

광대역 CDMA를 위한 Transmit Adaptive Array와 전송 안테나 선택 다이버시티 기법의 결합

준회원 김 학 성*, 정회원 이 원 철*, 신 요 안*

A Hybrid Scheme of Transmit Adaptive Array and Antenna Selection Diversity for Wideband CDMA Systems

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

요 약

전송 다이버시티 기법은 광대역 CDMA 시스템의 하향 링크 성능을 향상하는 효과적인 방법중 하나이다. 본 논문에서는 기존의 폐쇄루프 전송 다이버시티 기법인 TxAA (Transmit Adaptive Array)와 전송 안테나 선택 다이버시티 기법을 결합한 새로운 전송 다이버시티 기법을 제안한다. 제안 기법에서는 N_T 개의 전송 안테나 중에서 이보다 적은 수의 N_S 개를 선택한 후 수신 전력을 최대화하는 TxAA 기중치를 곱하여 전송하며, 선택된 안테나 그룹과 선택되지 않은 안테나 그룹에 서로 다른 두 종류의 RF 모듈을 사용함으로써 기지국 구성 비용을 감소할 수 있다. 제한 정보량 및 제한 정보 대역폭이 3GPP 표준안과 동일하게 제한된 경우에, 제안 기법은 대부분의 이동체 속도에서 N_S 개를 사용하는 TxAA 시스템보다 매우 우수하며, 실제적인 채널 환경의 거의 모든 이동체 속도에서 N_T 개의 전송 안테나 모두를 사용하는 TxAA 시스템보다도 우수함을 모의 실험을 통해서 검증하였다

ABSTRACT

Transmit diversity schemes are an effective capacity improvement method for down link of Wideband Code Division Multiple Access (W-CDMA) systems. In this paper, we propose to use transmit antenna subset selection scheme in conjunction with closed loop Transmit Adaptive Array (TxAA). The proposed scheme selects N_S optimum antennas among N_T transmit antennas in order to maximize diversity gain from selected antennas, and also reduces the cost of RF chains by employing two different types of RF modules for the selected and the unselected antenna group. Under the same limitation on the amount of feedback information and feedback bandwidth as of the 3GPP specifications, the proposed scheme always outperforms the conventional closed loop TxAA with N_S antennas for all the mobile speeds. Moreover, the proposed scheme also shows better results than the TxAA with all the N_T antennas in realistic situations considering feedback delay, feedback bandwidth limitation and quantization.

I. 서론

무선 페이딩 채널 하에서 고품질, 고속 데이터 전송을 요구하는 3세대 IMT-2000 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.

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

논문번호 : 020321-0724, 접수일자 : 2002년 7월 24일

※ 본 연구는 (주)LG전자의 연구비 지원으로 수행되었습니다.

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 이동 통신에서는 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 있다⁸⁾.

여러 전송 다이버시티 기법 중에서 페쇄루프 Transmit Adaptive Array (TxAA) 기법은 광대역 CDMA 무선 접속 기반의 3GPP IMT-2000 표준안으로 이미 채택되었다⁹⁾. TxAA 시스템에서는 하향 링크 채널 정보를 이용하여 단말기 수신 전력을 최대화하기 위한 최적의 전송 안테나 가중치를 단말기에서 계산한 후 적절한 상향 제어 채널을 통하여 교환하며, 이를 각 전송 안테나 가중치 정보로 사용한다. TxAA 시스템의 다이버시티 이득을 증가시키기 위해서 전송 안테나 배열을 증가시킬 경우 이로 인해 교환 하여야 할 정보량이 급격히 증가하게 된다. 이와 같이 증가된 교환 정보량은 이동체가 고속이고 3GPP에서와 같이 교환 정보 대역폭이 제한된 상황에서는 매우 큰 부담 요인이며 심각한 성능 열화를 초래할 수 있다. 그러므로 가급적 안테나 수를 줄이면서 가능한 최대의 이득을 얻을 수 있는 기법이 요구된다. 다른 한편으로 전송 안테나의 증가는 시스템 복잡도의 증가를 초래하며 결과적으로 기지국 시스템의 구축 비용에 대한 부담을 증가시킨다. 특히 다수의 전송 안테나를 사용하는 기지국의 경우 고풍력 증폭기 (High Power Amplifier; HPA) 등으로 구성된 전송 RF 모듈의 비용이 기지국 시스템 구성 비용의 상당 부분을 차지하기 때문에 시스템 설계 시 결코 간과될 수 없는 사안이다. 이를 다소 해결하고자 하는 방법으로 시공간 부호화 (Space-Time Coding)와 전송 안테나 선택 기법을 결합하는 방식이 제안되었다¹⁰⁾. [10]에서 사용되는 시공간 부호는 Alamouti의 시공간 블록 부호 (Space-Time Block Code; STBC) 방식¹¹⁾을 따르며 단말의 채널 추정 정보로부터 선택된 두개의 우수한 안테나에만 시공간 부호화가 적용된다. 이러한 시스템 구성은 시스템 비용을 최대한 줄이면서 다

이버시티 이득을 효과적으로 향상시킬 수 있는 가능성을 제시하였다는 점에서 주목 할만 하다.

