

라이시안 페이딩 채널을 위한 단순한 형태의 개방루프 전송 다이버시티 기법

준회원 김 학 성*, 정회원 이 원 철*, 신 요 안*

A Simple Open Loop Transmit Diversity Scheme for Rician Fading Channels

Hak-Seong Kim* *Member*, Woncheol Lee* and Yoan Shin* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 개방 지역 혹은 위성 채널과 같이 직진파 (Line-Of-Sight; LOS) 성분이 존재하는 라이시안 (Rician) 다중경로 페이딩 채널 하에서의 광대역 부호 분할 다원 접속 (Wideband Code Division Multiple Access; W-CDMA) 시스템에 적합한 단순한 형태의 개방루프 전송 다이버시티 기법을 제안한다. 제안된 기법은 송신기에서 어떠한 사전 처리 과정도 필요하지 않기 때문에 기존의 폐쇄루프 전송 다이버시티 기법인 TxAA (Transmit Adaptive Array)나 개방루프 시공간 전송 다이버시티 (Space-Time Transmit Diversity; STTD)에 비하여 간단한 구조를 갖는다. 본 논문에서는 제안 기법의 수신단 출력 신호대잡음비 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)에 대한 확률 밀도함수 및 비트오율 (Bit Error Rate; BER)을 유도한다. 또한 전형적인 라이시안 페이딩 채널 환경에서 모의 실험을 통해 해석 결과의 타당성을 검증하고 기존의 전송 다이버시티 기법들과의 성능 비교 결과를 제시한다. 모의 실험 결과, LOS 성분이 매우 작은 경우에는 기존의 개방루프 STTD 기법 보다 약간의 우위를 유지하는데 그치지 만 LOS 성분이 커질수록 기존의 개방루프 STTD 기법보다 월등히 우수해지며 이상적인 폐쇄루프 TxAA 시스템의 이론적인 성능에 근접함을 알 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a simple open loop transmit diversity (TD) scheme for the wideband code division multiple access (W-CDMA) systems in Rician multipath fading channels such as rural area or satellite channels where line-of-sight (LOS) paths are in presence. The proposed scheme does not require any pre-processing of transmit data, resulting in simpler structure as compared to conventional closed loop transmit adaptive array (TxAA) and open loop space-time transmit diversity (STTD). We analytically derive the probability density function of signal-to-noise ratio at the Rake receiver output and the uncoded bit error rate performance of the proposed scheme. Extensive simulation is performed to verify the analytical performance of the proposed scheme under typical Rician multipath fading channel environments. Moreover, comparative results with the conventional TxAA and STTD are also provided. Simulation results show that the proposed scheme shows slightly better performance than the conventional open loop STTD under the channels with very weak LOS components, however, it significantly outperforms the STTD under the channels with dominant LOS components, and achieves a close performance of ideal closed loop TxAA.

* 숭실대학교 정보통신전자공학부(hskim@amcs.ssu.ac.kr, wlee@saint.ssu.ac.kr, yashin@e.ssu.ac.kr)

논문번호 : 020108-0311, 접수일자 : 2002년 3월 11일

※ 본 연구는 ETRI의 연구비 지원으로 수행되었습니다.

I. 서론

무선 페이딩 채널 하에서 고품질, 고속 데이터 전송을 요구하는 3세대 W-CDMA 시스템의 용량을 효과적으로 향상시키기 위해 다중 안테나 배열을 이용한 다양한 형태의 공간 다이버시티 개념이 최근 연구되고 있다^[1-7]. 단말기에서 기지국으로의 상향 링크에서는 시스템 복잡도의 증가를 감수할 경우 기지국에 다수의 수신 안테나를 사용하는 수신 다이버시티를 적용하므로써 용량 증대가 가능하다. 반면에 기지국에서 단말기로의 하향 링크의 용량을 증대하려는 경우, 단말기의 크기 및 전력 제한으로 인하여 수신 다이버시티를 구현할 수 있는 단말기의 복잡도에 한계가 있으며 이로 인해 결과적으로 용량이 제한되게 된다. 하지만, 향후 이동통신에서는 다양한 멀티미디어 서비스가 주류를 이루며 특히 상향 링크보다 하향 링크의 정보량이 급격히 증가함에 따라서 하향 링크 용량을 증대시키기 위한 다양한 기술 개발이 절실히 필요할 것으로 예상된다. 이러한 이유로 다중 안테나를 사용하는 기지국 전송 다이버시티 기술이 하향 링크의 대역폭 확장을 초래하지 않으면서 용량을 증대시키는 유망한 기술로 인식되고 있다^[8].

3세대 IMT-2000 시스템에서는 2개 또는 그 이상의 기지국 전송 안테나를 사용하는 다양한 전송 다이버시티 기법을 채용하고 있으며, 이들 기법들은 궤환 정보의 유무에 따라서 개방루프 및 폐쇄루프 방식으로 분류할 수 있다. 먼저, 개방루프 기법은 전송 데이터에 시공간 블록 부호 또는 직교 부호를 적용하여 다수의 안테나 사이에 완벽한 다이버시티 이득을 제공하며 단말기로부터 어떠한 궤환 정보도 필요치 않다. 이러한 개방루프 방식으로는 시공간 블록 부호를 사용하는 STTD, 직교 부호를 사용하는 OTD (Orthogonal Transmit Diversity) 등을 들 수 있다^[10]. 여러 안테나로부터 전송되는 신호를 수신단에서 분리하여 다이버시티 이득을 극대화하는 개방루프 기법과는 달리, 흔히 TxAA라 불리는 폐쇄루프 기법에서는 단말기에서 하향 링크의 특성을 이용하여 수신 SNR을 최대화하는 최적의 전송 안테나 가중치를 계산하고, 이렇게 계산된 최적의 가중치 정보는 전송 안테나의 가중치로 사용되기 위해서 기지국으로 궤환된다.

