

셀룰러 시스템의 셀 경계에서의 하향 링크 성능 향상을 위한 Joint SD-MRC 수신 방식

A Joint SD-MRC Method for Downlink Performance Improvement at Coverage Boundaries of Cellular Systems

이 상 대 · 장 재 원 · 성 원 진

Sangdae Lee · Jaewon Chang · Wonjin Sung

요 약

WiBro 시스템과 같은 최근 통신 시스템에서 대역폭 효율을 증가시키기 위해 모든 셀에서 주파수를 재사용하는 경우, 셀 경계에 위치하는 수신기는 인접 셀로부터 오는 간섭 신호로 인해 수신 성능이 열화된다. 본 논문에서는 셀룰러 시스템에서 셀 경계에서의 하향 링크 성능 향상을 위해, 다수 개의 안테나를 가진 단말기에서 활용할 수 있는 수신 방식을 제안한다. 성능 검증을 위하여 인접 셀의 간섭 신호 세기 및 단말기의 안테나 개수의 변화에 따른 유효 신호 대 간섭 잡음비의 확률 밀도 함수와 대역폭 효율을 산출한다. 제안하는 방식은 MRC(Maximum Ratio Combining) 및 SD(Spatial Multiplexing) 방식 대비 유효 신호 대 간섭 잡음비와 대역폭 효율을 큰 폭으로 향상시킴을 분석 결과로 확인할 수 있으며, 실험을 통해 그 결과를 검증한다.

Abstract

At coverage boundaries of cellular systems including the recent WiBro standard which operate with full frequency reuse for increased spectral efficiency, interference signals from the base stations(BS) of adjacent cells degrade the receiver performance. In this paper, a detection method for multiple-antenna mobile stations(MS) is proposed for downlink performance improvement at coverage boundaries of cellular systems. For the performance verification, we obtain the probability density function(pdf) of the effective signal-to-interference and noise ratio(SINR) according to the variation of the interference signals from adjacent cells as well as the number of MS antennas, and calculate the transmission efficiency. We also verify the performance of proposed method with simulation results, to demonstrate a significant performance improvement is achieved over the maximal ratio combining(MRC) and spatial demultiplexing (SD) methods in terms of the effective SINR and the spectral efficiency.

Key words : Maximal Ratio Combining, Spatial Demultiplexing, Multiple Antenna, Intercell Interference, Interference Mitigation

I. 서 론

셀룰러 시스템에서 동일한 주파수를 사용하는 인접 셀 간섭 신호의 영향은 셀의 경계 지역으로 갈수록 증가하여 통신하고 있는 신호의 추정 성능 및 시

스템의 전송 효율을 저하시킨다^[1]. 동일 채널 간섭 신호의 영향은 log-normal fading과 shadowing^{[2],[3]} 및 Rayleigh fading에서의 다중 간섭 신호^[4], 네트워크 부하^[5] 등 다양한 측면에서 연구가 이루어져 있고, 단일 안테나에서의 간섭 완화 및 제거하기 위한 기

서강대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Sogang University)

· 논문 번호 : 20080128-013

· 수정완료일자 : 2008년 3월 10일

술이 제안되었다^[6]. 다수의 안테나를 가진 단말기의 경우, 다중 안테나 수신 방식을 활용하여 셀룰러 시스템의 셀 경계 지역에서 수신 성능 및 전송 효율을 향상시킬 수 있다. 다중 안테나를 활용하여 셀룰러 시스템에서 수신 성능 및 전송 효율을 증대시키기 위해 공간 다이버시티 기술 및 MRC(Maximal Ratio Combining)를 이용한 방식과 페이딩 채널 환경에서의 성능 분석^{[7]-[10]}, 공간 다중화 기술과 ZF(Zero Forcing) 또는 MMSE(Minimum Mean Squared Error)를 이용한 SD(Spatial Demultiplexing) 방식에 관한 연구^[11] 등이 진행되었다.

본 논문에서는 셀룰러 시스템에서 다중 안테나를 가진 단말기에서 MRC 수신 방식과 MMSE를 적용한 셀 간 SD 수신 방식을 설명하고 두 방식을 조합한 Joint SD-MRC 수신 방식을 제안한다. 기존의 MRC 수신 방식은 높은 신호 대 간섭 비를 갖는 기지국 근처에서는 효과적이거나, 간섭 신호가 강한 셀 경계 지역에서는 간섭 신호를 분리할 수 있는 SD 수신 방식이 MRC 수신 방식보다 좋은 성능을 보인다. 제안하는 Joint SD-MRC 수신 방식은 두 수신 방식의 이득을 적절히 결합하여 보다 좋은 이득을 얻는 것이 목표이며, 다수 개의 안테나를 여러 안테나 그룹으로 나누어 각 안테나 그룹에서 SD 수신 방식으로 간섭 신호와 분리한 원 신호를 MRC를 이용하여 결합하는 방식이다. 성능 평가를 위해 셀 경계 지역에서 MRC 및 SD 수신 방식과 제안하는 방식 간의 성능을 비교한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델에 대해 설명하고, III장에서는 각 수신 방식에 대해 인접 셀의 간섭 세기와 단말기의 안테나 개수에 따른 유효 신호 대 간섭 잡음비 및 전송 효율을 분석한다. IV장에서는 각 수신 방식에 따른 수학적 분석 결과와 실험 결과를 비교 분석하며, V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

그림 1은 기지국에서 N 개의 안테나를 가진 단말기로 신호를 전송하는 하향 링크 전송을 나타낸 그림이다. 본 논문에서는 기지국의 송신 안테나 개수가 1인 경우를 기준으로 제안 방식 설명 및 성능 평가를 수행한다. 기지국의 안테나가 다수 개인 경우

