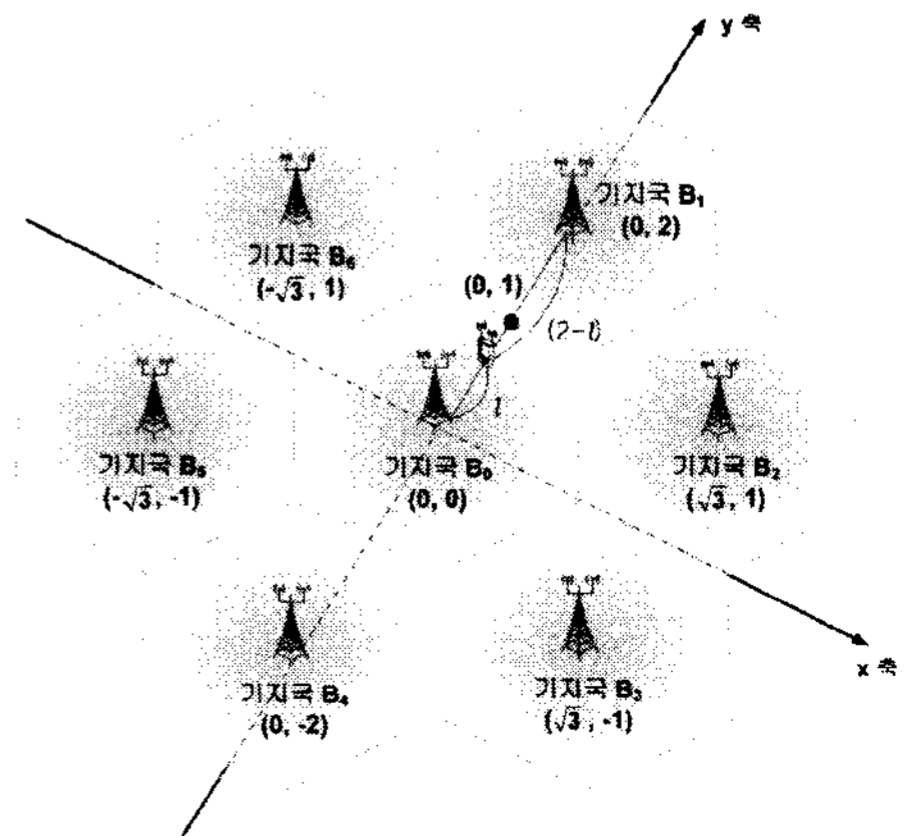


그림 2. 다중 셀 모델에서 기지국 좌표 및 단말기의 위치

3.1 공간 다중화 송신

수신 신호 $\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v}$ 수신 시 채널 행렬 \mathbf{H} 의 의사 역행렬 (pseudo-inverse)인 \mathbf{W} 를 이용하여 송신 신호를 검출하는 ZF 및 MMSE를 이용한 SD 수신 방식은 아래와 같은 연산을 통하여 송신 신호를 검출한다^[11].

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{W}^H \mathbf{r} = \mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{v}, \quad (3)$$

$$\begin{cases} \mathbf{W}^H = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H & (\text{ZF}) \\ \mathbf{W}^H = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H & (\text{MMSE}) \end{cases}$$

여기서 위 첨자 \mathbf{H} 는 hermitian operator를 나타내고 \mathbf{I} 는 $M_R \times M_R$ 단위 행렬을 의미한다. 이때, j 번째 송신 안테나에서 전송한 신호의 검출값은

$$\tilde{s}_j = \sum_{i=1}^{M_R} w_{ij}^* h_{ij} s_j + \sum_{i=1}^{M_R} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{M_T} w_{ij}^* h_{ik} s_k + \sum_{i=1}^{M_R} w_{ij}^* v_i \quad (4)$$

로 표현된다. 식 (4) 우변의 첫 번째 항은 검출하고자 하는 신호 성분이고, 두 번째 항은 기지국에서 전송하는 다른 데이터에 의한 간섭 신호 성분이며, 세 번째 항은 인접 셀 간섭 신호 성분이다. ZF 수신 방식은 s_j 의 검출을 위해 다음과 같은 조건을 가지는 가중치 벡터 $[w_{1j}^*, \dots, w_{M_R j}^*]$ 를 이용하여 자기 간섭 신호를 제거한다.