본 논문에서는 다수의 전송 안테나를 사용하는 페쇄루프 전송 다이버시티 기법의 한계점을 극복하고 광대역 CDMA 시스템 하향 링크 용량 증대를 위하여, TxAA 기법에 최적의 전송 안테나 선택 기법을 효율적으로 결합한 새로운 기법을 제안한다. 제안된 기법은 최적의 전송 안테나 선택 알고리즘을 적용하여 안테나를 선별적으로 사용하여 다이버시티 이득을 극대화하고, 데이터 전송에서 제외된 선택되지 않은 안테나에 대한 RF 모듈을 매우 간단히 구현함으로써 기지국 구축 비용의 절감 역시 기대할 수 있다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 TxAA와 선택 다이버시티를 결합한 제안 기법에 대한 설명 및 분석 결과를 기술하였다. 3절에서는 기존의 TxAA와 제안 기법을 비교하기 위해서 모의 실험에 사용된 여러 채널 환경에 대한 간단한 설명과 모의 실험 결과를 제시하였다. 마지막으로 4절에서 결론을 맺는다.

II. 제안된 전송 다이버시티 기법

그림 1은 제안된 전송 다이버시티 기법을 광대역 CDMA 시스템에 적용하였을 경우의 시스템 구성을 도시한다. 제안 기법은 총 N_T 개의 전송 안테나 중에서 N_S ($\ll N_T$)개의 안테나만을 선택하는 시스템으로서 그림 1에서는 편의상 $N_S \equiv 2$ 개 전송 안테나 및 단일 수신 안테나를 사용하는 예를 도시하고 있으며, 송수신 안테나 및 선택되는 안테나 수는 다양한 조합으로 확장 가능하다.

그림 1의 전송단에서 확산 부호는 전송 안테나에 모두 동일한 부호가 사용되며, 3GPP의 파일럿 채널 (CPICH)과 동일하게 안테나별로 각각 서로 다른 파일럿 채널을 사용하여 모든 전송 안테나로부터 수신 안테나에 이르는 채널을 추정한다. 단말기에서 추정된 채널 정보로부터 선택된 N_S 개의 최적 전송 안테나에만 페쇄루프 TxAA 시스템의 다이버시티 이득을 최대화하는 최적의 교환 가중치 정보가 곱해진다. 이렇게 선택된 최적의 안테나들과 이와 달리 선택되지 않은 $(N_T - N_S)$ 개의 안테나들은 서로 전송하는 데이터가 다르기 때문에 전송 신호의 통계적 특성이 다르다. 이러한 통계적 특성 차이는 전송 데이터 특성에 따라 이와 부합되는 적절한 RF 모듈을 선택적으로 적용 가능케 함으로서 기지국

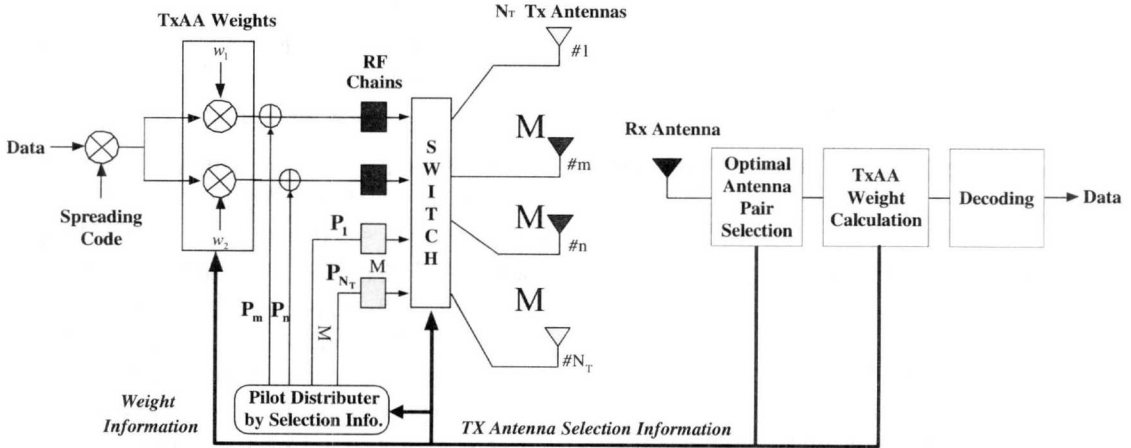


그림 1. TxAA와 전송 안테나 선택 다이버시티 결합 기법을 적용한 광대역 CDMA 시스템 구성.