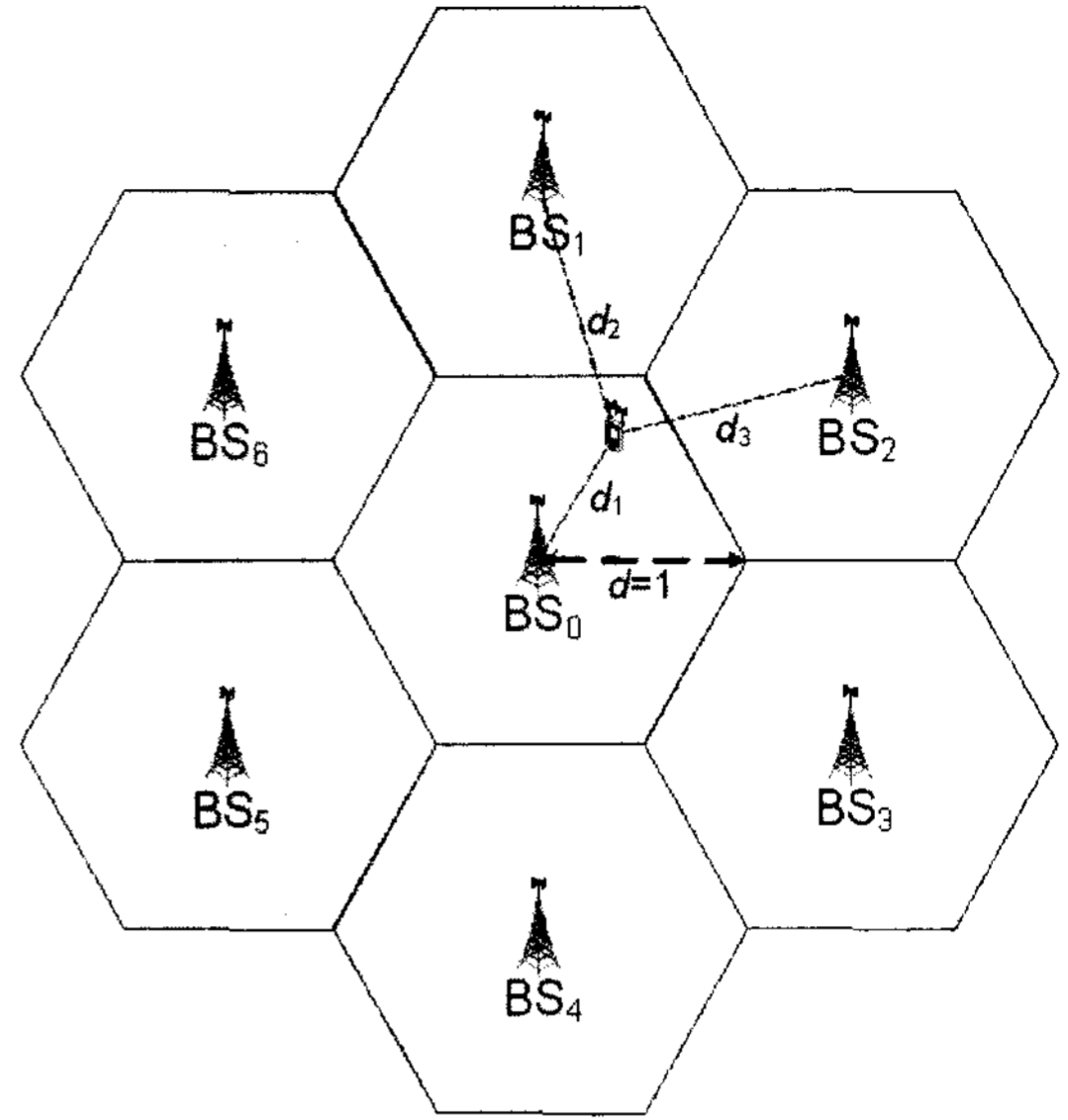


그림 1. 다중 셀 환경에서의 하향 링크 전송 모델
Fig. 1. Downlink transmission model in a multi-cell environment.

에도 셀 경계와 같이 신호 대 잡음비가 낮은 환경에서는 STBC(Space Time Block Code) 또는 CDD(Cyclic Delay Diversity) 등을 사용하여 spatial rate 1의 전송 다이버시티 기법으로 전송하는 것이 유리하며^[12], 따라서 본 논문에서 제안하는 방식은 전송 안테나가 다수 개인 경우로 확장 적용이 가능하다. M 개의 셀로 구성된 다중 셀 모델을 사용하였으며, 단말기의 신호는 단말기가 속해 있는 셀의 기지국 0(BS_0)에서 전송되는 신호이며, 다른 기지국 신호는 간섭 신호로 작용한다. 각 기지국 BS_i 와 단말기 사이의 거리는 d_i 로 정의하며, 기지국에서 송신되는 신호는 단말기의 위치에 따른 거리 d_i 에 의한 경로 손실이 발생한다. 모든 기지국에서 동일한 송신 전력 P 를 사용하고 기지국과 단말기 사이의 경로 손실 지수를 γ 라 할 경우, 단말기에서 수신되는 기지국 BS_i 의 신호 전력 P_i 는

$$P_i = P\alpha_i^{-\gamma} \quad (1)$$

와 같다. N 개의 안테나를 가진 단말기에서의 수신 신호 벡터는 $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_N]^T$ 로 나타내며, 수신 신호는 통신하고 있는 기지국 신호와 간섭으로 작용하는 인접 셀의 간섭 신호 및 열잡음으로 구성되어

있다. 기지국 BS_i 와 단말기의 N 개 안테나 사이의 채널 벡터를 $\mathbf{h}_i = [h_{i,1}, \dots, h_{i,N}]^T$ 라 하면, 단말기의 수신 신호는

$$\mathbf{r} = \sqrt{P_0} \mathbf{h}_0 s_0 + \sum_{i=1}^{M-1} \sqrt{P_i} \mathbf{h}_i s_i + \mathbf{n} \quad (2)$$

으로 나타낼 수 있으며, 이때 각 기지국 BS_i 의 송신 신호 s_i 가 평균 송신 전력 $E\{s_i^2\}=1$ 로 정규화되어 있다. 식 (2)에서 채널 벡터 \mathbf{h}_i 의 원소 $h_{ij}(1 \leq j \leq N)$ 는 서로 독립적이고 분산 값이 1인 복소 가우시안 변수이고, 수신기에서의 잡음 벡터 $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_N]^T$ 의 각 원소 n_j 는 σ^2 의 평균 전력을 갖는다. 단말기에서 각 안테나의 수신 신호를 결합하는 수신기의 출력 신호는 수신기에서의 가중치 벡터를 $\mathbf{w} = [w_1, \dots, w_N]$ 로 나타내는 경우,

$$\mathbf{y} = \mathbf{w}^T \mathbf{r} \quad (3)$$

로 나타낼 수 있다.

III. Joint SD-MRC 수신 방식

3-1 MRC 수신 방식

MRC를 이용한 수신 방식의 경우 N 개의 안테나에서 수신되는 신호의 다이버시티를 이용, 신호 결합을 통해 단말기에서의 유효 신호 대 간섭 잡음비를 최대화한다. MRC 수신 방식에서의 가중치 벡터 \mathbf{w} 는 $\mathbf{w} = \mathbf{h}_0^H / |\mathbf{h}_0|$ 로 표현할 수 있으며, 수신기의 출력 신호 y_{MRC} 는

$$\begin{aligned} y_{MRC} &= \mathbf{w}^T \mathbf{r} \\ &= \sqrt{P_0} \mathbf{w}^H \mathbf{h}_0 s_0 + \sum_{i=1}^{M-1} \sqrt{P_i} \mathbf{w}^H \mathbf{h}_i s_i + \mathbf{w}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (4)$$

과 같이 나타낼 수 있다. 인접 셀의 기지국에서 전송되는 간섭 신호들의 합이 열잡음과 동일한 복소 가우시안 분포를 따르고 $E\{|\mathbf{w}^H \mathbf{n}|^2\} = \sigma^2$ 이므로, 유효 신호 대 간섭 잡음비 μ 는

$$\mu = \frac{P_0 |\mathbf{w}^H \mathbf{h}_0|^2}{P_I + |\mathbf{w}^H \mathbf{n}|^2} = \rho_{MRC} |\mathbf{h}_0|^2 \quad (5)$$

이다. 여기서 P_I 는

$$P_I = E \left\{ \sum_{i=1}^{M-1} P_i |\mathbf{w}^H \mathbf{h}_i|^2 \right\}$$

이고, ρ_{MRC} 는

$$\rho_{MRC} = \frac{P_0}{P_I + \sigma^2} \quad (6)$$

이다. μ 는 독립적인 복소 가우시안 랜덤 변수의 전력 합으로써 $2N$ 의 자유도를 갖는 카이 제곱 분포를 가지므로^[13], 확률 밀도 함수 $p(\mu)$ 는

$$p(\mu) = \frac{1}{\Gamma(N) \rho_{MRC}^N} \mu^{N-1} e^{-\mu/\rho_{MRC}}, \quad \mu \geq 0 \quad (7)$$

와 같고, μ 의 평균값 $\overline{\mu}_{MRC}$ 은

$$\begin{aligned} \overline{\mu}_{MRC} &= \int_0^\infty \mu p(\mu) d\mu \\ &= \frac{1}{\Gamma(N) \rho_{MRC}^N} \int_0^\infty \mu^N e^{-\mu/\rho_{MRC}} d\mu \\ &= N \rho_{MRC} \end{aligned} \quad (8)$$

이다. 또한 전송 효율 η 은

$$\eta = \int_0^\infty \log_2(1 + \mu) p(\mu) d\mu \quad (9)$$

으로 계산할 수 있다. MRC 수신 방식을 이용한 경우의 전송 효율 η_{MRC} 는 식 (7)과 (9)를 이용하여

$$\eta_{MRC} = \frac{1}{\Gamma(N) \rho_{MRC}^N} \int_0^\infty \mu^{N-1} \log_2(1 + \mu) e^{-\mu/\rho_{MRC}} d\mu \quad (10)$$

으로 결정할 수 있다.