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{M_R} w_{ij}^* h_{ik} &= 0, \quad k=1, \dots, M_T; k \neq j \\ \text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^{M_R} |w_{ij}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (5)$$

송신 신호는 식 (3)과 (5)의 조건을 이용하여 검출할 수 있고, 수신기를 통과한 유효 신호 대 간섭 비 μ 는

$$\mu = \frac{E \left\{ \left| \sum_{i=1}^{M_R} w_{ij}^* h_{ij} \right|^2 \right\} |s_j|^2}{E \left\{ \left| \sum_{i=1}^{M_R} w_{ij}^* v_i \right|^2 \right\}} = \frac{\rho}{M_T} |h|^2, \quad \rho = Q_0 / \sum_{k=1}^K Q_k \quad (6)$$

와 같다. 식 (5)의 조건에 의해 $\mathbf{h} = \sum_{i=1}^{M_R} w_{ij}^* h_{ij}$ 는 평균 전력이 1인 복소 가우시안 랜덤 변수이며, ZF 수신 방식을 적용할 경우 수신 신호의 유효 신호 대 간섭 비의 확률 밀도 함수 $f(\mu)$ 는

$$f(\mu) = \frac{1}{\rho/M_T} e^{-\mu M_T/\rho}, \quad \mu \geq 0 \quad (7)$$

와 같은 지수 분포를 갖는다. 평균 유효 신호 대 간섭 비 $\bar{\mu}_{SM_ZF}$ 는

$$\begin{aligned} \bar{\mu}_{SM_ZF} &= \int_0^\infty \mu f(\mu) d\mu \\ &= \frac{1}{\rho/M_T} \int_0^\infty \mu e^{-\mu M_T/\rho} d\mu = \frac{\rho}{M_T} \end{aligned} \quad (8)$$

으로 계산된다. ZF 수신 방식을 사용하면 M_T 개의 송신 안테나에서 전송된 신호 성분들을 검출할 수 있으므로 평균 전송 효율 ($\bar{\eta}$)은 송신 안테나 개수에 비례하고, [12]에 정의된 채널 용량 수식을 이용하여

$$\bar{\eta} = M_T \int_0^\infty \log_2(1+\mu) f(\mu) d\mu \quad (9)$$

와 같이 산출할 수 있으며, 평균 전송 효율 $\bar{\eta}_{SM_ZF}$ 는 식 (7)과 (9)를 이용하여 다음과 같이 구해진다.

$$\bar{\eta}_{SM_ZF} = \frac{1}{\rho} \int_0^\infty \log_2(1+\mu) e^{-\mu M_T/\rho} d\mu \quad (10)$$

3.2 공간 다이버시티 송신 및 MRC 수신 기법

CDD 방식을 사용한 공간 다이버시티 전송 시 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R1} & \dots & h_{M_R M_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s e^{j\theta} \\ \vdots \\ s e^{j(M_T-1)\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_{M_R} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_{11} + \dots + h_{1M_T} e^{j(M_T-1)\theta} \\ \vdots \\ h_{M_R1} + \dots + h_{M_R M_T} e^{j(M_T-1)\theta} \end{bmatrix} \mathbf{s} + \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_{M_R} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{h}\mathbf{s} + \mathbf{v} \end{aligned} \quad (11)$$

MRC 수신 방식을 이용할 때 전송 심볼 s 의 검출값은

$$\tilde{s} = \mathbf{h}^H \mathbf{h} s + \mathbf{h}^H \mathbf{v} \quad (12)$$

이며, 수신기를 통과한 유효 신호 대 간섭 비 μ 는

$$\begin{aligned} \mu &= \frac{E \left\{ \left| \sum_{i=1}^{M_R} |h_{i1} + \dots + h_{iM_T} e^{j(M_T-1)\theta}|^2 \right\} |s|^2}{E \left\{ \left| \sum_{i=1}^{M_R} (h_{i1} + \dots + h_{iM_T} e^{j(M_T-1)\theta})^* v_i \right|^2 \right\}} \\ &= \frac{\rho}{M_T} \sum_{i=1}^{M_R} \sum_{j=1}^{M_T} |h_{ij}|^2, \quad \rho = Q_0 / \sum_{k=1}^K Q_k \end{aligned} \quad (13)$$

로 구해진다. μ 는 독립적인 복소 가우시안 랜덤 변수의 전력 합이므로 유효 신호 대 간섭 비의 확률 밀도 함수 $f(\mu)$ 는

$$f(\mu) = \frac{1}{(M_R - 1)! \rho^{M_R}} \mu^{(M_R - 1)} e^{-\mu/\rho}, \mu \geq 0 \quad (14)$$

와 같이 $2M_R$ 의 자유도를 갖는 카이 제곱 분포로 유도되고, 평균 유효 신호 대 간섭 비 $\bar{\mu}_{CDD_MRC}$ 는

$$\begin{aligned} \bar{\mu}_{CDD_MRC} &= \int_0^\infty \mu f(\mu) d\mu \quad (15) \\ &= \frac{1}{(M_R - 1)! \rho^{M_R}} \int_0^\infty \mu^{M_R} e^{-\mu/\rho} d\mu = \rho M_R \end{aligned}$$