RF 모듈 구현 비용을 절감할 수 있게 해준다. 즉 사용되는 RF 모듈은 다음과 같이 두 종류가 있다. 선택된 안테나에 결합되는 첫번째 형태의 N_S 개의 RF 모듈은 파일럿 채널과 데이터 채널 (그리고 기타 제어 채널 역시 포함 가능)이 혼합된 신호를 처리할 수 있어야 하나, 다른 형태의 $(N_T - N_S)$ 개의 RF 모듈은 선택되지 않은 안테나를 위한 것으로서 파일럿 채널만을 처리하면 된다. 일반적으로 기지국에서는 선형성이 매우 우수한 고가의 고출력 증폭기 (High Power Amplifier; HPA)를 RF 모듈에 사용한다. 하지만 선택되지 않은 안테나들은 파일럿 채널만을 송출하며 이 출력 신호는 정진폭 (Constant Envelope) 특성을 지니기 때문에 저가의 HPA를 사용하여도 그 역할을 충분히 할 수 있으며, 이로 인해 기지국 시스템의 비용을 크게 절감할 수 있다. 한편, 파일럿 채널의 선택은 단말기로부터 캐환되는 선택 정보에 의한 파일럿 분배기에 의해서 간단히 수행된다.

앞서 언급한 바와 같이 3GPP 표준안의 TxAA 시스템과의 일치성을 위해서 N_S 가 2라 가정하면^[9], 선택된 2개의 안테나로부터 전송된 신호가 quasi-static 플랫 페이딩 채널을 거쳐 N_R 개의 수신 안테나로 수신된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_k} [d(w_1 h_{k,m} + w_2 h_{k,n})s(t - \tau_0)] + n(t) \quad (1)$$

여기서 d 는 데이터 심벌로서 $E[|d|^2] = 1$, $s(t)$ 는 사용자마다 할당된 확산 부호, τ_0 는 전파 지연, w_i ($i=1,2$)는 선택된 두 개의 안테나에 곱해지는

복소 TxAA 가중치, $n(t)$ 는 분산이 $N_0/2$ 인 부가성 백색 잡음, $h_{i,j}$ 는 j 번째 전송 안테나로부터 i 번째 수신 안테나에 이르는 채널 파라미터로서 본 논문에서는 수식 전개 편의상 m 번째와 n 번째 전송 안테나 2개가 선택되었다고 가정한다. $h_{i,j}$ 로 이루어진 $N_R \times N_T$ 크기의 채널 벡터 \mathbf{H} 는 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,m} & \cdots & h_{1,n} & \cdots & h_{1,N_T} \\ h_{2,1} & \cdots & h_{2,m} & \cdots & h_{2,n} & \cdots & h_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_R,1} & \cdots & h_{N_R,m} & \cdots & h_{N_R,n} & \cdots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \quad (2)$$

하향 채널 파라미터가 단말기에서 완벽하게 추정되었다고 가정하면, 역확산 및 채널 보상 수행 후 k 번째 안테나로 수신된 신호의 출력 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_k &= \int_0^T r(t) \cdot s^*(t - \tau_k) \cdot (w_m h_{k,m} + w_n h_{k,n})^* dt \\ &= d |w_m h_{k,m} + w_n h_{k,n}|^2 \\ &\quad + \int_0^T n(t) s^*(t - \tau_k) (w_m h_{k,m} + w_n h_{k,n})^* dt \\ &= d_k + n_k \quad (k=1, \dots, N_R) \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)에서 d_k 와 n_k 는 다음과 같다.

$$d_k \equiv d |w_m h_{k,m} + w_n h_{k,n}|^2 \quad (4)$$

$$n_k \equiv \int_0^T n(t) s^*(t - \tau_k) (w_m h_{k,m} + w_n h_{k,n})^* dt \quad (5)$$

이 때 k 번째 수신 안테나의 정합 필터 출력단의 신호대잡음비 (Signal-to-Noise Ratio; SNR) γ_k 는

다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\gamma_k = \frac{E[|d_k|^2]}{E[|n_k|^2]} = \frac{|w_m h_{k,m} + w_n h_{k,n}|^2}{\sigma_n^2} \quad (6)$$

여기서 $\sigma_n^2 = N_0/2$ 이기 때문에 Rake 수신기의 출력단의 SNR은 다음과 같이 쓸 수 있다^[12].

$$\gamma = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{m,n}^H \mathbf{H}_{m,n} \mathbf{w}}{\sigma_n^2} \quad (7)$$

여기서 $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2]^T$ 는 $\|\mathbf{w}\|^2 = |w_1|^2 + |w_2|^2 = 1$ 로 정규화된 전송 안테나 가중치 벡터를 의미하며, 윗첨자 H 는 행렬의 Hermitian 연산을 나타낸다. 또한 $\mathbf{H}_{m,n}$ 은 m 번째 및 n 번째 전송 안테나로부터 수신 안테나에 이르는 채널 행렬로서 다음 수식으로 정의된다.

$$\mathbf{H}_{m,n} = \begin{bmatrix} h_{1,m} & h_{1,n} \\ h_{2,m} & h_{2,n} \\ \vdots & \vdots \\ h_{N_s,m} & h_{N_s,n} \end{bmatrix} \quad (8)$$