본 논문에서는 개방 지역 혹은 위성 채널과 같이 LOS 성분이 존재하는 라이시안 다중경로 페이딩

채널 하의 W-CDMA 시스템을 위한 단순한 형태의 개방루프 전송 다이버시티 기법을 제안하고, 이에 대한 이론적인 분석 결과 및 이를 검증하기 위한 모의 실험을 결과를 제시하고자 한다. 제안 기법은 하향 링크에서 동일 데이터를 여러 안테나를 이용하여 전송하기 전에 기존의 TxAA, STTD 및 OTD 기법 등에서 요구되는 사전 처리 과정이 불필요하며, 따라서 이들 기법에 비해 간단한 구조를 갖게 된다. 제안 기법의 성능을 해석하기 위해 Rake 수신기 출력단 SNR에 대한 확률밀도함수를 유도하고 이를 이용하여 제안 기법의 BER 성능을 유도하였다. 또한 전형적인 라이시안 페이딩 채널 환경에서 Monte Carlo 모의 실험을 통해 해석 결과의 타당성을 검증하고 기존의 TxAA 및 STTD 기법과의 성능을 비교하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 기존의 전송 다이버시티 기법인 TxAA 및 STTD에 대해서 설명을 하고 이들의 성능 분석 결과를 정리한다. 제안된 전송 다이버시티 기법에 대한 설명 및 성능 분석은 3장에 기술한다. 특히 이 장에서는 라이시안 페이딩 채널에서 제안 기법의 이론적인 BER 해석 결과를 제시한다. 4장에서는 제안 기법의 이론적인 해석 결과를 검증하고 기존의 전송 다이버시티 기법과 비교하기 위한 모의 실험 결과를 제시한다. 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

II. 기존의 전송 다이버시티 기법

본 장에서는 기존의 대표적인 전송 다이버시티 기법인 TxAA 및 STTD에 대한 설명과 간략한 해석 결과를 제시한다. 편의상 본 논문에서 언급되는 모든 하향 링크 전송 다이버시티 기법들은 전송 안테나 2개와 수신 안테나 1개로 구성된 시스템을 고려한다.

1. 폐쇄루프 TxAA 기법

폐쇄루프 TxAA 기법은 2개의 전송 안테나 각각에 해당 가중치를 곱한 신호를 동시에 전송하는 방법이다. 이 때 가중치는 w_1 와 w_2 는 수신 SNR을 최대화하도록 단말기에서 계산된다. 단말기에서 계산된 최적의 안테나 가중치는 적절한 양자화 과정을 거쳐 DPCC (Dedicated Physical Control Channel)와 같은 상향 제어 채널을 통해 기지국으로 궤환된다^[1,9,11,12,13].

2개의 전송 안테나로부터 1개의 수신 안테나에

이르는 두 링크가 모두 동일한 L 개 다중경로로 구성되고 각 경로들의 지연이 서로 동일하다고 가정하면^[12,13], 단말기에서 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^2 \left(\sum_{k=1}^L dw_i h_{i,k} s(t - \tau_k) \right) + n(t) \quad (1)$$

(0 ≤ t ≤ T)

여기서 d 는 시간 구간 $[0, T]$ 동안 정의되는 전송 데이터 심벌, $h_{i,k}$ 는 i 번째 전송 안테나의 k 번째 경로 ($k=1, \dots, L, i=1, 2$)에 해당하는 복소 채널 계수, τ_k 는 k 번째 경로가 겪는 시간 지연, w_i 는 i 번째 전송 안테나의 복소 안테나 가중치, $n(t)$ 는 전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 복소 부가성 백색 가우시안 잡음 (Additive White Gaussian Noise; AWGN), 그리고 $s(t)$ 는 칩 간격이 T_c 이고 확산 지수가 N 인 복소 랜덤 확산 부호로서 $\int_T |s(t)|^2 = 1$ 로 정규화 되어 있다고 가정한다.

하향 링크의 채널 계수가 단말기에서 완벽하게 추정되었다고 가정하면, 역확산 (De-spreading) 및 채널 보상 후 k 번째 Rake Finger의 출력 r_k 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_k &= \int_0^T r(t) s^*(t - \tau_k) (w_1 h_{1,k} + w_2 h_{2,k})^* dt \\ &= d |w_1 h_{1,k} + w_2 h_{2,k}|^2 \\ &+ \int_0^T n(t) s^*(t - \tau_k) (w_1 h_{1,k} + w_2 h_{2,k})^* dt \\ &= d_k + n_k \quad (k=1, \dots, L) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,

$$d_k \equiv d |w_1 h_{1,k} + w_2 h_{2,k}|^2$$

$n_k \equiv \int_0^T n(t) \cdot s^*(t - \tau_k) \cdot (w_1 h_{1,k} + w_2 h_{2,k})^* dt$ 이다. 식 (2)에서 확산 부호의 랜덤한 특성으로 인하여 다른 경로로부터의 간섭은 무시할 만하기 때문에 k 번째 Rake Finger의 출력 SNR γ_k 는 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\begin{aligned} \gamma_k &= \frac{E[|d_k|^2]}{E[|n_k|^2]} \\ &= \frac{|w_1 h_{1,k} + w_2 h_{2,k}|^2 \cdot E[|d|^2]}{\sigma_n^2} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $E[\cdot]$ 는 기대값 연산이며, 잡음의 분산 σ_n^2 은 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= \int_0^T \int_0^T E[n(p) n^*(q)] \cdot \\ & s(p) s^*(q) dp dq = \frac{N_0}{2} \end{aligned} \quad (4)$$

또한, 해석의 편의상 QPSK 변조 방식을 고려하여 $E[|d|^2] \equiv 1$ 로 가정한다. 따라서 Rake 수신기의 출력 SNR은 다음과 같이 쓸 수 있다^[12,13].

$$\begin{aligned} \gamma &= \sum_{k=1}^L \gamma_k = \sum_{k=1}^L \frac{|w_1 h_{1,k} + w_2 h_{2,k}|^2}{\sigma_n^2} \\ &= \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}}{\sigma_n^2} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 첨자 H 는 해당 행렬 혹은 벡터에 대한 Hermitian 연산, $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2]^T$ 는 $\|\mathbf{w}\|^2 = |w_1|^2 + |w_2|^2 = 1$ 로 정규화 된 전송 안테나 가중치 벡터, 그리고

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{2,1} \\ h_{1,2} & h_{2,2} \\ \vdots & \vdots \\ h_{1,L} & h_{2,L} \end{bmatrix} \quad (6)$$

는 채널 행렬을 의미한다.