로 계산된다. CDD와 같은 spatial rate 1인 부호를 전송할 경우 평균 전송 효율 ($\bar{\eta}$)은 기지국의 송신 안테나 개수 (M_T)에 상관없이

$$\bar{\eta} = \int_0^\infty \log_2(1 + \mu) f(\mu) d\mu \quad (16)$$

와 같이 나타낼 수 있고, 평균 전송 효율 $\bar{\eta}_{CDD_MRC}$ 은 식 (14)와 (16)을 이용하여 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \bar{\eta}_{CDD_MRC} &= \frac{(1/\rho)^{M_R}}{(M_R - 1)!} \int_0^\infty \mu^{(M_R - 1)} e^{-\mu/\rho} \log_2(1 + \mu) d\mu \quad (17) \end{aligned}$$

3.3 공간 다이버시티 송신 및 ISD 수신 기법

셀룰러 환경에서 공간 다이버시티 송신을 하는 기지국이 동일한 자원을 사용할 경우 단말기는 통신 중인 기지국의 채널 정보 h_{ij} ($1 \leq i \leq M_R, 1 \leq j \leq M_T$)와 인접 셀 기지국의 채널 정보 g_i^k ($1 \leq k \leq M_R - 1$)로 이루어진 채널 행렬 \mathbf{H} 를 이용하여 식 (3)과 같은 방법으로 $M_R - 1$ 개의 인접 셀 간섭 신호 성분들을 제거하는 ISD 수신 기법을 다음과 같이 적용할 수 있다. 단말기가 속해있는 기지국에서는 CDD 방식으로 전송하고, 인접 셀 기지국에서는 공간 다이버시티 송신을 할 경우 단말기에 수신된 신호는

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \begin{bmatrix} h_{11} + \dots + h_{1M_R} e^{j(M_R - 1)\theta} & g_1^1 & \dots & g_1^{M_R - 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R 1} + \dots + h_{M_R M_R} e^{j(M_R - 1)\theta} & g_{M_R}^1 & \dots & g_{M_R}^{M_R - 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s \\ z_1 \\ \vdots \\ z_{M_R - 1} \end{bmatrix} \quad (18) \\ &+ \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_{M_R} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v} \end{aligned}$$

이며, 통신 중인 기지국에서 전송되는 심볼은 s 로 나타내고 k 번째 인접 셀 기지국에서 전송하는 심볼은 z_k 로 나타낸다. v_i ($1 \leq i \leq M_R$)는 ISD 수신 기법에 의해 제거되지 못한 인접 셀 간섭 신호 성분들의 합이고 평균 전력이 $\sigma_{ISD}^2 (= \sum_{k=1}^{M_R} Q_k)$ 인 가우시안 분포를 갖는다. 통신 중인 기지국 및 인접 기지국과 다중 안테나 단말 사이의 채널을 고려한 \mathbf{H} 의 의사역행렬 \mathbf{W} 를 이용하여 송신 신호를 검출하는 ZF 및 MMSE를 이용한 ISD 수신 방식은 아래와 같은 연산을 통하여 송신 신호를 검출한다.

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{W}^H \mathbf{r} = \mathbf{s} + \mathbf{W}^H \mathbf{v}, \quad (19)$$

$$\begin{cases} \mathbf{W}^H = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H & \text{(ZF)} \\ \mathbf{W}^H = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_{ISD}^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H & \text{(MMSE)} \end{cases}$$

이때, 통신 중인 기지국에서 전송한 신호의 검출을 위해 가중치 벡터 $[w_{1j}^*, \dots, w_{M_R j}^*]$ 를 이용하여 인접 셀 기지국에서 전송되는 $M_R - 1$ 개의 간섭 신호를 제거한다. ISD 수신기를 통과한 유효 신호 대 간섭 비 μ 는

$$\begin{aligned} \mu &= \frac{E \left\{ \left| \sum_{i=1}^{M_R} w_{i1}^* (h_{i1} + \dots + h_{iM_R} e^{j(M_R - 1)\theta}) \right|^2 \right\} |s|^2}{E \left\{ \left| \sum_{i=1}^{M_R} w_{i1}^* v_i \right|^2 \right\}} \\ &= \frac{\rho_{ISD}}{M_T} \left| \sum_{j=1}^{M_T} h_j \right|^2, \\ \rho_{ISD} &= Q_0 / \sum_{k=1}^{M_R} Q_k \quad (20) \end{aligned}$$

와 같이 구해진다. 위 식에서 분자의 항을 나타내는 $h_j = \sum_{i=1}^{M_R} w_{i1}^* h_{ij}$ 는 평균 전력이 1인 복소 가우시안 랜덤 변수를 나타내며, ZF 및 MMSE 방식을 적용할 경우 각각의 유효 신호 대 간섭 비의 확률 밀도 함수 $f(\mu)$ 는

$$f(\mu) = \begin{cases} \frac{1}{\rho_{ISD}} e^{-\mu/\rho_{ISD}}, & \mu \geq 0 \text{ (ZF)} \\ \frac{\mu^{(M_R - 1)}}{(M_R - 1)! \rho_{ISD}^{M_R}} e^{-\mu/\rho_{ISD}}, & \mu \geq 0 \text{ (MMSE)} \end{cases} \quad (21)$$