식 (7)과 [12]의 결과로부터 2개의 전송 안테나를 선택하여 여기에 TxAA를 적용하는 제안 기법이 얻을 수 있는 최대 SNR은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\gamma = \frac{\lambda_{\max}}{\sigma_n^2} \approx \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=1}^{N_s} (|h_{k,m}|^2 + |h_{k,n}|^2) \quad (9)$$

식 (9)에서 선택된 채널 계수 $h_{k,m}$, $h_{k,n}$ 은 'Frobenius norm'이 가장 큰 2개의 안테나만을 선택한 것으로서 전송 안테나마다 할당되는 파일럿 채널을 이용하여 정확히 추정하였다고 가정하였다^[10]. 이때 $|h_{k,m}|^2$ 와 $|h_{k,n}|^2$ 는 \mathbf{H} 의 첫 번째 및 두 번째로 큰 norm의 제곱값으로 다음과 같은 확률밀도함수를 갖는 i.i.d. gamma 분포 랜덤 변수를 따른다^[10].

$$f_x(c_i) = \frac{1}{(N_R - 1)!} c_i^{N_R - 1} e^{-c_i} \quad (10)$$

여기서 c_i 는 i 번째 열 (column) norm의 제곱을 의미한다. STBC와 안테나 선택 다이버시티를 결합한 구조에 대한 [10]의 분석을 제안 방식에 유사하게 적용하면, 안테나 선택 기법을 사용함으로써 얻는 이득을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{gain} = 10 \log_{10} \left(\frac{E(X_{N_T} + X_{N_T-1})}{2N_R} \right) [\text{dB}] \quad (11)$$

이 값은 선택 다이버시티를 적용하지 않은 TxAA 시스템에 대한 선택 다이버시티를 적용한 제안된 시스템의 상대 이득을 의미한다. 여기서, $E(X_{N_T})$ 와 $E(X_{N_T-1})$ 는 첫번째 및 두번째로 큰 제곱 norm에 대한 1차 모멘트 값들로서 [10]에 기술되어 있다. 수식 (11)은 이상적인 환경에서 선택다이버시티를 적용하여 얻을 수 있는 이득이다. 그러나 Doppler spread 등에 의한 채널 손상, 궤환 지연, 궤환 대역폭의 제한 등을 고려한 실제의 무선채널환경에서는 이와 크게 다르기 때문에 모의 실험을 통하여 이상적인 채널환경 뿐만 아니라 비이상적인, 즉 실제에 가까운 채널 환경에서의 시스템 이득을 분석하였으며 다음 장에 결과와 함께 제시하였다.

표 1. 모의실험에 사용된 파라미터^[9].

파라미터	적용 값
무선 채널	Quasi-static 플랫 페이딩 채널
프레임 형식	3GPP W-CDMA DPCH 프레임
확산계수	32
반송파 주파수	2 GHz
칩율 (Chip Rate)	3.84 MHz
변조 방식	QPSK
이동체 속도	3 ~ 120km/h
상향 제어 채널 궤환 정보 대역폭	1 bit/slot
전파 지연 및 처리 지연	1 slot
가중치 양자화	4 bits/weight
선택 정보 양자화	$\lceil \log_2 \left(\frac{N_T}{2} \right) \rceil$ bits
확산 부호	랜덤 복소 부호

III. 모의 실험 결과

제안 기법의 성능을 검증하기 위해서 이상적인 채널 환경 및 실제의 다양한 무선 채널 환경에서 모의 실험을 수행하였다. 실험에 사용된 시스템 파라미터를 표 1에 요약 제시하였다. 한편 모든 실험에서 편이상 수신 안테나 수는 $N_R = 1$ 인 경우만을 고려하였다.

1. 이상적인 환경

제안된 시스템의 성능을 이상적인 채널 환경에서 먼저 분석하기로 한다. 여기서 이상적인 채널 환경이란 전파 지연, 양자화, 궤환 지연, 궤환 정보량,

궤환 정보 대역폭, 궤환 에러를 고려하지 않은 상황으로서 이에 대한 모의 실험 결과를 그림 2와 3에 보였다. 이들 그림에서는 매 심벌마다 복소 가우시안 랜덤변수로 생성된 채널 파라미터를 사용한 결과로서, 신호 에너지 대 잡음 전력 스펙트럼 밀도 E_b/N_0 에 따른 비트오율 (Bit Error Rate; BER) 성능을 도시한다. 이들 결과 및 앞으로의 결과 그림에서 “TxAA(N_T)”는 N_T 개의 전송 안테나를 이용하는 TxAA를 나타내며, “TxAA(N_T)+Selection(N_S)”는 N_T 개의 전송 안테나 가운데 N_S 개를 선택하여 TxAA를 적용하는 제안 기법을 나타낸다. 먼저 그림 2는 제안 기법에서 $N_S=2$ 일 때의 결과를 도시하며, 결과로부터 제안 기법이 2개의 전송 안테나를 이용하는 “TxAA(2)”보다 10^{-4} 의 BER에서 전송 안테나 수에 따라 4 ~ 10 dB 가량의 큰 성능 향상이 가능함을 알 수 있다. 또한 일반적인 다이버시티 시스템에서 볼 수 있듯이 전송 안테나 수 N_T 가 증가할수록 성능이 향상되나 안테나 수에 따른 상대적인 이득폭은 점차 감소함을 알 수 있다. 그림 3