단말기는 식 (5)의 수신 SNR을 최대화하는 최적의 가중치 벡터 \mathbf{w} 를 결정한다. 이 때 최적의 가중치 벡터 \mathbf{w} 는 채널 상관 행렬 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 의 최대 고유치 λ_{\max} 에 해당하는 고유 벡터이므로 최대 SNR은 $\gamma_{TxAA} = \lambda_{\max} / \sigma_n^2$ 가 된다^[1]. 여기서 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 의 고유치들의 합은 $\text{trace}\{\mathbf{H}^H \mathbf{H}\}$ 와 동일하다는 사실로부터 TxAA 기법의 SNR에 대한 상한 및 하한 경계값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{k=1}^L (|h_{1,k}|^2 + |h_{2,k}|^2) &\leq \frac{\lambda_{\max}}{\sigma_n^2} \\ &\leq \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=1}^L (|h_{1,k}|^2 + |h_{2,k}|^2) \end{aligned} \quad (7)$$

본 논문에서와 같이 LOS 성분이 우세한 채널을 가정할 경우 행렬 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 은 대각 행렬 형태로 근사되며, 따라서 TxAA에 의한 최대 SNR인 $\lambda_{\max} / \sigma_n^2$ 는 다음 식과 같이 근사된다^[12].

$$\begin{aligned} \gamma_{TxAA} &= \frac{\lambda_{\max}}{\sigma_n^2} \\ &\approx \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=1}^L (|h_{1,k}|^2 + |h_{2,k}|^2) \end{aligned} \quad (8)$$

하지만 위 식의 결과는 단말기에서 기지국으로 가 중치 정보의 케환에 따른 성능 열화 요소, 즉 가중치 양자화, 케환 지연 및 케환 비트 오류 등이 없는 이상적인 상황에서의 성능을 나타내며, 따라서 이러한 요소들이 고려된 실제적인 상황에서는 TxAA의 성능이 크게 열화 된다는 점을 기존의 연구 결과를 통해서 알 수 있다^[11,14].

2. 개방루프 STTD 기법

STTD 기법은 2개의 연속된 심벌에 간단한 시공간 블록 부호를 적용하는 개방루프 전송 다이버시티 기법이다^[9,15,16]. 즉 첫번째 심벌 구간 동안에는 두 심벌 d_1 과 $-d_2^*$ 가 안테나 1과 안테나 2를 통해서 동시에 전송되고, 두번째 심벌 구간 동안에는 심벌 d_2 와 d_1^* 가 안테나 1과 안테나2를 통해서 각각 전송된다. 시공간 부호의 복호화 과정 및 최대비 혼합 (Maximal Ratio Combining; MRC) 과정을 거친 후 출력 SNR은 다음과 같이 쓸 수 있다^[1,3].

$$\gamma_{STTD} = \frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{k=1}^2 (|h_{1,k}|^2 + |h_{2,k}|^2) \quad (9)$$

식 (9)에서 표현되는 STTD기법의 SNR은 OTD와 동일하며^[12,13], 따라서 본 논문에서 고려되는 STTD 기법은 OTD 기법과 동일한 성능 갖게 됨을 유추할 수 있으며, 식 (8)의 TxAA 기법의 성능보다는 약 3 dB 가량 열화가 있을 것으로 예상할 수 있다.

III. 제안된 개방루프 전송 다이버시티 기법

1. 시스템 구성

그림 1은 제안된 개방루프 전송 다이버시티 기법을 사용하는 광대역 CDMA 송신기 및 수신기 구조를 도시한 것이다. 기지국의 송신기에서 시간 구간 T 동안의 데이터 심벌 d 는 확산 부호 $s(t)$ 에 의해서 확산된 후 안테나 구별을 위한 직교 부호나 안테나 가중치 적용과 같은 사전 처리 과정을 거치지 않고 2개의 전송 안테나를 통해 동시에 전송된다. 따라서 단말기에 수신된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^2 \left(\sum_{k=1}^L \frac{1}{\sqrt{2}} d h_{i,k} s(t - \tau_k) \right) + n(t) \quad (10)$$

$(0 \leq t \leq T)$

여기서 $h_{i,k}$ 는 i 번째 기지국 전송 안테나의 k

번째 경로에 대한 채널 계수를 의미하며, 이를 이용하여 i 번째 전송 안테나에 관련된 채널 벡터

$$h_i = [h_{i,1} \ h_{i,2} \ \dots \ h_{i,L}]^T, \quad (i=1,2) \text{를 정의한다.}$$

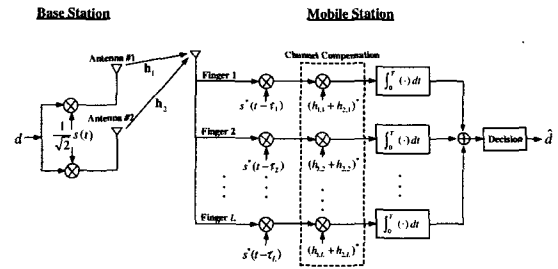


그림 1. 제안된 개방루프 전송 다이버시티 기법의 송신기 및 수신기 기본 구조

제안된 시스템은 페이딩 채널에 의한 영향을 보상하기 위해서 k 번째 Finger의 동일한 경로지연 τ_k 를 갖는 두 채널 계수 $h_{1,k}$ 와 $h_{2,k}$ 의 합으로 구성된 채널 보상 인자를 사용한다. 따라서 k 번째 경로에 대한 역확산 및 채널 보상 후 출력 신호 r_k 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} r_k &= \int_0^T r(t) \cdot s^*(t - \tau_k) \cdot (h_{1,k} + h_{2,k})^* dt \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} d |h_{1,k} + h_{2,k}|^2 \\ &\quad + \int_0^T n(t) \cdot s^*(t - \tau_k) \cdot (h_{1,k} + h_{2,k})^* dt \\ &= d_k + n_k \quad (k=1, \dots, L) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, d_k 와 n_k 는 각각

$$d_k \equiv d |h_{1,k} + h_{2,k}|^2 / \sqrt{2}$$

$n_k \equiv \int_0^T n(t) \cdot s^*(t - \tau_k) \cdot (h_{1,k} + h_{2,k})^* dt$ 이고, n_k 의 평균은 0, 분산은 $\sigma_k^2 = E[|n_k|^2] = |h_{1,k} + h_{2,k}|^2 \cdot \sigma_n^2$ 이다. 앞서 2장에서 설명된 TxAA와 유사한 계산 과정을 거치면 k 번째 Finger의 출력 SNR은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma_k &= \frac{E[|d_k|^2]}{\sigma_k^2} \\ &= \frac{E[|d|^2]}{2\sigma_n^2} |h_{1,k} + h_{2,k}|^2 \\ &= \frac{1}{2\sigma_n^2} |h_{1,k} + h_{2,k}|^2 \quad (k=1, \dots, L) \end{aligned} \quad (12)$$

따라서 제안된 시스템의 출력 SNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \gamma_{proposed} &= \sum_{k=1}^L \gamma_k \\ &= \frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{k=1}^L |h_{1,k} + h_{2,k}|^2 \end{aligned} \quad (13)$$