와 같은 지수 분포로 유도된다. 평균 유효 신호 대 간섭 비 $\bar{\mu}_{CDD_ISD}$ 는

$$\bar{\mu}_{CDD_ISD} = \begin{cases} \int_0^\infty \frac{\mu}{\rho_{ISD}} e^{-\mu/\rho_{ISD}} d\mu = \rho_{ISD} & \text{(ZF)} \\ \int_0^\infty \frac{\mu^{M_R} e^{-\mu/\rho_{ISD}}}{(M_R-1)! \rho_{ISD}^{M_R}} d\mu = \rho_{ISD} M_R & \text{(MMSE)} \end{cases} \quad (22)$$

로 계산되며, 식 (16)과 (21)을 이용하여 평균 전송 효율 $\bar{\eta}_{CDD_ISD}$ 은 다음과 같이 구해진다.

$$\bar{\eta}_{CDD_ISD} = \begin{cases} \frac{1}{\rho_{ISD}} \int_0^\infty e^{-\mu/\rho_{ISD}} \log_2(1+\mu) d\mu & \text{(ZF)} \\ \int_0^\infty \frac{\mu^{M_R-1} e^{-\mu/\rho_{ISD}}}{(M_R-1)! \rho_{ISD}^{M_R}} \log_2(1+\mu) d\mu & \text{(MMSE)} \end{cases} \quad (23)$$

IV. 성능 비교 및 분석

본 장에서는 앞서 기술된 송수신 방식 별 수신 신호의 통계적 특성을 분석 및 검증하기 위하여 수식적 결과와 Monte-Carlo 모의실험 결과를 살펴보고, 적응적 송수신 방식을 사용할 경우 유효 신호 대 간섭 비와 전송 효율 측면에서의 성능 이득을 제시한다. 모의실험의 기본 환경은 표 1에 기술된 바와 같다. 기지국과 단말기의 안테나 수는 각각 두 개인 2x2 MIMO 시스템을 사용하였으며, 단말기는 정확한 채널 상태 정보 (channel state information: CSI)를 알고 있다고 가정하였다. 표현의 간소화를 위해 SD 수신 기법을 사용한 공간 다중화 기법의 경우 SM-SD로 나타내고, MRC 수신 방식과 ISD 수신 방식을 사용한 CDD 전송 기법의 경우 각각 CDD-MRC와 CDD-ISD로 나타낸다. 그림 3과 4는

표 1. 모의실험 파라미터

| 종류 | 값 |
|----------------------|---|
| 전송 방식 | OFDM |
| 기지국의 안테나 수 | 2 |
| 단말기의 안테나 수 | 2 |
| 부반송파 수 | 1024 |
| 채널 환경 | Flat fading |
| 도플러 주파수 | 64Hz (30km/h @2.3GHz carrier frequency) |
| 셀 구성 | 7 셀 |
| 경로 손실 지수(γ) | 3.76 |
| 기지국 간 거리 | 2 km |
| 기지국 송신전력 | 43 dBm |