3-2 SD 수신 방식

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 통신 시스템에서 SM(Spatial Multiplexing) 전송을 하는 경우, 다수 개의 송신 안테나에서 전송되는 각각의 신호를 단말기에서 ZF 또는 MMSE를 이용하여 분리하며, SM 수신 방식으로 다중 셀 환경에서 인접 셀의 간섭 신호를 구분하여 제거함으로써 수신 성능을 향상시킬 수 있다. 기존 MIMO 통신에서의 전송 안테나를 본 논문에서 모델링한 다중 셀에서의 각 기지국 안테나로 적용한다. N 개의 안테나를 갖는 단말기는 통신하고 있는 기지국을 포함하여 총 N 개의 기지국 신호를 구분할 수 있다. 즉, 인접 셀의 간섭 신호 중

가장 신호의 세기가 큰 $N-1$ 개의 간섭 신호를 제거함으로써 단말기의 수신 성능이 향상된다.

인접 기지국을 단말기에서 수신되는 기지국 전송 신호 세기 순서대로 정렬한 인덱스를 k_i 로 정의한다. k_1 은 수신되는 간섭 신호 세기가 가장 큰 기지국 인덱스, k_2 는 수신되는 간섭 신호 세기가 두 번째로 큰 기지국 인덱스이며, 이와 같은 방법으로 k_{N-1} 은 수신되는 간섭 신호 세기가 $N-1$ 번째로 큰 기지국 인덱스를 의미한다. 다수 개의 안테나를 가진 단말기와 N 개의 기지국 사이의 $N \times N$ MIMO 채널 행렬을 $\mathbf{H} = [\sqrt{P_0} \mathbf{h}_0, \sqrt{P_{k_1}} \mathbf{h}_{k_1}, \dots, \sqrt{P_{k_{N-1}}} \mathbf{h}_{k_{N-1}}]$, 신호 벡터를 $\mathbf{s} = [s_0, s_{k_1}, \dots, s_{k_{N-1}}]^T$ 로 정의하여 식 (2)의 단말기의 수신 신호를 다시 나타내면

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \sqrt{P_0} \mathbf{h}_0 s_0 + \sum_{i=1}^{N-1} \sqrt{P_{k_i}} \mathbf{h}_{k_i} s_{k_i} \\ &\quad + \sum_{i=N}^{M-1} \sqrt{P_{k_i}} \mathbf{h}_{k_i} s_{k_i} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \sum_{i=N}^{M-1} \sqrt{P_{k_i}} \mathbf{h}_{k_i} s_{k_i} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (11)$$

과 같다. 이때 \mathbf{H} 는 원하는 신호와 $N-1$ 개의 제거하고자 하는 간섭 신호의 채널을 나타내며, 두 번째 항은 제거하지 못한 간섭 신호이다. SD 방식으로 ZF를 이용하는 경우, 가중치 행렬 \mathbf{W} 는 \mathbf{H} 의 유사역행렬(pseudo-inverse matrix)로써

$$\mathbf{W} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{N-1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

이며, $\mathbf{W}\mathbf{H} = [(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H] \mathbf{H} = \mathbf{I}$ 을 만족한다. \mathbf{W} 의 첫 번째 열 \mathbf{w}_0 를 이용하여 $\mathbf{w} = \mathbf{w}_0 / |\mathbf{w}_0|$ 를 가중치 벡터로 정의하면 수신기 출력 신호 y_{SD} 는

$$\begin{aligned} y_{SD} &= \mathbf{w}^T \mathbf{r} \\ &= \sqrt{P_0} \mathbf{w}^T \mathbf{h}_0 s_0 \\ &\quad + \sum_{i=N}^{M-1} \sqrt{P_{k_i}} \mathbf{w}^T \mathbf{h}_{k_i} s_{k_i} + \mathbf{w}^T \mathbf{n} \end{aligned} \quad (13)$$

이다. 인접 셀의 기지국에서 전송되는 간섭 신호들의 합이 열 잡음과 동일한 복소 가우시안 분포를 따르고 $E\{\mathbf{w}^T \mathbf{n}\} = \sigma^2$ 이므로, SD 수신 방식에서 제거되지 않은 인접 셀 간섭 신호들의 전력 P_I 를

$$P_I = E\left\{ \sum_{i=N}^{M-1} P_{k_i} |\mathbf{w}^T \mathbf{h}_{k_i}|^2 \right\}$$

이라 하면, 유효 신호 대 간섭 잡음비 μ 는

$$\mu = \frac{P_0 |\mathbf{w}^T \mathbf{h}_0|^2}{P_I + \sigma^2} = \rho_{SD} |\mathbf{w}^T \mathbf{h}_0|^2 \quad (14)$$

이고, ρ_{SD} 는

$$\rho_{SD} = \frac{P_0}{P_I + \sigma^2} \quad (15)$$

이다. μ 의 확률 밀도 함수는

$$p(\mu) = \frac{1}{\rho_{SD}} e^{-\mu/\rho_{SD}}, \quad \mu \geq 0 \quad (16)$$

이고, 평균값 $\bar{\mu}_{SD}$ 는

$$\bar{\mu}_{SD} = \rho_{SD} \quad (17)$$

와 같다. SD 수신 방식을 적용한 경우의 전송 효율 η_{SD} 는 식 (9)와 (16)에 의해

$$\eta_{SD} = \frac{1}{\ln 2} e^{-1/\rho_{SD}} \int_{1/\rho_{SD}}^{\infty} e^{-v} / v dv \quad (18)$$

으로 얻어진다.

3-3 Joint SD-MRC 수신 방식

셀룰러 시스템에서 수신 성능에 큰 영향을 미치는 간섭 신호의 개수는 한정되어 있으므로 간섭을 제거하는 SD 수신 방식만으로는 성능 향상에 한계가 있는 반면, 인접 셀의 간섭 신호의 세기가 원하는 신호보다 크거나 비슷한 경우 MRC 수신 방식은 효율적이지 않다. 단말기 안테나 개수가 세 개 이상인 경우, MRC와 SD를 결합한 수신 방식이 가능하다. 본 논문에서 제안하는 방식은 N 개의 안테나 중 $N-1$ 개의 안테나를 갖는 그룹을 N 개 만든 후, 각 그룹에서 SD 수신 방식을 적용하고 각 그룹의 출력 신호 N 개를 모아 다시 MRC 수신 방식을 적용하는 방식으로 SD 수신 방식에 의해 $N-2$ 개의 간섭 신호를 제거하는 동시에 MRC 수신 방식의 이득을 함께 얻을 수 있다. 그림 2는 제안 방식의 신호 처리 절차를 나타낸 그림이다. n 번째 안테나를 a_n 으로 나타낼 경우, a_n 을 제외한 $N-1$ 개의 안테나로 구성된 안테나