은 제안 기법에서 선택되는 안테나 수 N_S 를 3 ~ 5까지 변화시켜가며 실험한 결과로서 N_S 가 커지면 성능이 우수해지나 차츰 이득폭의 증가가 둔화됨을 알 수 있다.

2. 비이상적인 환경

본 절에서는 앞서 언급한 이상적인 상황에서의 제안 기법의 우수한 성능이 실제적인 채널 환경에서 어떠한 성능을 보이는지 분석하기 위해서 양자화, 궤환 정보량, 궤환 대역폭을 고려하였다. 궤환 정보 에러는 두 시스템에 모두 동일한 영향을 주기 때문에 고려하지 않았다. 또한 3개 이상의 전송 안테나를 사용하는 TxAA의 경우 가중치에 대한 양자화 방식이 아직 3GPP 표준에 정의되어 있지 않고, 또한 양자화 방식에 따라서 성능이 크게 영향을 받을 수 있으므로 양자화는 각 가중치마다 4 비트로 수행하여 궤환 대역폭 제한시 궤환 정보량이 시스템에 미치는 영향을 분석하는데 사용되지만 실제 안테나 가중치 적용 시는 양자화 에러가 없다고 가정하였다. 실제 양자화에 따른 성능 변화에 대한 분석은 다음 절에서 다루어진다. 또한 궤환 대역폭은 3GPP 표준 규격에 준하여 슬롯당 1 비트로 제한하였다. 전파 지연, 처리 지연, 궤환 정보 인가 시점에 따른 지연들을 모두 통합하여 1 슬롯으로 가정하였다. 제안 시스템의 선택정보량은 $\lceil \log_2 \left(\frac{N_T}{2} \right) \rceil$ 비트로서 결정된다. 따라서 “TxAA(6)” 시스템의 궤환 정보량은 $4 \times 6 = 24$ 비트이고, 제안 시스템 ($N_T=6$, $N_S=2$)은 $4 \times 2 + \lceil \log_2 \left(\frac{6}{2} \right) \rceil = 12$ 비트가 된다. 본 논문의 모의 실험 환경에서 “TxAA(6)” 및 제안 시스템의 궤환 정보량을 궤환 하는데 소요되는 시간은 1슬롯당 80 심벌 (확산 계수 32)일 경우 각각 1920, 960 심벌이다. 이 시간동안 각 시스템의 가중치 또는 선택 정보가 크게 변화하지 않는다고 하면 이 시간을 coherence time으로 간주할 수 있으며 이에 해당하는 최대 Doppler spread로부터 이동체 속도를 환산하면 약 33 km/h 및 67 km/h이다. 이 값은 시스템이 어느 정도의 이동체 속도부터 얼마나 빠르게 성능이 열화되는지에 대한 척도로서 이용될 수 있으며, 본 모의실험 결과도 이와 상당 부분 일치함을 알 수 있다.

그림 4는 비이상적인 채널 환경에서 2개의 전송 안테나를 사용하는 “TxAA(2)”, 6개의 전송 안테나를 사용하는 “TxAA(6)”, 6개의 전송 안테나 중에

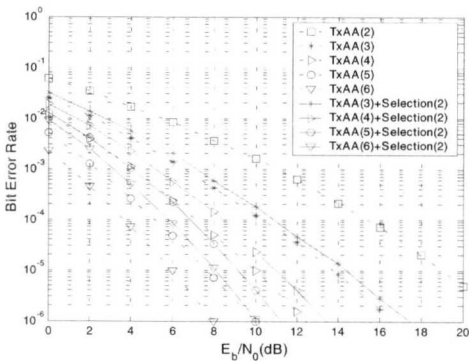


그림 2. 이상적인 환경에서의 BER 성능 비교 ($N_S=2$).

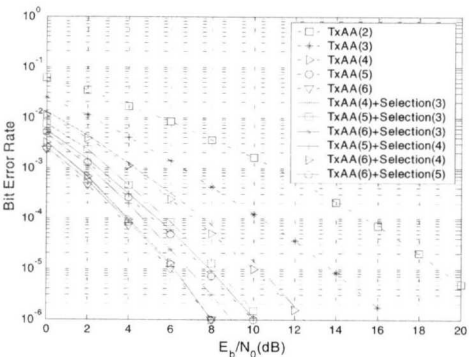


그림 3. 이상적인 환경에서의 BER 성능 비교 ($N_S=3, 4, 5$).