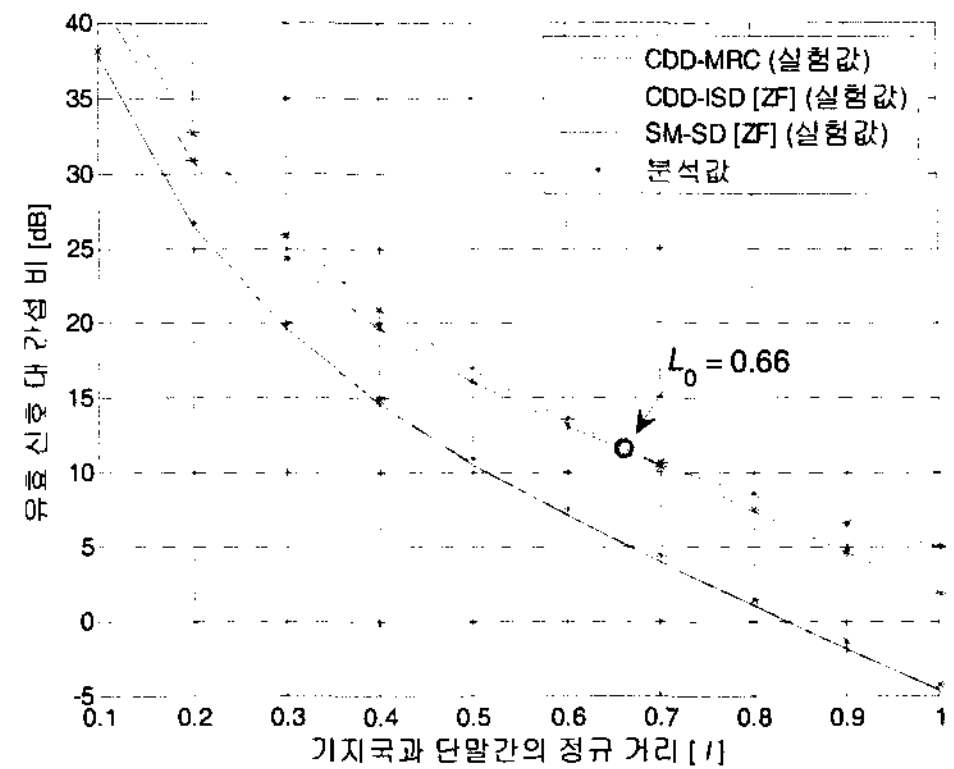


그림 3. 기지국과 단말기 간의 정규 거리에 따른 유효 신호 대 간섭 비

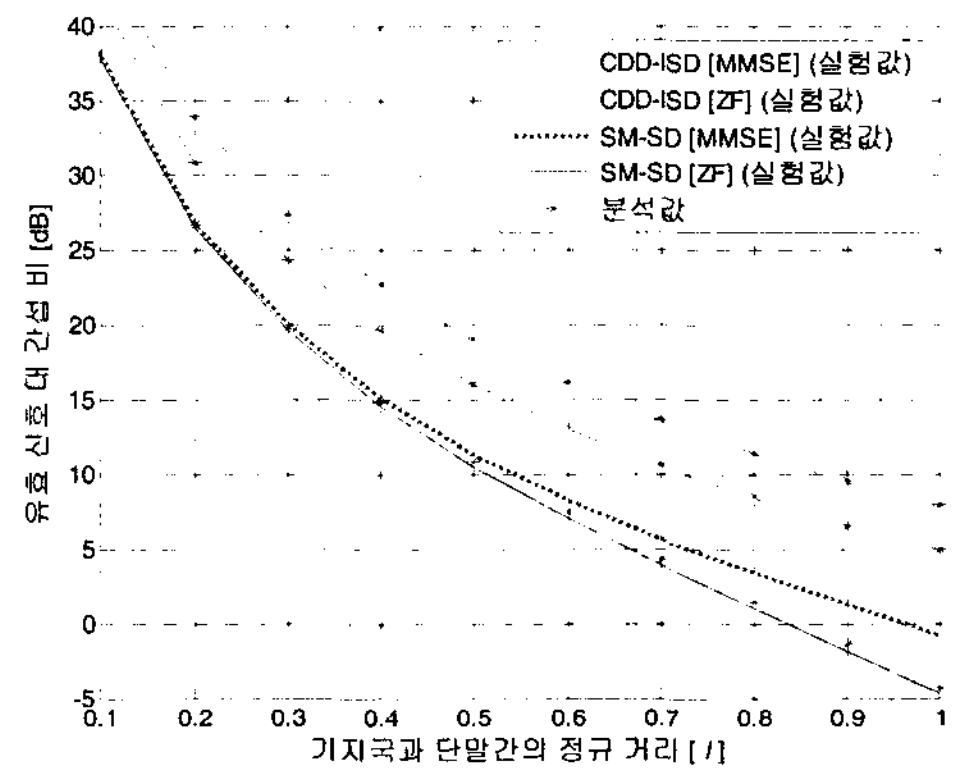


그림 4. 기지국과 단말기 간의 정규 거리에 따른 유효 신호 대 간섭 비 (ZF vs. MMSE)

다중 셀 환경에서 기지국과 단말기 간의 정규 거리 l 에 따른 송수신 방식 별 평균 유효 신호 대 간섭 비를 나타낸다. 기지국이 CDD 전송 기법을 사용하여 신호를 전송할 경우 ISD 기법은 기존의 MRC 기법 대비 셀 경계에서 인접 셀 간섭 제거로 인한 성능 개선을 보인다. 그림 3의 결과와 같이 CDD 전송 기법을 적용할 때 MRC 기법 및 ZF 방식을 이용한 ISD 기법의 성능 우위가 변화하는 위치는 식 (15)와 (22)를 이용할 경우 $\bar{\mu}_{CDD_MRC} = \bar{\mu}_{CDD_ISD}$ 를 만족하는 l 을 구함으로써 얻어진다. 그러한 조건을 만족하는 위치와 송신 기지국 간의 거리 $l_0 = 0.66$ 의 값을 가지고, $l = [l_0, 1]$ 구간에서의 유효 신호 대 간섭 비의 평균값은 CDD-ISD가 CDD-MRC에 비해 0.18 dB 성능 이득을 보인다. 따라서 셀 경계와 같이 낮은 SIR을 갖는 환경에서 송신 다이버시티 기법을 이용할 경우 MRC 기법과 ISD 기법을 적응적으로 사용하는 것이 효과적임을 알 수 있다. 이와