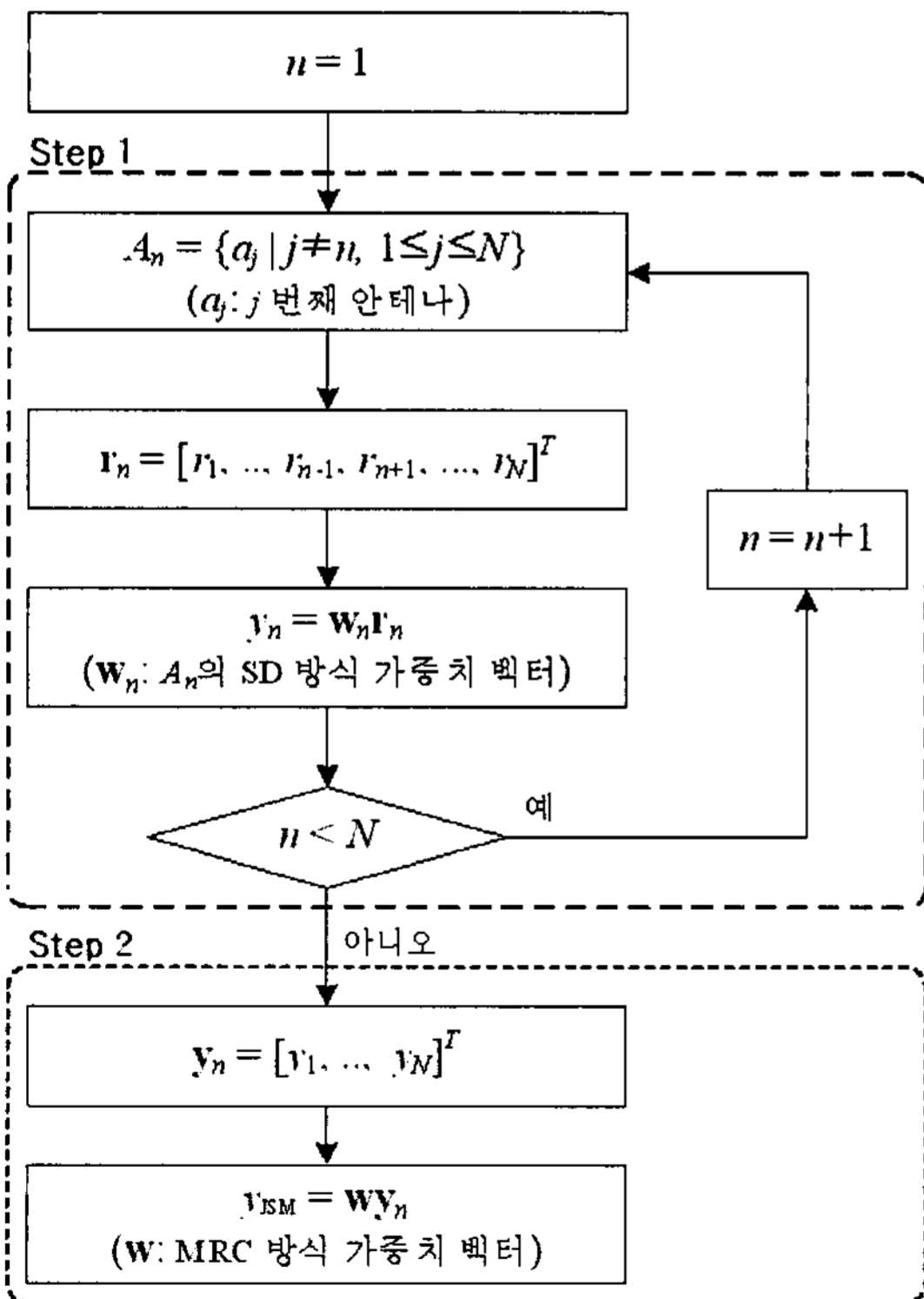
그룹을 $A_n = \{a_j, j \neq n, 1 \leq j \leq N\}$ 으로 정의하고, 그룹 A_n 의 수신 신호 벡터 r_n 은

$$r_n = [r_1, \dots, r_{n-1}, r_{n+1}, \dots, r_N]^T \quad (19)$$

으로 나타낼 수 있다. 첫 번째 단계(그림 2의 Step 1)에서는 안테나 그룹 A_n 에 SD 수신 방식을 적용한다. k_1 은 수신되는 간섭 신호 세기가 가장 큰 기지국 인덱스, k_2 는 수신되는 간섭 신호 세기가 두 번째로 큰 기지국 인덱스를 나타내고, 마찬가지로 k_{N-2} 는 수신되는 간섭 신호 세기가 $N-2$ 번째로 큰 기지국 인덱스를 의미한다. A_n 과 기지국 BS_i 사이의 채널 벡터를 $h_i^{(n)} = [h_{i,1}, \dots, h_{i,n-1}, h_{i,n+1}, \dots, h_{i,N}]^T$ 으로 나타낼 때, A_n 과 $N-1$ 개의 기지국 사이의 $(N-1) \times (N-1)$ 채널 행렬은

$$H_n = [\sqrt{P_0} h_0^{(n)}, \sqrt{P_{k_1}} h_{k_1}^{(n)}, \dots, \sqrt{P_{k_{N-2}}} h_{k_{N-2}}^{(n)}] \quad (20)$$

이고, 첫 번째 단계에서 A_n 의 가중치 행렬 W_n 은



* y_n n 번째 안테나 그룹의 신호 처리 후 출력 신호
 y_{JSM} Joint SD-MRC 방식 적용 시 수신기 출력 신호

그림 2. Joint SD-MRC 방식의 신호 처리 절차
 Fig. 2. Signal processing flow chart of the Joint SD-MRC.

$$W_n = (H_n^H H_n)^{-1} H_n^H = \begin{bmatrix} w_0^{(n)} \\ \vdots \\ w_{N-2}^{(n)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

이다. SD 수신 방식을 위해 W 의 첫 번째 열 $w_0^{(n)}$ 을 이용하여 가중치 벡터를 $w_n = w_0^{(n)} / |w_0^{(n)}|$ 로 정의하면 출력 신호 y_n 은

$$y_n = w_n r_n \quad (22)$$

이며, 안테나 그룹 A_n 의 신호 대 간섭 잡음비 $\rho_{JSM,n}$ ($1 \leq n \leq N$)은 기지국과 단말기 안테나 사이의 MIMO 채널이 서로 독립인 복소 가우시안이므로

$$\rho_{JSM,n} = \rho_{SD}^{(N-1)} \quad (23)$$

와 같은 값을 갖고 이는 n 에 상관없이 동일하다. 이때 $\rho_{SD}^{(N-1)}$ 는 $N-1$ 개의 안테나를 가진 단말기에서 SD 수신 방식의 신호 대 간섭 잡음비를 나타낸다. 제안하는 방식의 두 번째 단계(그림 2의 Step 2)에서는 N 개의 안테나 그룹 A_1, A_2, \dots, A_N 의 출력 신호 y_n 에 대해 MRC 수신 방식을 적용한다. 단말기에서 원하는 신호가 기지국 BS_0 인 경우 가중치 벡터 w 는 $w = h_0^H / |h_0|$ 이고, $y_n = [y_1, \dots, y_N]^T$ 을 정의하면 출력 신호 y_{JSM} 은

$$y_{JSM} = w y_n \quad (24)$$

이다. 최종 유효 신호 대 간섭 잡음비의 평균값 $\bar{\mu}_{JSM}$ 는 식 (8)에 의해

$$\bar{\mu}_{JSM} = N \rho_{JSM} = N \rho_{SD}^{(N-1)}, \quad 1 \leq n \leq N \quad (25)$$

이 되고, 확률 밀도 함수 $p(\mu)$ 는 식 (7)을 이용하여

$$p(\mu) = \frac{1}{\Gamma(N) \rho_{JSM}^N} \mu^{N-1} e^{-\mu/\rho_{JSM}}, \quad \mu \geq 0 \quad (26)$$

임을 얻는다. 또한, Joint SD-MRC 방식의 전송 효율 η_{JSM} 은 식 (10)에 의해

$$\eta_{JSM} = \frac{1}{\Gamma(N) \rho_{JSM}^N} \int_0^\infty \mu^{N-1} \log_2(1 + \mu) e^{-\mu/\rho_{JSM}} d\mu \quad (27)$$

와 같다.