2. 라이시안 다중경로 페이딩 채널에서 제안 기법의 성능 분석

본 절에서는 개방 지역 또는 위성 채널과 같이 강한 LOS 경로가 존재하는 라이시안 다중경로 페이딩 채널에서 제안 기법의 성능을 분석한다. L 개 다중경로로 구성된 라이시안 페이딩 채널에서 i 번째 전송 안테나에 해당하는 채널 벡터를 $\mathbf{h}_i = [h_{i,1} \ h_{i,2} \ \dots \ h_{i,L}]^T$, ($i=1,2$)라고 하면 i 번째 안테나의 첫번째 경로의 채널 계수 $h_{i,1}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} h_{i,1} &= \sqrt{P_{i,0}} + \sqrt{P_{i,1}} g_{i,1} \\ &= \sqrt{P_{i,0}} + \sqrt{P_{i,1}} a_{i,1} \\ &\quad + j\sqrt{P_{i,1}} b_{i,1} \quad (i=1,2) \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)에서 $g_{i,1} \equiv a_{i,1} + jb_{i,1}$ 는 첫번째 경로의 Non-LOS 성분을 표현하는 복소 가우시안 랜덤 변수이다. 여기서 $a_{i,1}$ 및 $b_{i,1}$ 의 평균은 $m_{a_{i,1}} = m_{b_{i,1}} = 0$ 이고, 분산은 $\sigma_{a_{i,1}}^2 = \sigma_{b_{i,1}}^2 = 0.5$ 인 독립적인 실수 가우시안 랜덤 변수들이다. 또한 식 (14)에서 $P_{i,0}$ 와 $P_{i,1}$ 는 첫번째 경로의 LOS 성분과 Non-LOS 성분의 평균 전력을 각각 의미하며, 이들 사이의 비율을 식 (15)와 같이 라이시안 인자 (Rician Factor) R_i 로 정의한다.

$$R_i = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{i,0}}{P_{i,1}} \right) \quad (\text{dB}) \quad (15)$$

첫번째 경로를 제외한 다른 경로는 LOS 성분을 포함하고 있지 않기 때문에 두 번째 이상의 경로에서의 채널 계수 $h_{i,k}$ ($k=2, \dots, L$)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} h_{i,k} &= \sqrt{P_{i,k}} g_{k,1} \\ &= \sqrt{P_{i,k}} a_{i,k} + j\sqrt{P_{i,k}} b_{i,k} \quad (16) \\ &\quad (i=1,2, \ k=2, \dots, L) \end{aligned}$$

여기서 식 (14)와 마찬가지로 $g_{i,k} \equiv a_{i,k} + jb_{i,k}$ 는 복소 가우시안 랜덤 변수이고 $P_{i,k}$ 는 k 번째 Non-LOS 경로의 전력을 의미한다. 또한 $a_{i,k}$ 와 $b_{i,k}$ 의 평균은 $m_{a_{i,k}} = m_{b_{i,k}} = 0$ 이고 분산은 $\sigma_{a_{i,k}}^2 = \sigma_{b_{i,k}}^2 = 0.5$ 인 독립적인 실수 가우시안 랜덤 변수들이다.

식 (4), (12) 및 (14)로부터 단말기의 첫번째 Rake Finger의 출력 SNR γ_1 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{1}{N_0} |h_{1,1} + h_{2,1}|^2 \\ &= \frac{1}{N_0} |(\sqrt{P_{1,0}} + \sqrt{P_{2,0}} \\ &\quad + \sqrt{P_{1,1}} a_{1,1} + \sqrt{P_{2,1}} a_{2,1}) \\ &\quad + j(\sqrt{P_{1,1}} b_{1,1} + \sqrt{P_{2,1}} b_{2,1})|^2 \\ &\equiv |G_{r,1} + jG_{i,1}|^2 = G_{r,1}^2 + G_{i,1}^2 \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 $G_{r,1} \equiv (\sqrt{P_{1,0}} + \sqrt{P_{2,0}} + \sqrt{P_{1,1}} a_{1,1} + \sqrt{P_{2,1}} a_{2,1}) / \sqrt{N_0}$ 은 평균과 분산이 각각 $m_{r,1} = (\sqrt{P_{1,0}} + \sqrt{P_{2,0}}) / \sqrt{N_0}$, $\sigma_{r,1}^2 = (P_{1,1} \sigma_{a_{1,1}}^2 + P_{2,1} \sigma_{a_{2,1}}^2) / N_0 = (P_{1,1} + P_{2,1}) / 2N_0$ 인 실수 가우시안 랜덤 변수이다. 마찬가지로 $G_{i,1} \equiv (\sqrt{P_{1,1}} b_{1,1} + \sqrt{P_{2,1}} b_{2,1}) / \sqrt{N_0}$ 은 $G_{r,1}$ 과는 독립적인 랜덤변수로서 평균과 분산이 각각 $m_{i,1} = 0$, $\sigma_{i,1}^2 = (P_{1,1} \sigma_{b_{1,1}}^2 + P_{2,1} \sigma_{b_{2,1}}^2) / N_0 = (P_{1,1} + P_{2,1}) / 2N_0 = \sigma_{r,1}^2$ 인 실수 가우시안 랜덤 변수이다. 따라서 γ_1 은 자유도가 2인 Non-Central Chi-Square 랜덤변수이며^[17], 이의 확률밀도함수 $f_{\gamma_1}(y_1)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} f_{\gamma_1}(y_1) &= \frac{1}{2\sigma_{r,1}^2} e^{-\frac{(m_{r,1}^2 + y_1)}{2\sigma_{r,1}^2}} \\ &\quad \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\sqrt{y_1} \frac{m_{r,1}}{2\sigma_{r,1}^2} \right)^j}{j! \Gamma(j+1)}, \quad y_1 \geq 0 \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)에서 $\Gamma(p)$ 는 Gamma 함수로서 다음과 같이 정의된다.

$$\Gamma(p) = \int_0^{\infty} t^{p-1} e^{-t} dt, \quad p > 0 \quad (19-a)$$

$$\Gamma(p) = (p-1)!, \quad p \text{ an integer}, \quad p > 0 \quad (19-b)$$

$$\Gamma\left(\frac{1}{2}\right) = \sqrt{\pi}, \quad \Gamma\left(\frac{3}{2}\right) = \frac{1}{2} \sqrt{\pi} \quad (19-c)$$

부록 A에 확률밀도함수 $f_{\gamma_1}(y_1)$ 의 유도 과정을 기술하였다.

