

다중 경로 채널에서의 적응 등화기를 이용한 시공간 전송 다이버시티 성능 분석

준회원 박 현 석*, 정회원 곽 경 섭**

Performance Analysis of Space-Time Transmit Diversity with Adaptive Equalizer in Multipath Channels

Hyun-Suk Park* Associate Member, Kyung-Sup Kwak** Regular Member

요 약

차세대 무선 통신 시스템은 현재의 시스템보다 고속 인터넷 접속 및 무선 이동 컴퓨팅과 같은 무선 멀티미디어 서비스를 제공할 것으로 예상된다. 사용자의 서비스 품질(QoS)에 대한 요구와 각각의 응용 프로그램에 따라, 이러한 요구를 충족시킬 만한 많은 무선 통신 시스템이 제안되고 있다. 시공간 전송 다이버시티 기법 중 하나인 시공간 블록 부호 시스템은 플랫 페이딩을 기반으로 하는 간단한 최대 우도 복호 알고리즘을 사용하기 때문에 무선 채널의 불완전성에 기인하는 심볼간 간섭에 대한 고려가 필요하다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 적응형 등화기를 이용한 시공간 전송 다이버시티 시스템을 제안한다. 제안된 시스템은 다중 접속 간섭을 유발하는 간섭을 효과적으로 제거할 수 있다. 모의 실험을 통하여 제안된 시스템이 비트 오류 성능을 개선시키는 것을 확인하였다.

ABSTRACT

The next generation of wireless communication system is expected to provide users with wireless multimedia services such as high speed internet access and wireless mobile computing. Depending on the Quality of Service(QoS) requirements and different applications per user, many wireless communication systems have been proposed. The simple decoding algorithm of space-time block coding is based on the assumption of flat fading channel, where no intersymbol interference exists. In this paper, we propose to combine space-time transmit diversity with adaptive equalizer. The proposed system effectively eliminates interference caused by multipath environment. Simulation results show that the proposed system provides improved bit error rate performance.

1. 서 론

차세대 무선 통신 시스템은 현재의 시스템보다 높은 음질과 고속의 데이터 서비스를 제공할 것으로 예상된다. 이에 따라 무선 단말기는 점점 소형화 되고 있는 것이 추세이고, 여러 가지 환경에서도 신뢰성을 가지고 동작되어야만 한다. 즉, 차세대 이동 통신은 높은 품질의 서비스와 용량, 그리고 전력과

대역폭 면에서 효율적이어야 한다.

이러한 현상에 능동적으로 대처하기 위하여 시간, 주파수 및 공간 영역 상에서 여러 형태의 다이버시티(diversity)를 적절히 이용하는 방안들이 연구되어 왔다. 무선 통신 시스템의 상향(uplink) 용량은 다중 안테나 다이버시티 수신과 같은 다양한 기술 등에 의해 향상되어 질 수 있다. 그러나 하향(downlink)에서 성능을 향상시키기 위한 기술들은 그리 많지

* (주)기산텔레콤 기술연구소

** 인하대학교 정보통신대학원 정보통신공학과

논문번호 : 010336-1116, 접수일자 : 2001년 11월 16일

않다. 단말기에서 수신안테나 다이버시티의 사용은 단말기 사이즈의 제한됨으로 인해 어렵다. 또한 단말기 종단에서의 무상관(uncorrelation) 신호와 동등한 전력의 신호를 얻기는 매우 어렵다.

그러나, 하향의 용량 수요는 여러 가지 형태의 어플리케이션으로 새로운 기술을 필요로 한다. 무선 시스템의 하향 링크에서 전송되는 신호 처리를 단말기에서 전력과 계산 자원이 보다 풍부한 기지국으로 이전시켜 단말기의 동작을 단순화시키고 요구 전력을 감소시키는 연구가 진행되고 있다. 그 중에서 전송 다이버시티(transmit diversity)는 시스템의 단순성과 비트오율 성능의 향상으로 인해 가장 각광받는 기법이다^[1]. IMT-2000에서는 다양한 형태의 전송 다이버시티 기법들이 표준으로 채택되어 실제적으로 적용될 예정이다. 1990년 초반부터 송신 다이버시티에 대한 연구가 있어왔다. 1990년 후반부터는 송수신 다이버시티에 대한 실용적인 결과가 부호 이론과 접목이 되면서 나오기 시작했다.

전송 다이버시티 기법 가운데 Alamouti 등이 제안한 시공간 블록 부호(Space-Time Block Coding)를 이용하는 시공간 전송 다이버시티(Space-Time Transmit Diversity; STTD) 기법은 부호 이득이 없는 대신 다이버시티 이득을 제공하고 다중 사용자들에 의한 간섭도 제거할 수 있는 성능을 가지며, 수신 단말기 상에서 간단한 선형처리과정을 통하여 다이버시티 효과를 얻어낼 수 있다는 장점을 가지고 있다.