서 2개만을 선택하는 제안 시스템의 경우 이동체 속도에 따른 BER 성능을 보인 것이다. 3km/h에서는 세 가지 시스템 모두 이상적인 경우의 BER 성능 곡선과 큰 차이가 없었다. 하지만 속도가 20km/h인 경우 “TxAA(6)”는 제안된 시스템 및 “TxAA(2)”에 비해서 급격히 성능이 열화됨을 알 수 있다. 이 결과는 앞서 언급하였듯이 “TxAA(6)”의 과도한 가중치 정보가 제한 정보 대역폭의 제한을 열세를 극복하지 못하기 때문이다. 한편, 모의 실험에 의하면 120km/h의 이동체 속도에서는 모든 시스템이 크게 열화되어 거의 유사한 BER 성능을 보인다.

그림 5는 그림 4와 유사하나 선택 안테나수 N_S 가 3개인 점이 다르다. 앞서의 그림 2와 3의 이상적 채널 환경의 경우 선택 안테나수가 2개인 시스템보다 3개일 때 선택에 따른 다이버시티 이득이 더 크지만, 비이상적인 경우는 가중치 정보 및 선택 정보의 증가로 인하여 이동체가 고속일수록 N_S 가 3개일 때 다소 열화된 성능을 보인다. 따라서 선택 안테나수가 2개인 경우가 성능, 복잡도 등의 여러 측면에서 우수한 사실을 알 수 있다.

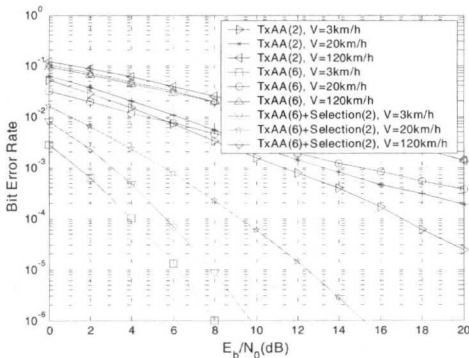


그림 4. 비이상적 환경에서 BER 성능 비교 ($N_S=2$).

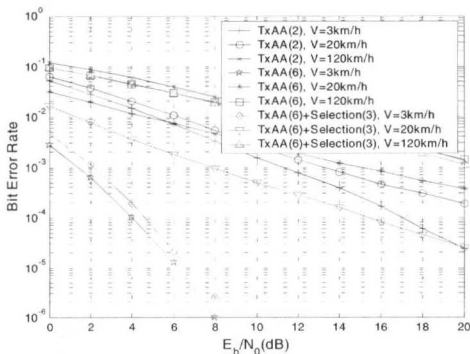


그림 5. 비이상적 환경에서 BER 성능 비교 ($N_S=3$).

그림 6은 비이상적인 환경에서 이동체 속도에 따른 기존의 TxAA 시스템의 성능을 비교를 위해 보인 것이다. 저속에서는 그림 1의 이상적인 환경에서 안테나에 따른 상대 이득폭 추이와 유사한 경향을 보인다. 하지만 고속에서는 시스템간의 성능 차이가 거의 없음을 알 수 있다. 이는 안테나 수의 증가가 곧 제한 정보량의 증가이며 이로 인해 성능 열화가 더 급격해지기 때문이다.

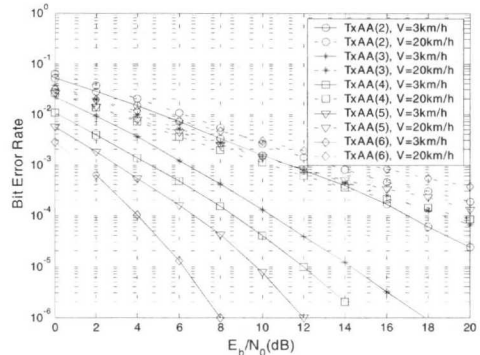


그림 6. 비이상적 환경에서 TxAA의 BER 성능 ($N_S=2$).

3. 양자화를 수행하였을 경우의 성능 변화

지금까지의 결과는 양자화를 수행하지 않고 최적의 가중치 값을 사용하였다. 이와 같은 모의 실험을 수행한 이유는 제안된 시스템과 TxAA 시스템의 비교에서 다양한 양자화 방식에 따른 성능 변화를 배제시키려는 의도였다. 본 절에서는 가장 기본적인 양자화를 수행하여 제안 시스템 및 TxAA 시스템의 성능 열화 정도를 모의실험을 통해 가지적으로 확인하고자 한다.