다음으로 첫번째 경로를 제외한 Non-LOS 경로에 대하여 분석한다. 수신 단말기에서 k 번째 ($k=2, \dots, L$) Non-LOS 경로에 해당하는 k 번째 Finger의 출력 SNR γ_k 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \gamma_k &= \frac{1}{N_0} |h_{1,k} + h_{2,k}|^2 \\
 &= \frac{1}{N_0} |(\sqrt{P_{1,k}} a_{1,k} + \sqrt{P_{2,k}} a_{2,k}) \\
 &\quad + j(\sqrt{P_{1,k}} b_{1,k} + \sqrt{P_{2,k}} b_{2,k})|^2 \\
 &= |G_{r,k} + jG_{i,k}|^2 \\
 &= G_{r,k}^2 + G_{i,k}^2 \quad (k=2, \dots, L)
 \end{aligned} \tag{20}$$

식 (20)에서 $G_{r,k} \equiv (\sqrt{P_{1,k}} a_{1,k} + \sqrt{P_{2,k}} a_{2,k}) / \sqrt{N_0}$ 는 평균과 분산이 각각 $m_{r,k}=0$, $\sigma_{r,k}^2 = (P_{1,k}\sigma_{a_{1,k}}^2 + P_{2,k}\sigma_{a_{2,k}}^2) / N_0 = (P_{1,k} + P_{2,k}) / 2N_0$ 인 실수 가우시안 랜덤 변수이다. 이와 마찬가지로 $G_{i,k}$ 와는 독립적인 $G_{i,k} \equiv (\sqrt{P_{1,k}} b_{1,k} + \sqrt{P_{2,k}} b_{2,k}) / \sqrt{N_0}$ 는 평균과 분산이 각각 $m_{i,k}=0$, $\sigma_{i,k}^2 = (P_{1,k}\sigma_{b_{1,k}}^2 + P_{2,k}\sigma_{b_{2,k}}^2) / N_0 = (P_{1,k} + P_{2,k}) / 2N_0 = \sigma_{r,k}^2$ 인 실수 가우시안 랜덤 변수이다. 이와 같은 사실로부터 SNR γ_k ($k=2, \dots, L$)는 자유도가 2인 Central Chi-Square 랜덤 변수임을 알 수 있으며^[7], 따라서 이의 확률밀도함수 $f_{\gamma_k}(y_k)$ 는 다음 식 (21)과 같이 얻을 수 있다. 여기서 확률밀도함수 $f_{\gamma_k}(y_k)$ 에 대한 유도 과정을 부록 B에 기술하였다.

$$f_{\gamma_k}(y_k) = \frac{1}{2\sigma_{r,k}^2} e^{-y_k/2\sigma_{r,k}^2}, \quad y_k \geq 0 \tag{21}$$

서로 다른 경로들은 통계적으로 상호 독립인 특성을 갖기 때문에 제안 기법의 출력 SNR

$$\gamma_{proposed} = \sum_{k=1}^L \gamma_k \text{의 확률밀도함수 } f_{\gamma}(y) \text{는}$$

$$f_{\gamma}(y) = f_{\gamma_1}(y_1) * f_{\gamma_2}(y_2) * \dots * f_{\gamma_L}(y_L) \tag{22}$$

와 같이 구할 수 있으며, 여기서 기호 "*"은 컨벌루션(Convolution) 연산을 의미한다. 따라서 제안 기법의 Uncoded BER P_b 는 식 (23)과 같이 Q-함수를 식 (22)에서 계산된 확률밀도함수 $f_{\gamma}(y)$ 에 대해서 평균을 취하여 구할 수 있다.

$$P_b = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2y}) f_{\gamma}(y) dy \tag{23}$$

단 여기서 $Q(x)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$Q(x) \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-z^2/2} dz \tag{24}$$

IV. 모의 실험 결과

3장에서 유도된 제안 기법의 이론적인 성능을 검증하기 위해서 3GPP W-CDMA 하향 링크 무선 채널 환경에 기반하여 Monte Carlo 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험에 사용된 반송파 주파수, 칩 전송율 (Chip Rate), 확산 지수 N , 단말기 이동 속도는 각각 2.0 GHz, 3.84 Mcps, 32 및 3 km/h로 설정하였다. 모의 실험에서는 3GPP의 채널화 부호 및 스크램블링 부호^[18]를 통합하여 복소 랜덤 확산 부호로 구현하여 사용하였고, 또한 3GPP 하향 링크 DPCH (Dedicated Physical CHannel)의 프레임 형식과 동일하게 하기 위해서 심벌 변조는 QPSK, 프레임 주기는 10 msec, 각 프레임은 15개의 슬롯으로 구성하였다^[19]. 모의 실험에 사용된 라이시안 다중경로 채널은 ITU-R M.1225 권고안에 정의된 3개의 채널 모델로서^[20], 3가지 모델에 대해 정의된 채널 계수를 표 1에 정리하였다. 표 1에 제시한 바와 같이 서로 다른 채널 모델들을 "A", "B" 및 "C"로 각각 표기하였으며, 채널 모델마다 라이시안 인자와 경로 수 등의 특성이 다르다.

제안된 기법의 성능 평가를 위해서 서로 다른 채널 환경에서 신호대잡음비인 E_b/N_0 의 변화에 따른 Uncoded BER 성능을 측정하였다. 모의 실험에서 2개의 전송 안테나에는 동일한 채널 모델을 사용하고 3가지 다른 채널 모델 결합 즉 "A+A", "B+B" 및 "C+C"에 대해서 실험을 수행하였다. 여기서 예를 들어 채널 "A+A"는 2개의 전송 안테나에서 단말기에 이르는 두 링크가 랜덤하게 생성되나 통계적 특성은 표1의 채널 모델 A로 동일함을 의미한다. 단말기에서 Rake Finger 수는 표 1에 주어진 채널 모델의 경로 수와 동일하게 구성하였다. 시스템 간 비교를 공정하게 하기 위해서 TxAA와 STTD와 같은 기존의 송신 다이버시티 기법에 대해서도 동일한 가정을 적용하여 모의 실험을 수행하였다. 제안된 시스템 및 기존의 송신 다이버시티 기법에서 채널 계수는 완벽하게 추정되었다고 가정하며, TxAA의 경우 단말기에서 계산된 가중치 정보가 기지국으로 케환되는 과정에서 겪는 케환 지연 및 케환 정보의 전송 오류가 전혀 없는 이상적인 상황을 고려하였다.

그림 2와 3은 세가지 다른 채널 모델에서 앞서 3장에서 유도된 제안 기법의 이론적인 성능 (실선)과 모의 실험을 통한 성능 (점선)를 보이고 있다. 먼저 그림 2는 각 채널 모델을 간소화하여 첫번째 경로만을 고려하였을 경우의 결과를 도시하고 있으며, 각 채널 모델들이 라이시안 인자가 크게 다른 다양한

표 1. 모의실험에 사용된 라이시안 다중경로 채널 모델.