IV. 제안 방식의 성능 평가

본 장에서는 각 수신 방식의 성능을 앞 장에서 제

표 1. 시스템 파라미터
Table 1. System parameters.

파라미터	값
전송 대역폭	10 MHz
채널 모델	Quasi-static flat fading
송수신 안테나 개수	기지국 1-Tx 단말기 N-Rx
셀 모델	19셀
기지국 사이의 거리	2 km
경로 손실 지수(γ)	3.76
기지국 전송 전력	43 dBm
열잡음	-174 dBm/Hz

시한 수식을 통해 비교 및 분석하고 실험 결과로써 검증한다. 표 1은 실험에서 사용된 파라미터들을 정리한 것이다. 실험 환경은 19-셀 셀룰러 시스템에서 그림 1과 같이 셀의 중심에서 셀의 가장 먼 거리까지의 거리를 $d=1$ 로 정규화한 경우, N 개의 안테나를 가진 단말기가 셀 BS_0 의 중심($d=0$)에서 셀 BS_0, BS_1, BS_2 가 서로 만나는 지점($d=1$)까지 직선으로 이동하는 상황을 고려하였다. 단말기에서 셀 BS_0 의 기지국 신호를 전송받는 하향 링크 상황이며, 기지국과 단말기 사이의 채널은 Quasi-static flat fading을 적용하였다. 경로 손실 지수는 $\gamma=3.76$ 으로 하였다. 그림 3은 단말기의 안테나 개수 $N=4$ 인 경우, MRC와 SD 및 Joint SD-MRC 수신 방식의 단말기와 기지국 사이의 거리(d)의 변화에 따른 유효 신호 대 간섭 잡음비를 나타낸 그림이고, 식 (8)과 (17) 및 (25)를 이용하여 나타내었다. 기호 ‘*’는 시뮬레이션을 통해 얻은 결과이며, 수식을 이용한 결과와 일치함을 확인할 수 있다. 단말기와 기지국 사이의 거리가 멀어질수록 인접 셀의 간섭 신호 세기가 증가하여 유효 신호 대 간섭 잡음비가 낮아진다. 간섭 신호의 세기가 비교적 큰 $d=0.7$ 부근에서 MRC와 SD 방식이 교차하는 것은 신호 대 간섭비가 큰 기지국 근처에서는 MRC 방식이 수신 성능 향상에 유리하나 셀 경계 지역에서는 SD 방식이 유리함을 보여준다. 본 논문에서 제안하는 Joint SD-MRC 방식은 SD 방식으로 간섭 신호를 제거하여 유효 신호 대 간섭 잡음비를 향상시킨 출력 신호를 이용하여 MRC 방식으로 성능 이득을 얻음으로써 모든 정규화 거리 값에서 MRC

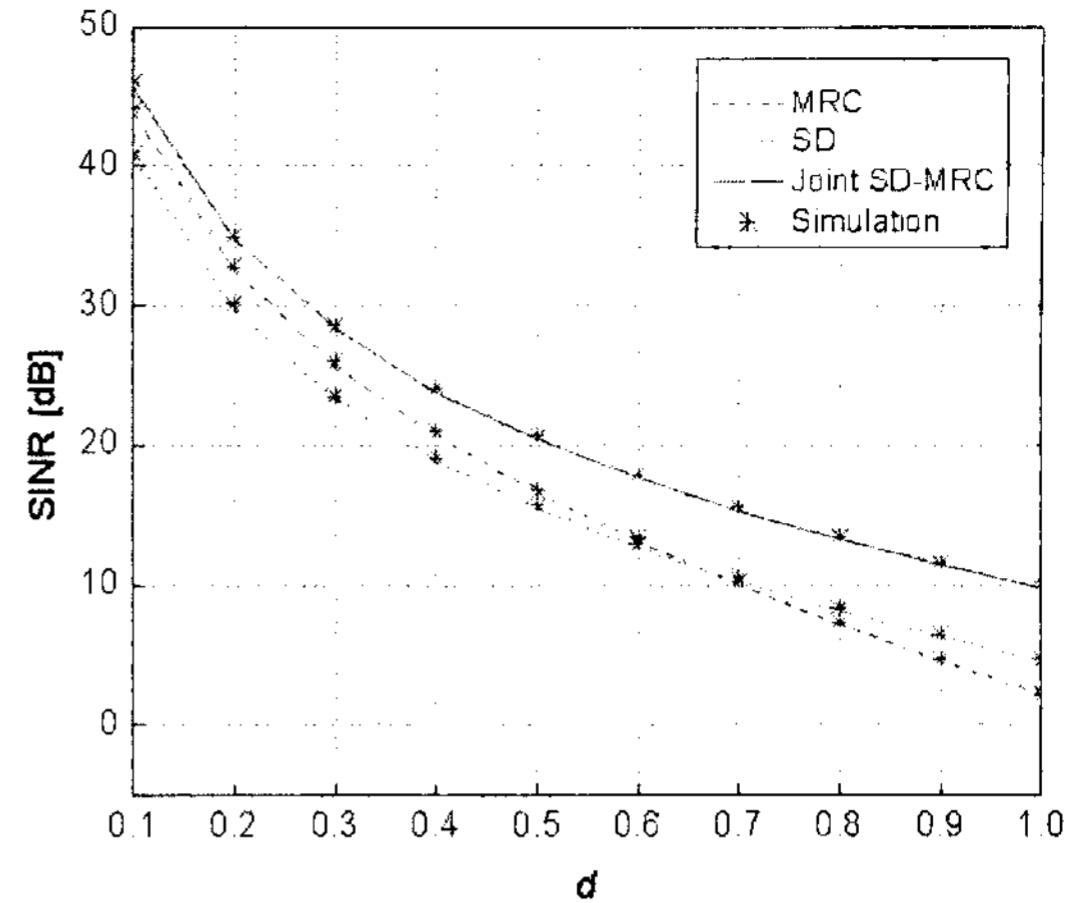


그림 3. 단말기 안테나 개수 $N=4$ 인 경우, 단말기와 기지국 사이의 거리에 따른 평균 유효 신호 대 간섭 잡음비

Fig. 3. Average effective SINR versus normalized distance between BS_0 and the MS($N=4$).