양자화는 다음과 같은 방식을 사용하였다. 우선 제한 복소 가중치는 3GPP 표준안에서와 같이 크기에 1 비트, 위상에 3 비트를 할당하는 4 비트 양자화를 사용하였다. 가중치의 선택은, TxAA 시스템의 수신 전력, 즉

$$P = \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{m,n} \mathbf{H}_{m,n} \mathbf{w} \quad (12)$$

를 최대화하는 양자화된 값을 전역 검색하여 선택 후 제한하는 방식을 사용하였다. 이 때 진폭을 결정짓는 임계값은 추정된 채널로부터 얻어진 가중치의 평균 진폭을 적용하였으며, 임계값보다 큰 가중치의 평균을 상위 그룹 진폭 양자화 값, 임계값보다 작은 가중치의 평균을 하위 그룹 진폭 양자화 값으로 사용하였다. 위상은 360도를 45도 등위상 간격으로 나

누어 배치하였다. 따라서 상위 그룹 진폭 양자화 값을 a , 하위 그룹 진폭 양자화 값을 b 라고 할 때 양자화된 가중치 w_{Qi} 는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$w_{Qi} = a \cdot e^{jk\frac{\pi}{4}}, |w_i| \geq w_{THR}, \quad (i=1, 2, \dots, N, k=0, 1, \dots, 7) \quad (13-a)$$

$$w_{Qi} = b \cdot e^{jk\frac{\pi}{4}}, |w_i| < w_{THR}, \quad (i=1, 2, \dots, N, k=0, 1, \dots, 7) \quad (13-b)$$

$$w_{THR} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |w_i| \quad (13-c)$$

여기서 w_{THR} 은 진폭 임계치, k 는 3비트 위상 양자화에 따른 위상의 인덱스, N 은 TxAA 시스템의 경우 전체 송신 안테나 수인 N_T , 제안 시스템의 경우 선택된 안테나 수인 N_S 를 의미한다. 표 2와 3에서는 단말기 속도가 $v = 3 \text{ km/h}$ 일 때 제안된 시스템의 진폭 양자화 파라미터 정리하였으며, 표 4은 동일한 단말기 속도에 대해 6개의 안테나를 사용하는 “TxAA(6)” 시스템의 진폭 양자화에 사용된 값을 도표화 한 것이다.

표 2. 제안 시스템 “TxAA(6)+Selection(2)”의 진폭 양자화에 적용된 파라미터.

	$ w_{Q1} $	$ w_{Q2} $
$ w_i \geq w_{THR}$	0.8352	0.6628
$ w_i < w_{THR}$	0.7457	0.5419
w_{THR}	0.7871	0.6102

표 3. 제안 시스템 “TxAA(6)+Selection(3)”의 진폭 양자화에 적용된 파라미터.

	$ w_{Q1} $	$ w_{Q2} $	$ w_{Q3} $
$ w_i \geq w_{THR}$	0.7606	0.5829	0.4982
$ w_i < w_{THR}$	0.6539	0.4887	0.3952
w_{THR}	0.7016	0.5419	0.4499

표 4. “TxAA(6)” 시스템의 진폭 양자화에 적용된 파라미터.

	$ w_{Q1} $	$ w_{Q2} $	$ w_{Q3} $	$ w_{Q4} $	$ w_{Q5} $	$ w_{Q6} $
$ w_i \geq w_{THR}$	0.5077	0.5601	0.5446	0.4980	0.5132	0.4628
$ w_i < w_{THR}$	0.2745	0.2065	0.2495	0.2447	0.2304	0.2173
w_{THR}	0.4217	0.3830	0.3832	0.3620	0.3491	0.3308

그림 7은 비이상적인 채널 환경에서 케환 가중치 정보에 대해 4 비트 양자화 과정을 수행하였을 때, “TxAA(6)+Selection(2)” 및 “TxAA(6)”의 BER 성능 비교 결과를 보인 것이다. 앞서 적용된 양자화 방식은 표 2 - 4에 제시하였듯이 전체 위상에 대해서 균등 분할하여 위상 양자화를 수행하며, 진폭 양자화의 경우도 전체 진폭 변화 폭에 대해서 임계값 및 상향, 하향 할당 값을 정하는 방식으로 이루어진다. 따라서 가중치의 분포가 균일하지 않고 특히 특정 위상과 진폭에 대부분의 가중치가 밀집 분포되어 있는 제안 시스템보다는 위상과 진폭이 전체 영역에 걸쳐 거의 균일하게 분포된 “TxAA(6)”에 미비하게나마 상대적으로 유리함을 알 수 있다. 양자화 후의 결과 또한 예상한 바와 같이 3가지 비교 방식 모두 속도에 따라 점진적인 성능 열화를 보이고 있으나, “TxAA(6)”의 경우 양자화로 인한 이득 손실이 상대적으로 가장 작다고 할 수 있다. 케환 정보의 대역폭 제한으로 인하여 저속일 경우일지라도 “TxAA(6)” 시스템은 급격히 성능이 열화되나, 이외는 대조적으로 제안 시스템은 동일 속도 구간에서 “TxAA(6)”에 비하여 상대적으로 적은 성능 열화를 보인다. 이러한 결과에 비추어 볼 때 양자화 방식은 시스템간 성능 변화 추이를 반전시킬 만한 영향을 미치지 않지만, 양자화 방식의 선택은 모든 시스템의 전반적인 성능에 영향을 미치기 때문에 송신 안테나 및 선택 안테나 수에 따른 최적의 양자화 방식 선택에 신중을 기할 필요성이 있다.