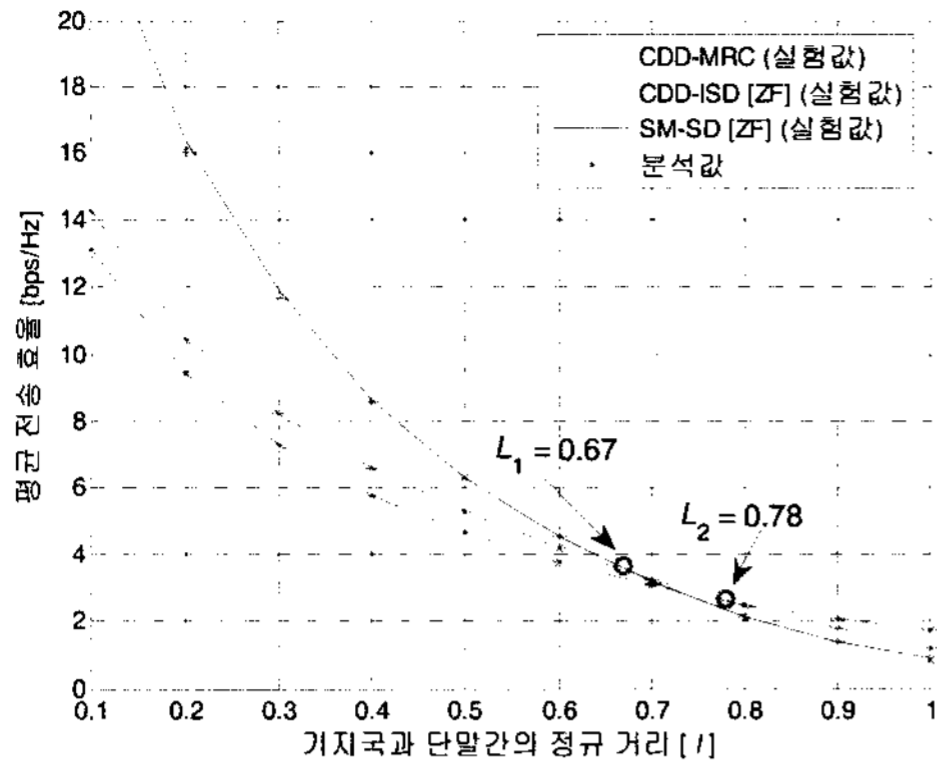


그림 5. 기지국과 단말기 간의 정규 거리에 따른 평균 전송 효율

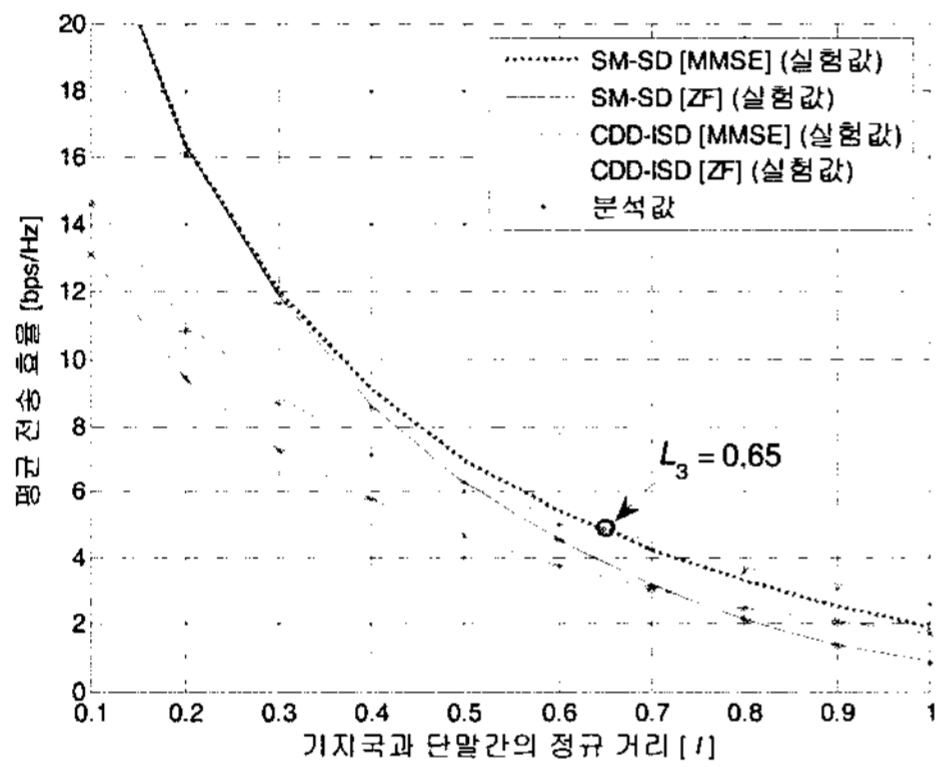


그림 6. 기지국과 단말기 간의 정규 거리에 따른 평균 전송 효율 (ZF vs. MMSE)