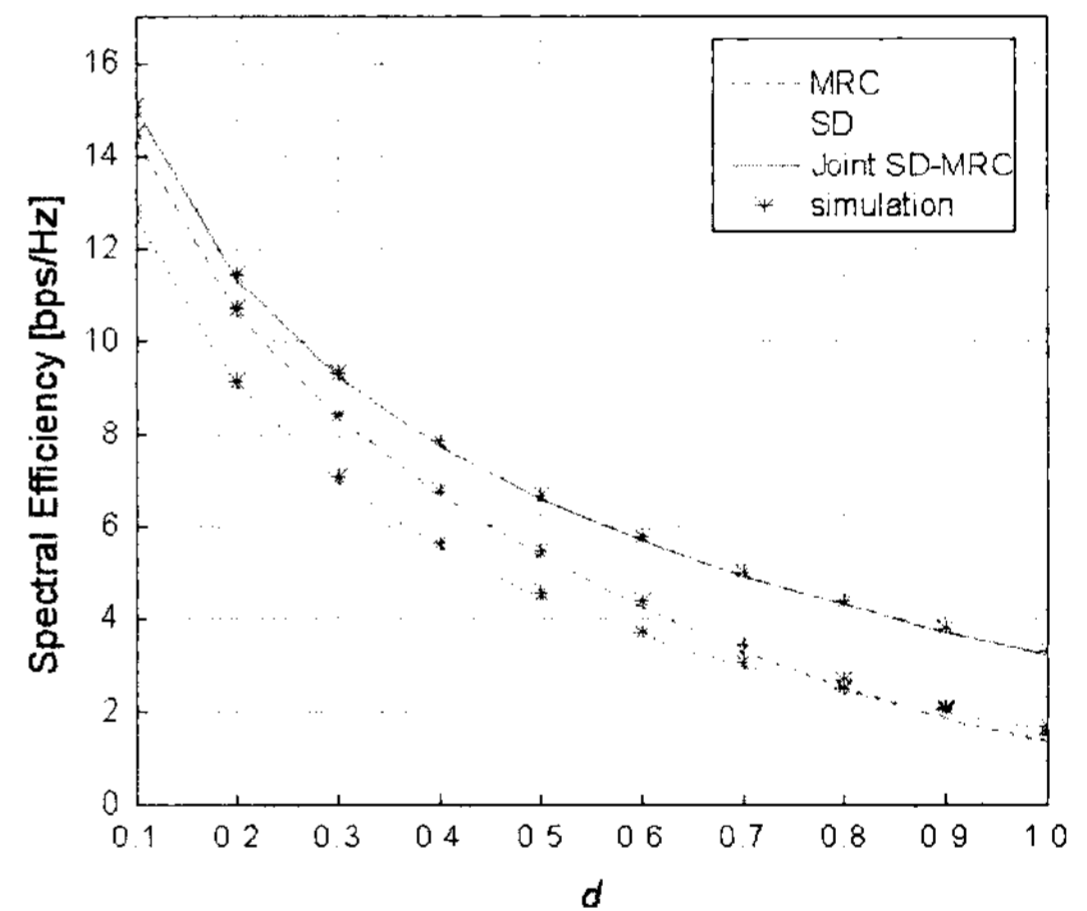


그림 4. 단말기 안테나 개수 $N=4$ 인 경우, 단말기와 기지국 사이의 거리에 따른 대역폭 효율

Fig. 4. Spectral efficiency versus normalized distance between BS_0 and the MS($N=4$).

또는 SD 수신 방식보다 크게 향상된 성능을 보임을 확인할 수 있다. 그림 4는 단말기의 안테나가 4개인 상황에서 단말기와 기지국 사이의 거리의 변화에 따른 전송 효율을 식 (10)과 (18) 및 (27)을 이용하여 나타낸 그림이다. Joint SD-MRC 방식이 크게 증가한 대역폭 효율을 나타내며, $d=1$ 에서 SD 방식 대비 약 1.61 bps/Hz 증가하였다. 이는 셀 경계 지점에서 제안하는 방식이 약 99% 이득이 있음을 나타내는 것

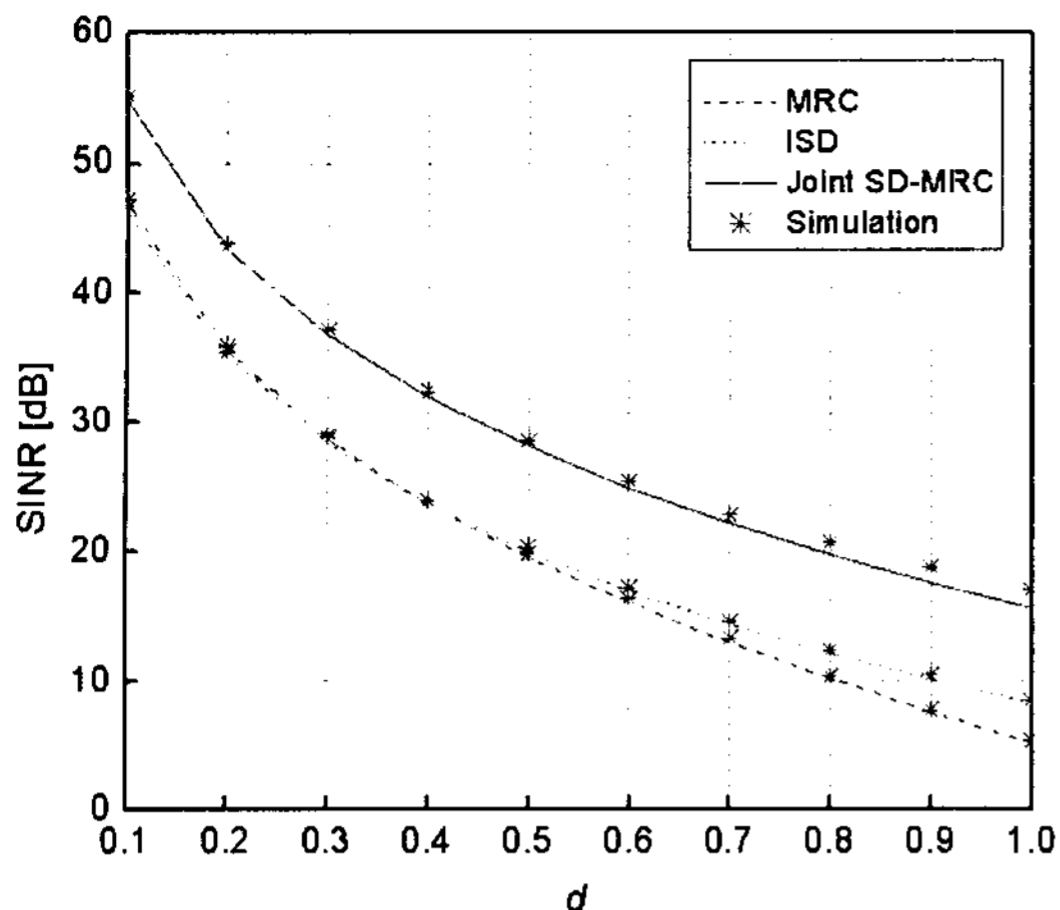


그림 5. 단말기 안테나 개수 $N=8$ 인 경우, 단말기와 기지국 사이의 거리에 따른 평균 유효 신호 대 간섭 잡음비

Fig. 5. Average effective SINR versus normalized distance between BS_0 and the MS($N=8$).