라이시안 인자

Rician factor, R_i	LOS path power, $P_{i,0}$	Non-LOS path power, $P_{i,1}$
10	1.0	0.1
7	0.5	0.1
3	0.2	0.1

채널 모델 A

Tap No.	Rel. delay (ns)	Tap amp. dist.	Amplitude parameter	Rel. power (dB)	Rician factor (dB)	Dop. spec.
1	0	Rician	$10 \log_{10} R_i$	0.0	10	Rician
2	100	Rayleigh	$10 \log_{10} R_{i,2}$	-23.6	-	Classic
3	180	Rayleigh	$10 \log_{10} R_{i,3}$	-28.1	-	Classic

채널 모델 B

Tap No.	Rel. delay (ns)	Tap amp. dist.	Amplitude parameter	Rel. power (dB)	Rician factor (dB)	Dop. spec.
1	0	Rician	$10 \log_{10} R_i$	0.0	7	Rician
2	100	Rayleigh	$10 \log_{10} R_{i,2}$	-24.1	-	Classic
3	250	Rayleigh	$10 \log_{10} R_{i,3}$	-25.1	-	Classic

채널 모델 C

Tap No.	Rel. delay (ns)	Tap amp. dist.	Amplitude parameter	Rel. power (dB)	Rician factor (dB)	Dop. spec.
1	0	Rician	$10 \log_{10} R_i$	0.0	3	Rician
2	60	Rayleigh	$10 \log_{10} R_{i,2}$	-17.0	-	Classic
3	100	Rayleigh	$10 \log_{10} R_{i,3}$	-18.3	-	Classic
4	130	Rayleigh	$10 \log_{10} R_{i,4}$	-19.1	-	Classic
5	250	Rayleigh	$10 \log_{10} R_{i,5}$	-22.1	-	Classic

특성을 보이는 채널들임에도 불구하고 제안 기법의 이론적인 성능이 실험 결과와 거의 완벽하게 일치함을 알 수 있다. 특히 LOS 성분이 매우 강하여 라이시안 인자가 큰 채널 모델 A의 경우 다른 채널 모델에 비해 제안된 시스템이 월등히 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 그림 3은 표1에 제시된 모든 경로를 고려한 것으로서 앞서 그림 2에 비해 이론과 모의 실험 결과가 약간의 차이를 보이지만 전반적으로 매우 잘 일치됨을 알 수 있다.

그림 4부터 6은 "A+A", "B+B" 및 "C+C" 채널에서 여러 가지 전송 다이버시티 기법들에 대한 성능을 비교한 것이다. 각 시스템의 상대적인 다이버시티 이득을 비교하기 위해서 전송 다이버시티 기법을 사용하지 않은 단일 전송 안테나 시스템의 성능을 그림에 포함시켰다. 그림 4는 라이시안 인자가 10 dB인 채널 "A+A"의 경우로서 제안 기법이 개방루프 STTD 기법보다 월등히 우수한 성능을 보이

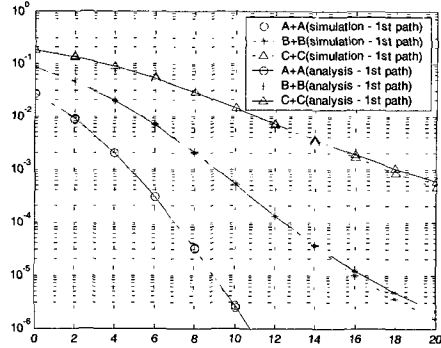


그림 2. 제안 기법의 이론적인 성능 및 모의 실험을 통한 성능 비교 (각 채널 모델의 첫번째 경로만을 고려한 경우).

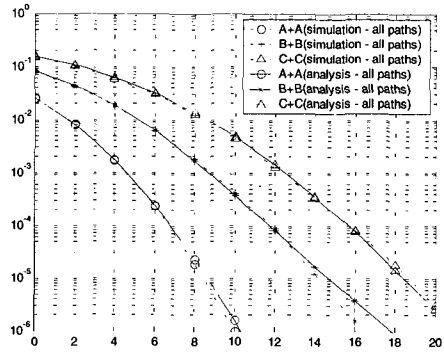


그림 3. 제안 기법의 이론적인 성능 및 모의 실험을 통한 성능 비교 (각 채널 모델의 모든 경로를 고려한 경우).

며 이상적인 페쇄루프 TxAA 성능과 차이가 매우 근소함을 알 수 있다. 특히 E_b/N_0 측면에서 제안 기법은 기존의 STTD 기법보다 약 2 - 2.5 dB 가량의 성능 향상을 보인다. 또한 이 결과로부터 앞서 2장에서 언급하였듯이 페쇄루프 TxAA에 비해서 개방루프 STTD가 약 3 dB 가량의 성능 열화가 있음을 역시 확인할 수 있다. 그림 5와 6은 라이시안 인자가 각각 7 dB 및 3 dB인 채널 "B+B" 및 "C+C"에서의 결과를 도시한다. 이 결과에서도 또한 제안 기법이 STTD에 비해 여전히 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 하지만 라이시안 인자가 작아짐에 따라서 여타 기법에 비해 제안 기법의 상대 이득 폭은 감소하게 된다. 한편, 그림에 제시된 TxAA의 성능 우수한 것은 가중치 제환 과정에서 야기되는 여러 가지 성능 열화 요인을 고려하지 않은 이상적인 상황에서의 성능을 도시한 것이기 때문이다. 하지만 2장에서 언급하였듯이 가중치 양자화, 제환 정보 오류, 제환 지연을 고려할 경우 TxAA 기법의

성능은 매우 심하게 열화 된다. 이런 의미에서 개방루프 방식인 제안 기법은 간단하면서도 라이시안 다중경로 채널에서 매우 효과적으로 사용될 수 있음을 알 수 있다. 특히 LOS 성분이 미약한 경우 시스템 성능의 우수성을 보장하기에는 다소의 어려움이 존재하지만, LOS 성분이 매우 강한 라이시안 페이딩 채널에서는 여타 개방루프 기법보다 매우

우수한 성능을 보이며 이상적인 상황에서의 TxAA 성능에 매우 근접함을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 LOS 성분이 우세한 개방 지역 또는 위성 채널과 같은 라이시안 다중경로 페이딩 채널 하의 W-CDMA 시스템에 적합한 간단한 형태의 개방루프 전송 다이버시티 기법을 제안하였다. 제안 기법은 동일 데이터를 다수 전송 안테나로 동시에 전송하고, 단말기에서 채널 손상을 보상하기 위해서 각 경로의 독립적인 채널 계수의 결합된 구조를 채널 보상 인자로 사용한다. 본 논문에서는 제안 기법의 Rake 수신기 출력단의 SNR에 대한 확률밀도함수와 Uncoded BER을 유도하였으며, 전형적인 라이시안 다중경로 페이딩 채널 환경에서의 모의 실험을 통해 이론적인 분석의 타당성을 검증하였다. 또한 여러 채널 환경에서의 비교 실험을 통하여 제안 기법이 라이시안 성분이 우세한 다중경로 채널에서는 기존의 개방루프 STTD 기법보다 월등히 우수한 성능을 보이며, 이상적인 폐쇄루프 TxAA 기법에 근사한 성능을 보임을 확인하였다.