같은 ISD 수신 기법은 제거되지 못한 외부 간섭 신호 전력의 합을 고려한 MMSE를 적용할 경우 그림 4와 같이 더욱 개선된 성능을 가져온다. ZF 방식을 사용할 경우와 달리 MMSE 방식을 ISD 수신을 위하여 사용할 경우 모든 셀 영역에서 개선된 성능을 보이게 되며 셀 경계 ($l = 1.0$) 지점에서 MRC 기법 대비 최대 3 dB의 평균 유효 신호 대 간섭 비 성능 이득을 보인다. 다수개의 신호를 전송하는 SM-SD의 경우, ZF 및 MMSE 수신 방식을 사용할 때 모든 영역에서 CDD-MRC와 CDD-SD 보다 낮은 평균 유효 신호 대 간섭 비를 갖는 것을 그림 3과 4를 통하여 알 수 있다.

그림 5와 6은 기지국과 단말기의 간의 정규 거리 l 에 따른 송수신 방식 별 평균 전송 효율을 나타낸다. 그림 5의 결과를 살펴보면 정규 거리 l 에 따라 ZF 방식을 적용한 SM-SD, 기존의 CDD-MRC, ZF 방식을 적용한 CDD-SD 송수신 방식 간 평균 전송 효율이 교차되는 것을 알 수 있고, 교차하는

위치에 따라 $l=[0, L_1]$, $[L_1, L_2]$, $[L_2, 1]$ 과 같이 세 개의 구간으로 구분된다. L_1 은 SM-SD 경우와 CDD-MRC 간의 성능 우위가 변화하는 위치를 나타내고, 식 (10)과 (17)을 이용하여 $\bar{\eta}_{SM_SD} = \bar{\eta}_{CDD_MRC}$ 를 만족하는 위치와 송신 기지국 간의 거리 $L_1 = 0.67$ 의 값을 갖는다. L_2 는 SM-SD 경우와 CDD-SD 간의 성능 우위가 변화하는 위치를 나타내고, 식 (17)과 (23)을 이용하여 $\bar{\eta}_{CDD_MRC} = \bar{\eta}_{CDD_SD}$ 를 만족하는 위치와 송신 기지국 간의 거리 $L_2 = 0.78$ 의 값을 갖는다. 이 결과에서 알 수 있듯이 L_1 은 공간 다중화 기법과 송신 다이버시티 기법을 이용한 적응적 송신 기법의 기준이 될 수 있고, L_2 는 송신 다이버시티 기법을 이용할 경우 MRC 기법과 ISD 기법을 이용한 적응적 수신 기법의 기준이 될 수 있다. 이와 같은 기준을 적용하여 $l=[0, L_1]$ 구간에서 SM-SD를 사용하면 CDD-MRC에 비해 5.67 bps/Hz 의 성능 이득을 보이고, $[L_2, 1]$ 구간에서 CDD-SD를 사용하면 CDD-MRC에 비해 0.27 bps/Hz 의 성능 이득을 얻는다. 따라서 그림 1에 표시된 바와 같이 단말기가 $l=[0, L_1]$ 구간에 있을 때는 SM-SD를 사용하고, $[L_1, L_2]$ 구간에서는 평균 전송 효율에서 우위를 보이는 CDD-MRC를 사용하며, $[L_2, 1]$ 구간으로 이동하게 되면 인접 셀 간섭들을 제거하는 ISD 수신 기법을 사용한 CDD-SD를 적응적으로 사용하는 것이 효율적임을 알 수 있다. SM-SD 및 CDD-SD를 적용할 경우 MMSE 수신 방식을 사용하게 되면, 유효 신호 대 간섭 비의 결과와 마찬가지로 추가적인 전송 효율 이득을 얻는 것이 가능하다. 그림 6에서 MMSE 방식을 적용할 경우 기지국과 단말기 간의 정규 거리에 따른 평균 전송 효율을 살펴보면, ZF 방식 대비 $l=[0, 1]$ 구간에서 1.21 bps/Hz 의 성능 이득을 보인다. 특히 MMSE 방식을 적용한 CDD-SD는 ZF 방식을 적용할 경우와 달리 CDD-MRC보다 모든 셀 영역에서 성능 개선이 있음을 그림 5와 6의 비교를 통하여 알 수 있다. MMSE 방식을 적용한 경우 SM-SD 와 CDD-SD 간의 성능 우위가 변화하는 위치인 $L_3 = 0.65$ 지점을 기준으로, $l=[0, L_3]$ 구간에서는 SM-SD를 사용하면 CDD-MRC에 비해 5.91 bps/Hz 의 성능 이득을 보이고, $l=[L_3, 1]$ 구간에서는 CDD-SD를 사용하면 CDD-MRC에 비해 1.48 bps/Hz의 성능 이득을 얻는다. 따라서 $L_3 = 0.65$ 지점을 기준으로 $l=[0, L_3]$ 구간에서는 SM-SD를