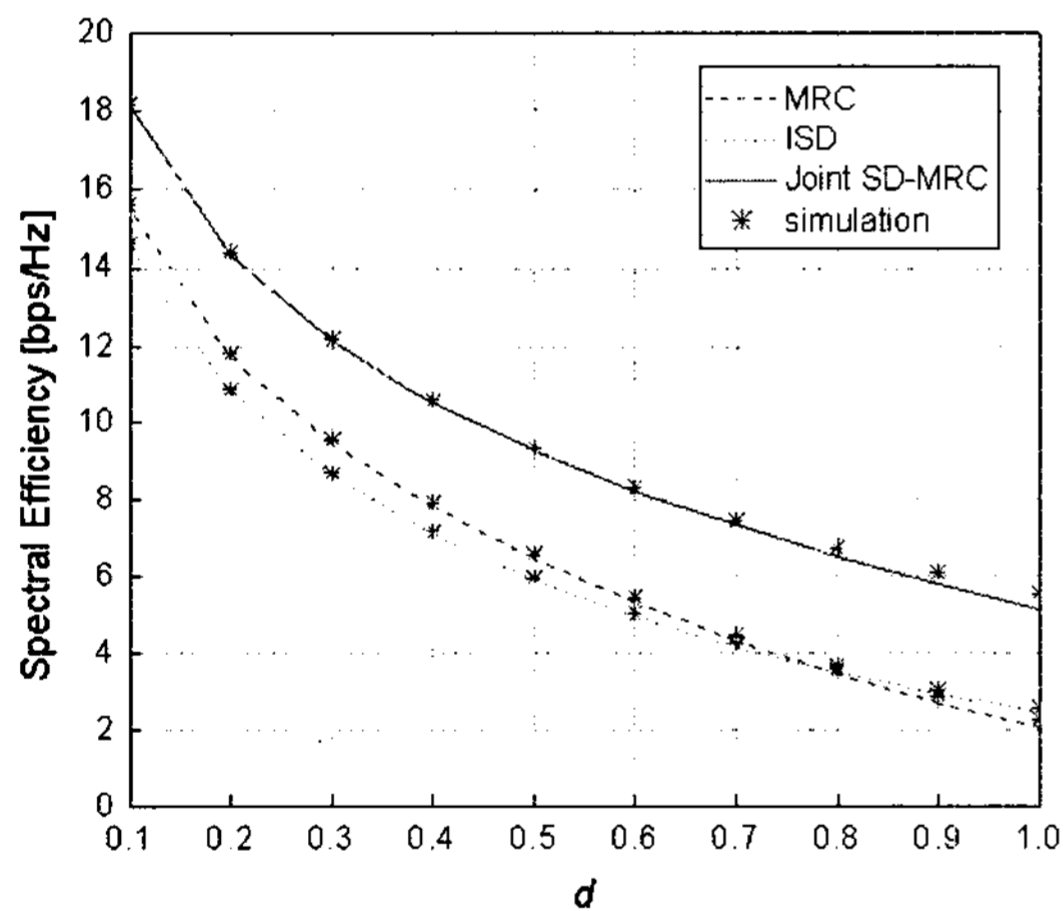


그림 6. 단말기 안테나 개수 $N=8$ 인 경우, 단말기와 기지국 사이의 거리에 따른 대역폭 효율

Fig. 6. Spectral efficiency versus normalized distance between BS_0 and the MS($N=8$).

이다. 그림 5와 그림 6은 단말기의 안테나 개수 $N=8$ 인 경우 유효 신호 대 간섭 잡음비와 전송 효율을 나타낸 그림이다. $N=8$ 인 경우, $d=1$ 인 셀 경계 지점에서 평균 유효 신호 대 간섭 잡음비는 SD 방식 대비 약 7.28 dB의 이득이 있고, 대역폭 효율은 SD 방식 대비 2.66 bps/Hz 증가하였으며, 이는 약 108%의 이득에 해당한다. 또한, $N=4$ 인 경우보다 성능 이득이 증가했음을 확인할 수 있다. 그림 7은 단말기와 기

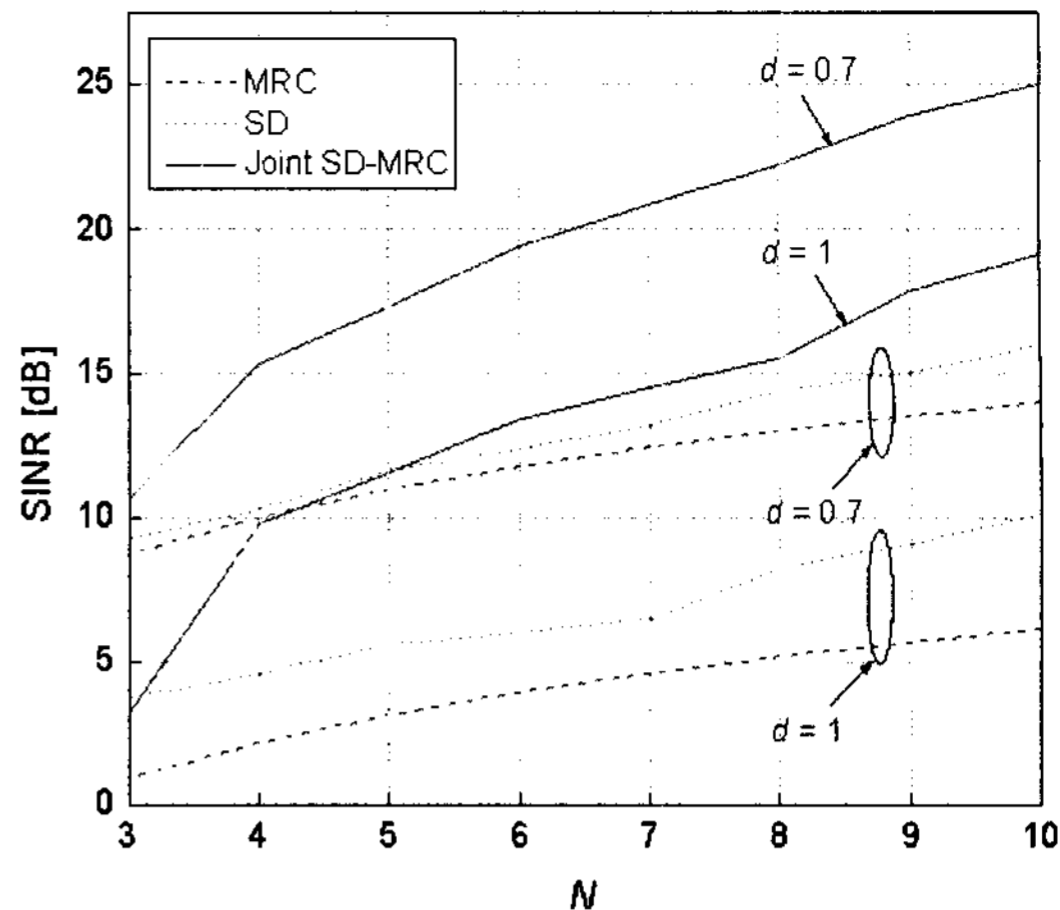


그림 7. 단말기 안테나 개수 N 의 변화에 따른 평균 유효 신호 대 간섭 잡음비($d=0.7, 1$)

Fig. 7. Average effective SINR versus the number of antennas at the MS($d=0.7, 1$).