부록 A: 식 (18)의 유도 과정

상호 독립인 랜덤 변수 $X_i (i=1, \dots, n)$ 의 평균 및 분산이 각각 m_i, σ_i^2 라고 할 때, 자유도가 n 인 Non-Central Chi-Square 랜덤 변수 $Y \equiv \sum_{i=1}^n X_i^2$ 의 확률밀도함수는 다음과 같다^[17].

$$f_Y(y) = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{y}{s^2}\right)^{\frac{(n-2)}{4}} e^{-\frac{(s^2+y)}{2\sigma^2}}, \quad (A-1)$$

$$I_{\frac{n}{2}-1}\left(\sqrt{y\frac{s}{\sigma^2}}\right), \quad y \geq 0$$

여기서 s^2 과 σ^2 는

$$s^2 = \sum_{i=1}^n m_i^2, \quad \sigma^2 = \sigma_i^2 (i=1, \dots, n) \quad (A-2)$$

과 같이 정의된다. $I_a(x)$ 는 1종 a 차 수정 Bessel 함수로서 다음과 같이 무한차수의 수열의 합으로 표현된다.

$$I_a(x) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{a+2j}}{j! \Gamma(a+j+1)}, \quad x \geq 0 \quad (A-3)$$

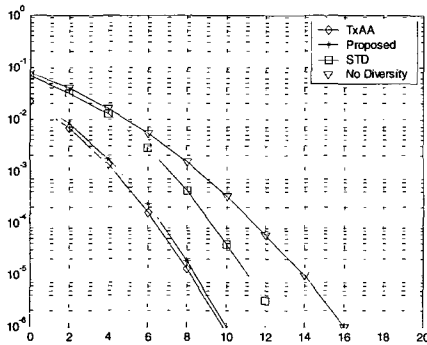


그림 4. 여러 전송 다이버시티 기법들의 BER 성능 비교 (채널 "A+A").

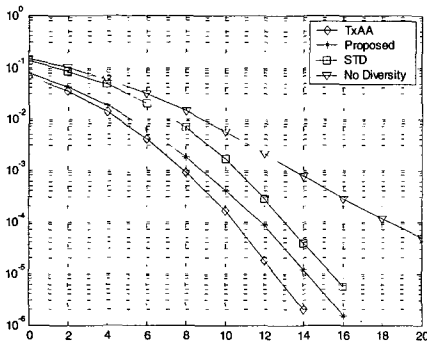


그림 5. 여러 전송 다이버시티 기법들의 BER 성능 비교 (채널 "B+B").

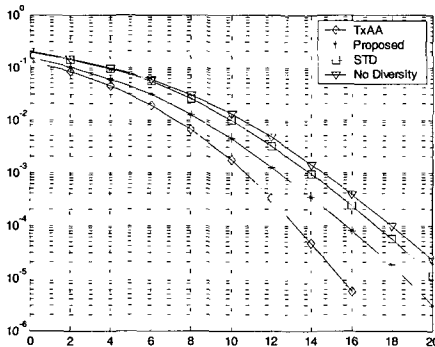


그림 6. 여러 전송 다이버시티 기법들의 BER 성능 비교 (채널 "C+C").

여기서, $\Gamma(x)$ 는 식 (19)에서 정의된 Gamma 함수이다. $n=2$, $s^2 = m_{r,1}^2 + m_{i,1}^2$, $\sigma^2 = \sigma_{r,1}^2 = \sigma_{i,1}^2$ 일 때, 식 (17)에서 γ_1 의 확률밀도함수 $f_{\gamma_1}(y_1)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$f_{\gamma_1}(y_1) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{(s^2+y_1)}{2\sigma^2}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\sqrt{y_1} \frac{s}{2\sigma^2}\right)^{2j}}{j! \Gamma(j+1)}, \quad y_1 \geq 0 \quad (\text{A-4})$$

$m_{i,1}^2=0$, $\sigma_{r,1}^2 = \sigma_{i,1}^2$ 이라는 사실을 이용하여 (A-4)를 간략화 하면 γ_1 의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$f_{\gamma_1}(y_1) = \frac{1}{2\sigma_{r,1}^2} e^{-\frac{(m_{r,1}^2+y_1)}{2\sigma_{r,1}^2}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\sqrt{y_1} \frac{m_{r,1}}{2\sigma_{r,1}^2}\right)^{2j}}{j! \Gamma(j+1)}, \quad y_1 \geq 0 \quad (\text{A-5})$$

γ_1 의 평균 (m_{γ_1})과 분산($\sigma_{\gamma_1}^2$)은 다음과 같이 계산을 통해 얻을 수 있다.

$$m_{\gamma_1} = 2\sigma^2 + s^2 = \frac{1}{N_0}(P_{1,1} + P_{1,2}) + \frac{1}{N_0}(\sqrt{P_{1,0}} + \sqrt{P_{2,0}})^2 \quad (\text{A-6})$$

$$\sigma_{\gamma_1}^2 = 4\sigma^2(\sigma^2 + s^2) = \frac{1}{N_0^2}(P_{1,1} + P_{1,2})^2 + \frac{2}{N_0^2}(P_{1,1} + P_{1,2})(\sqrt{P_{1,0}} + \sqrt{P_{2,0}})^2 \quad (\text{A-7})$$

부록 B: 식 (21)의 유도 과정

상호 독립적인 랜덤 변수 X_i ($i=1, \dots, n$)의 평균이 0이고 분산이 σ^2 로 서로 동일할 때, 자유도가 n 인 Central Chi-Square 랜덤 변수 $Y \equiv \sum_{i=1}^n X_i^2$ 의 확률밀도함수는 다음과 같다^[17].