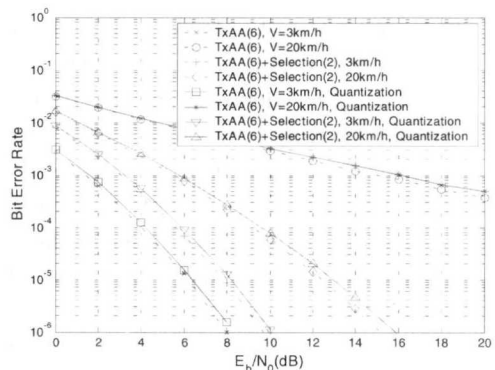


그림 7. 비이상적 환경에서 BER 성능 비교 ($N_T=6, N_S=2$, 양자화 적용).

IV. 결론

본 논문에서는 광대역 CDMA 시스템을 위한 기존의 폐쇄루프 전송 다이버시티 기법인 TxAA와 전

송 안테나 선택 다이버시티 기법을 결합한 구조의 전송 다이버시티 기법을 제안하였다. 제안시스템은 N_T 의 송신 안테나를 사용하는 TxAA 시스템보다 기지국 RF 모듈 구성 비용을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 제한 정보량을 크게 감소하여 3GPP W-CDMA 시스템과 같이 제한 정보 대역폭이 제한된 경우에 매우 유리한 시스템임을 보였다. 이상적인 환경에서는 N_T 의 전송 안테나를 모두 이용하는 기존의 TxAA 시스템이 이들 전송 안테나 중에서 $N_S (< N_T)$ 개를 선택한 후 수신 전력을 최대화하는 TxAA 가중치를 곱하여 전송하는 제안된 시스템보다 더 우수한 성능을 보이나, 제한 정보량 및 제한 정보 대역폭이 3GPP 표준안과 동일하게 제한된 경우에 제안 기법은 대부분의 이동체 속도에서 N_S 개를 사용하는 TxAA보다 매우 우수하며, 비이상적인 채널 환경의 거의 모든 이동체 속도에서 N_T 개의 전송 안테나 모두를 사용하는 TxAA 시스템보다도 우수함을 분석 및 모의 실험을 통해서 검증하였다. 또한 양자화를 취하였을 경우 전반적인 시스템간 성능 추세의 반전은 발생하지 않으며, 전체 시스템에서 양자화 오류로 인한 약간의 성능 열화를 보임을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] R. Wichman and A. Hottinen, "IMT-2000 transmit diversity concepts," *Proc. Int'l Conf. Personal, Indoor & Mobile Radio Commun. (PIMRC '99)*, Osaka, Japan, Sep. 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, Sep. 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, Sep. 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, Oct. 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, Sep. 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, Sep. 1999.

[9] 3GPP, *Technical Specification Group Radio Access Network: Physical Layer Procedures*, 3GPP TS 25.211-214, v3.3.0, June 2000.

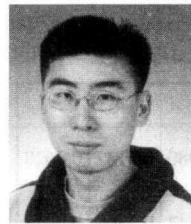
[10] A. Paulraj and D. Gore, "Optimal antenna selection in MIMO systems with space-time block coding," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E84-B, no. 7, pp. 1713- 1719, July 2001.

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

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

김 학 성(Hak-Seong Kim)

준회원

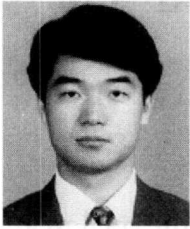


1994. 2 : 숭실대학교 전자공학과 (학사)
 1996. 2 : 숭실대학교 전자공학과 (석사)
 1996. 3 ~ 현재 : 숭실대학교 전자공학과 박사과정 재학중

<주관심 분야> 통신신호처리, MIMO 시공간 처리, 전송 다이버시티

이 원 철(Woncheol Lee)

정회원



1986. 2 : 서강대학교 전자공학과
(학사)

1988. 2 : 연세대학교 전자공학과
(석사)

1994. 5 : New York Polytechnic
Univ., Electronic Eng.
(박사)

1994. 7~1995. 7 : New York Poly-
technic Univ.,
Post-doctorial Fellow

1995. 9~현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부
부교수

<주관심 분야> SDR 시스템, MIMO 시스템, 적응 디
지털 신호처리, 통신 및 레이더 신호처리

신 요 안(Yoan Shin)

정회원



1987. 2 : 서울대학교 전자공학과
(학사)

1989. 2 : 서울대학교 전자공학과
(석사)

1992. 12 : Univ. of Texas at
Austin 전기 및 컴퓨터
공학과(박사)

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

1994. 9~현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 부
교수

<주관심 분야> CDMA 및 OFDM 모뎀, 통신 신호
처리 (MIMO 시공간 신호처리, 증폭기 선
형화)