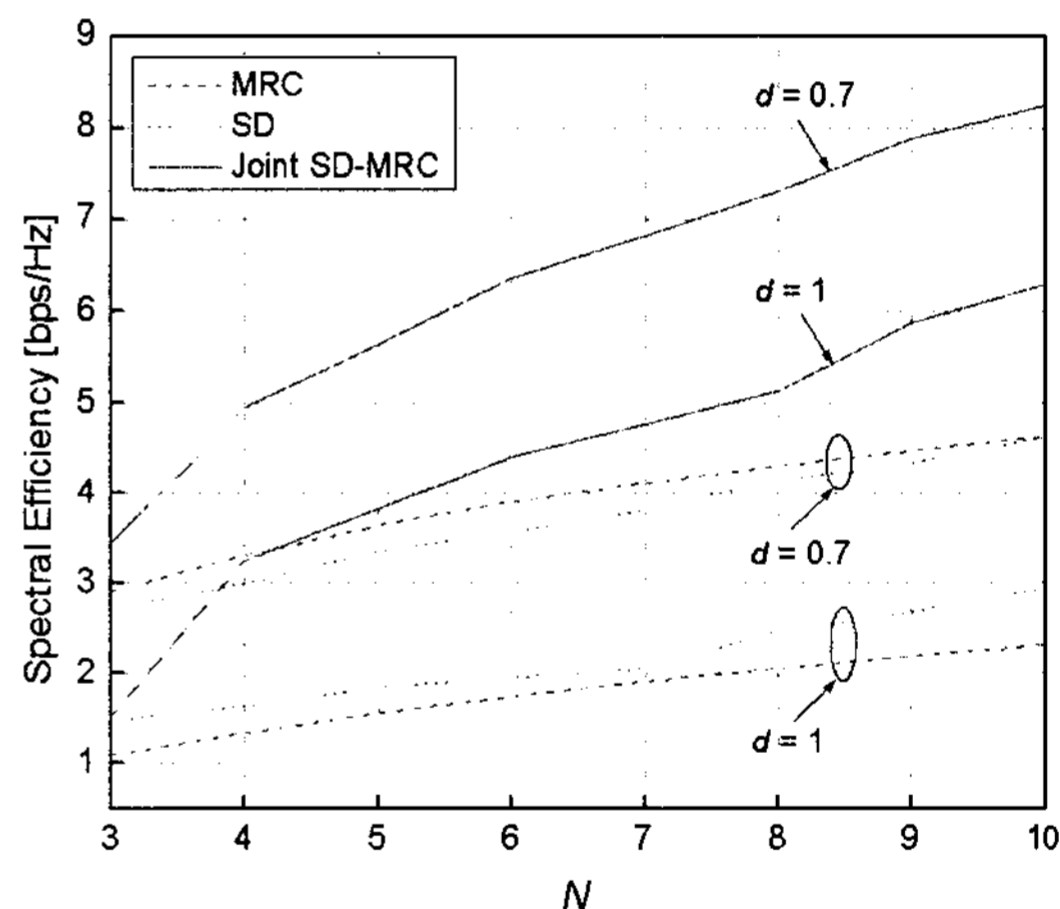


그림 8. 단말기 안테나 개수 N 의 변화에 따른 대역폭 효율($d=0.7, 1$)

Fig. 8. Spectral efficiency versus the number of antennas at the MS($d=0.7, 1$).

지국 사이의 거리가 $d=0.7$ 과 $d=1$ 인 경우 각각에 대해, 단말기의 안테나 개수 N 의 변화에 따른 유효 신호 대 간섭 잡음비를 나타낸 그림이다. $N \geq 4$ 인 경우 Joint SD-MRC 방식이 다른 두 방식 대비 $d=0.7$ 과 $d=1$ 에서 모두 최소 약 5.0 dB 이상 이득이 있음을 확인할 수 있다. 그림 8은 단말기 안테나 개수 N 의 변화에 따른 대역폭 효율을 나타낸 그림이다. Joint SD-MRC 방식이 $3 \leq N \leq 10$ 에서 다른 두 방식에 비해 대역폭 효율이 높으며, $N=10, d=0.7$ 인 경우 SD 방

식 대비 최대 3.62 bps/Hz 만큼 증가한다. 또한, 그림 6과 7에서 Joint SD-MRC 방식이 N 이 증가함에 따라 성능 이득의 증가폭이 커짐을 확인할 수 있다.

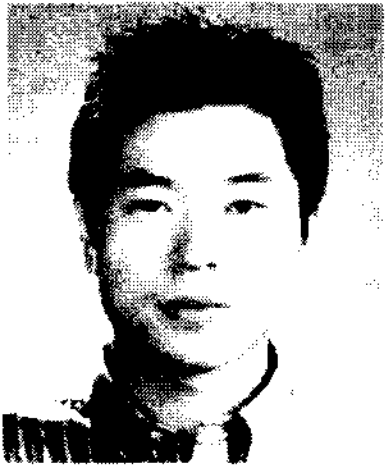
V. 결 론

본 논문에서는 셀룰러 시스템에서 단말기의 안테나가 다수 개인 경우 MRC 방식과 SD 방식을 조합하여 수신하는 Joint SD-MRC 수신 방식을 제안하였다. 단말기의 안테나 개수에 따라 MRC 수신 방식과 SD 수신 방식 및 Joint SD-MRC 수신 방식의 유효 신호 대 간섭 잡음비 확률 분포와 전송 효율을 분석하였다. 제안하는 수신 방식은 단말기의 위치에 상관없이 MRC 또는 SD 수신 방식보다 우수한 성능을 보이며, 셀 경계 지역에서 기존 수신 방식 대비 큰 폭의 성능 이득이 발생한다.

참 고 문 헌

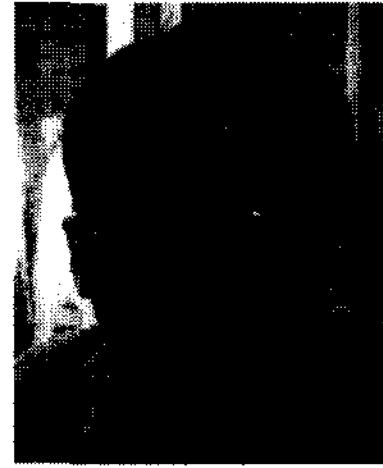
- [1] J. Zhu, G. Liu, Y. Wang, and P. Zhang, "A hybrid intercell interference mitigation scheme for OFDMA based E-UTRA downlink", in *Proc. APCC. '06*, pp. 1-5, Aug. 2006.
- [2] Y. S. Yeh, S. C. Schwartz, "Outage probability in mobile telephony due to multiple log-normal interferers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 32, pp. 380-387, Apr. 1984.
- [3] A. G. Williamson, J. D. Parsons, "Outage probability in a mobile radio system subject to fading and shadowing", *Electron. Lett.*, vol. 21, pp. 622-623, Jul. 1985.
- [4] K. W. Sowerby, A. G. Williamson, "Outage probability calculations for mobile radio systems with multiple interferers", *Electron. Lett.*, vol. 24, pp. 1073-1075, Jun. 1988.
- [5] V. P. Mhatre, C. P. Rosenberg, "Impact of network load on forward link inter-cell interference in cellular data networks", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 3651-3660, Dec. 2006.
- [6] M. Vemula, D. Avidor, J. Ling, and C. Papadias, "Inter-cell coordination, opportunistic beam-forming and scheduling", in *Proc. ICC. '06*, vol. 12, pp. 5319-5324, Jun. 2006.
- [7] B. D. Rao, M. Yan, "Performance analysis of maximal ratio transmission with two receive antennas", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 894-895, Jun. 2003.
- [8] T. K. Y. Lo, "Maximum ratio transmission", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, pp. 1458-1461, Oct. 1999.
- [9] P. A. Dighe, R. K. Mallik, and S. R. Jamuar, "Analysis of transmit-receive diversity in Rayleigh fading", in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conf.*, San Antonio, TX, pp. 1132-1136, Nov. 2001.
- [10] 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.
- [11] P. Li, R. Narasimhan, and J. Cioffi, "On the distribution SINR for the MMSE MIMO receiver and performance analysis", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, pp. 271-286, Jan. 2006.
- [12] L. Zheng, D. N. C. Tse, "Diversity and freedom: A fundamental tradeoff in multiple antenna channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, pp. 1073-1096, May 2003.
- [13] J. Proakis, *Digital Communications*, 3/e. New York: McGraw-Hill, 1995.

이 상 대



2006년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
2008년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
[주 관심분야] Transmission Channel, MIMO, 통신 시스템 성능 분석

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

장 재 원



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

자공학과 박사과정
[주 관심분야] 디지털 통신, MIMO, 간섭 분석