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sigma^2 2^{n/2} \Gamma(\frac{1}{2}n)} y^{n/2-1} e^{-y/2\sigma^2}, \quad y \geq 0 \quad (\text{B-1})$$

식 (20)에서 γ_k ($k=2, \dots, L$)는 자유도가 2인 Central Chi-Square 랜덤 변수이다. $n=2$, $\sigma^2 \equiv \sigma_{r,k}^2 = \sigma_{i,k}^2$ 일 때, γ_k 의 확률밀도함수 $f_{\gamma_k}(y_k)$ 는

(B-1)로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$f_{\gamma_k}(y_k) = \frac{1}{2\sigma_{r,k}^2} e^{-y_k/2\sigma_{r,k}^2}, \quad y_k \geq 0 \quad (\text{B-2})$$

여기서 $\Gamma(1)=1$ 이며, γ_k 의 평균(m_{γ_k})과 분산($\sigma_{\gamma_k}^2$)은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$m_{\gamma_k} = \frac{1}{N_0}(P_{1,k} + P_{2,k}) \quad (\text{B-3})$$

$$\sigma_{\gamma_k}^2 = \frac{1}{N_0^2}(P_{1,k} + P_{2,k})^2 \quad (\text{B-4})$$

참고 문헌

- [1] R. Wichman and A. Hottinen, "TMT-2000 transmit diversity concepts," *Proc. Int'l Conf. Personal, Indoor & Mobile Radio Commun. (PIMRC '99)*, Osaka, Japan, September 1999.
- [2] M. Raitola, A. Hottinen, and R. Wichman, "Transmit diversity in wideband CDMA," *Proc. Vehicular Tech. Conf. (VTC '99 - Spring)*, vol. 2, pp. 155-1549, Houston, USA, May 1999.
- [3] D. Rajan and S. D. Gray, "Transmit diversity schemes for CDMA-2000," *Proc. Wireless Commun. & Networking Conf. (WCNC '99)*, vol. 2, pp. 669-673, New Orleans, USA, September 1999.
- [4] A. Chheda and D. Paranchych, "Performance evaluation of two transmit diversity techniques for cdma2000," *Proc. Wireless Commun. & Networking Conf. (WCNC '99)*, vol. 2, pp. 893-897, New Orleans, USA, September 1999.
- [5] R. A. Soni, R. M. Buechrer and J. Tsai, "Open-loop transmit diversity in IS-2000 systems," *Proc. Asilomar Conf. Signals, Systems & Computers*, vol. 1, pp. 654-658, Pacific Grove, USA, October 1999.
- [6] L. M. A. Jalloul, K. Rohani, K. Kuchi and J. Chen, "Performance analysis of CDMA transmit diversity methods," *Proc. Vehicular Tech. Conf. (VTC '99 - Fall)*, vol. 3, pp. 1326-1330, Amsterdam, The Netherlands, September 1999.
- [7] K. Rohani, M. Harrison and K. Kuchi, "A comparison of base station transmit diversity methods for third generation cellular standards,"

Proc. Vehicular Tech. Conf. (VTC '99 - Spring), vol. 1, pp. 351-355, Houston, USA, May 1999.

[8] J. S. Thompson, P. M. Grant and B. Mulgrew, "Downlink transmit diversity schemes for CDMA networks," *Proc. Vehicular Tech. Conf. (VTC '99 - Fall)*, vol. 3, pp. 1382-1386, Amsterdam, The Netherlands, September 1999.

[9] Third Generation Partnership Project (3GPP), *Technical Specification Group Radio Access Network: Physical Layer Procedures*, 3GPP TS 25.214, v3.3.0, June 2000.

[10] TR45.5, *Physical Layer Standard for cdma 2000 Spread Spectrum Systems*, TIA/EIA/IS2000.2, 1999.

[11] G.-M. Oh, H.-S. Kim, W. Lee and Y. Shin, "Performance of closed loop transmit diversity schemes for IMT-2000 satellite communication systems," *Proc. Int'l Tech. Conf. Circuits/Systems, Computers & Commun. (ITC-CSCC 2001)*, vol. 2, pp. 849-852, Tokushima, Japan, July 2001.

[12] M. Sandell, "Analytical analysis of transmit diversity in WCDMA on fading multipath channels," *Proc. Conf. Personal, Indoor & Mobile Radio Commun. (PIMRC '99)*, Osaka, Japan, September 1999.

[13] B. Bjerke, J. Proakis and Z. Zvonar, "Antenna diversity combining schemes for W-CDMA systems in fading multipath channels," *Proc. Vehicular Tech. Conf. (VTC 2000 - Fall)*, vol. 1, pp. 421-428, Boston, USA, September 2000.

[14] E. N. Onggosanusi, A. Gatherer, A. G. Dabak and S. Hosur, "Performance analysis of closed-loop transmit diversity in the presence of feedback delay," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 9, pp. 1618-1630, September 2001.

[15] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Jour. Selected Areas in Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, October 1998.

[16] A. F. Naguib, V. Tarokh, N. Sechadri and A. R. Calderbank, "A space-time coding modem for high- data-rate wireless communications," *IEEE Jour. Selected Areas in Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1459-1478, October 1998.


[17] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd Ed., McGraw-Hill, 1995.

[18] Third Generation Partnership Project (3GPP), *Technical Specification Group Radio Access Network: Physical Layer Procedures*, 3GPP TS 25.213 v3.3.0, June 2000.

[19] Third Generation Partnership Project (3GPP), *Technical Specification Group Radio Access Network: Physical Layer Procedures*, 3GPP TS 25.211 v3.3.0, June 2000.

[20] ITU-R, *Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000*, Rec. ITU-R M.1225, February 1997.

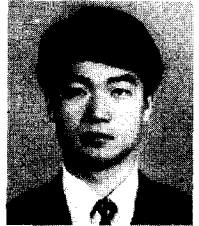
김 학 성(Hak-Seong Kim) 준회원



1994년 2월 : 숭실대학교
전자공학과 (학사)
1996년 2월 : 숭실대학교
전자공학과 (석사)
1996년 3월~현재 : 숭실대학교
전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 무선이동통신, 통신신호처리, 차세대 이동통신기술

이 원 철(Woncheol Lee) 정회원



1986년 2월 : 서강대학교
전자공학과 학사
1988년 2월 : 연세대학교
전자공학과 석사
1994년 5월 New York,
Polytechnic University,
Electronic Eng.공학박사

1998년 1월~현재 : 한국정보과학회 연합논문지 편집
위원
1998년 1월~현재 : 한국음향학회 산학협동임원
1998년 1월~1998년 12월 : 한국통신학회 통신신호
처리분과 편집위원
1995년 9월~현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부
조교수
<주관심 분야> 적응 디지털 시스템 인지, 음성신호 부
호화, 통신 및 레이다 신호처리

신 요 안(Yoan Shin)

정회원



1987년 2월 : 서울대학교
전자공학과 (학사)

1989년 2월 : 서울대학교
전자공학과 (석사)

1992년 12월 : Univ. of Texas
at Austin 전기 및 컴퓨
터 공학과 졸업 (박사)

1992년 12월~1994년 7월 : 오스틴 소재 MCC (Micro-
electronics & Computer Technology
Corp.) 연구 콘소시엄 연구원

2001년 1월~현재 : 한국통신학회 이동통신연구회 간사

1994년 9월~현재 : 송실대학교 정보통신전자공학부
부교수

<주관심 분야> CDMA 및 OFDM 모델, 통신 신호처
리 (MIMO 시공간 신호처리, 증폭기 선형
화), Software Defined Radio