적용하고 $l=[L_3, 1]$ 구간에서는 CDD-ISD를 적응적으로 적용하는 것이 효율적임을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 하향링크 셀룰러 환경에서 $M_R \times M_T$ MIMO 시스템의 적응적 송수신 방식에 따른 수신 신호의 유효 신호 대 간섭 비의 확률 밀도 함수를 유도하고, 이를 통해 평균 유효 신호 대 간섭 비 및 전송 효율을 산출하였다. 적응적 송수신 방식의 선택 기준으로 평균 전송 효율을 제시하였고, 이를 통하여 공간 다중화 기법과 공간 다이버시티 기법간의 적응적인 사용을 결정하며, 단말기가 셀 경계로 이동하여 인접 셀 간섭의 양이 증가할 경우 기존의 MRC 수신 방식보다 인접 셀 간섭 성분들을 제거할 수 있는 ISD 수신 방식으로 수신할 경우 발생하는 성능 이득을 ZF 및 MMSE 방식별로 정량적으로 제시하였다.

참 고 문 헌

[1] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bolcskei, "An overview of MIMO communications—A key to gigabit wireless," *Proc. IEEE*, Vol.92, Feb. 2004, pp.198 - 218.

[2] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Labs. Tech. Journal*, Vol.1, 1996, pp.41-59.

[3] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proc. IEEE ISSSE'98*, Sept. 1998, pp.295-300.

[4] D. Gore, S. Sandhu, and A. Paulraj, "Delay diversity codes for frequency selective channels," in *Proc. IEEE ICC'02*, Vol.3, Apr. 2002, pp.1949-1953.

[5] Y. Wu, S. Sumei, L. Yuan, and L. Yingchang, "Transmit diversity schemes for MIMO-OFDM based wireless LAN systems," in *Proc. IEEE PIMRC'06*, Sept. 2006, pp.1-5.

[6] A. Maaref and S. Aissa, "Closed-form expressions for the outage and ergodic Shannon

capacity of MIMO MRC systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.53, pp.1092-1095, July 2005.

[7] B. D. Rao and Y. Ming, "Performance of maximal ratio transmission with two receive antennas," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.51, pp.894-895, June 2003.

[8] H. Zhang, H. Dai, Q. Zhou, and B. L. Hughes, "On the diversity order of spatial multiplexing systems with transmit antenna selection: A geometrical approach," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.52, pp.5297-5311, Dec. 2006.

[9] J. Akhtar, "Diversity and spatial-multiplexing tradeoff under linear decoding," in *Proc. IEEE VTC'04*, Vol.2, May 2004, pp.589-593.

[10] R. W. Heath and A. J. Paulraj "Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.53, pp.962-968, June 2005.

[11] S. Catreux, P. F. Driessen, and L. J. Greenstein, "Data throughputs using multiple-input multiple-output (MIMO) techniques in a noise-limited cellular environment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.1, pp.226-235, Apr. 2002.

[12] J. Proakis, *Digital Communications*, 4/e. New York: McGraw-Hill, 2001.

진 귀 언 (Gwyun Jin)

준회원



2006년 2월 서강대학교 전자공학과 학사
 2008년 2월 서강대학교 전자공학과 석사
 <관심분야> MIMO, 채널코딩, 통신공학

김 성 민 (Seongmin Kim)

준회원



2006년 2월 서강대학교 전자공학과 학사
 2008년 2월 서강대학교 전자공학과 석사
 <관심분야> MIMO, OFDM, 통신공학

장 재 원 (Jaewon Chang)

준회원



2003년 2월 서강대학교 전자공학과 학사

2005년 2월 서강대학교 전자공학과 석사

2005년 2월~2007년 3월 LG전자 이동통신기술 연구소 주임 연구원

2007년 3월~현재 서강대학교 전자공학과 박사과정

<관심분야> 디지털 통신, MIMO, 간섭 분석

성 원 진 (Wonjin Sung)

종신회원



1990년 2월 서울대학교 전자공학과 학사

1992년 5월 University of Michigan, EECS 석사

1995년 12월 University of Michigan, EECS 박사

1996년 1월~2000년 8월 Hughes

Network Systems사 책임연구원

2000년 9월~현재 서강대학교 전자공학과 부교수

<주관심분야> 이동무선통신, 통계적통신이론, MIMO, 위성모뎀