또한, 전송 안테나의 수가 고정되었을 때, 다이버시티 레벨과 전송률의 관계로 인해 지수적으로 디코딩 복잡도가 증가하는 시공간 트렐리스 부호(Space-Time Trellis Coding)와는 달리 임의의 전송 안테나의 수를 갖더라도 전송 안테나와 수신안테나에 의해 최대한의 다이버시티를 얻을 수있다^[2].

그러나, 시공간 블록 부호는 플랫(flat) 페이딩을 기반으로 하는 간단한 최대 우도(maximum likelihood; ML) 복호 알고리즘을 사용하기 때문에 무선 채널의 불완전성에 기인하는 심볼간 간섭(intersymbol interference; ISI)에 대한 고려가 필요하다.

본 논문에서는 무선 통신채널에 존재하는 다중 경로로 인한 성능의 열화를 극복하기 위한 방법으로 적응 등화기(adaptive equalizer)를 사용하여, 다중 경로의 제거를 이용하는 방법을 제시하였다.

II. 시공간 블록 부호 기법

시공간 블록 부호는 채널 정보를 이용하지 않고 시공간 부호화 기법을 이용하여 데이터를 송신하는 방법이다. 즉 미리 결정된 전송 패턴에 따라 다수의 안테나로부터 신호를 전송하는 것이다.

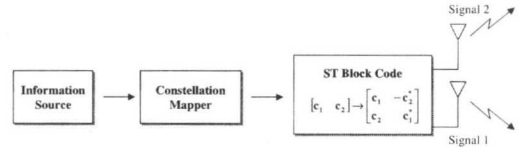


그림 1. 시공간 블록 부호 송신기 구조

그림 1은 2개의 전송안테나를 가진 시공간 블록 부호 송신기 구조를 나타내었다. 시공간 블록 부호 화기(encoder)에 의해서 입력 심벌은 2개의 그룹으로 각각 나누어진다. 각 그룹의 심벌은 2개의 전송 안테나를 통하여 동시에 전송된다. 1번 안테나에서는 c_1 이 전송되고, 2번 안테나에서는 c_2 가 전송된다. 그 다음 주기에는 1번 안테나에서는 $-c_2^*$ 가 전송되고, 2번 안테나에서는 c_1^* 이 전송된다^[3]. 그리고 채널 상태 정보(channel state information; CSI)는 수신기에서 알고 있다고 가정한다^[4].

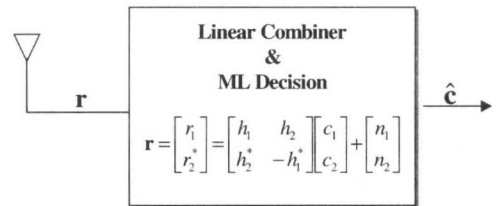


그림 2. 시공간 블록 부호 수신기 구조

그림 2에서는 1개의 수신안테나를 가진 시공간 블록 부호 수신기 구조를 나타내었다. r_1 과 r_2 는 각각 2개의 심벌 주기 동안에 수신된 신호를 의미한다.

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 c_1 + h_2 c_2 + \eta_1 \\ r_2 &= -h_1 c_2^* + h_2 c_1^* + \eta_2 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 η_1 과 η_2 는 상호 독립적이고 동일 분포(identically independent distributed; i.i.d)를 가지는 복소 가우시안 랜덤 변수인 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 의미한다.

수신된 신호 벡터를 $r = [r_1 \ r_2]^T$, 코드 심벌 벡터를 $c = [c_1 \ c_2]^T$, 잡음 성분 벡터를

$\eta = [\eta_1 \ \eta_2^*]^T$ 으로 놓으면, 다음과 같이 식(1)을 식(2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{c} + \boldsymbol{\eta} \quad (2)$$

여기서 채널 벡터 \mathbf{H} 는 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

$\boldsymbol{\eta}$ 는 복소 가우시안 랜덤 변수로 평균이 0이고 분산은 $N_0 \cdot \mathbf{I}$ 이다. 여기서, \mathbf{C} 는 $\mathbf{c} = \{c_1 \ c_2\}$ 과 같은 가능한 모든 심볼 쌍(pair)이고, $\boldsymbol{\eta}$ 을 다변수(multivariate) AWGN이라고 가정한다면, 식(4)와 같이 최적 최대 우도 복호기를 표현할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{c}} = \arg \min_{\hat{\mathbf{c}} \in \mathbf{C}} \|\mathbf{r} - \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{c}}\|^2 \quad (4)$$

III. 제한된 적응 등화기 구조

MMSE의 판별기준은 등화기에서 원하는 출력과 실제 출력 사이에서의 평균 제곱 오차를 최소화하는 탭값을 구하는 것이다^[5].

등화기의 입력 신호를 \mathbf{y}_k 라고 한다면, 식(5)와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}_k = [y_k \ y_{k-1} \ y_{k-2} \ \dots \ y_{k-N}]^T \quad (5)$$

등화기의 출력은 아래 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{d}_k = \sum_{n=0}^N w_{nk} y_{k-n} \quad (6)$$

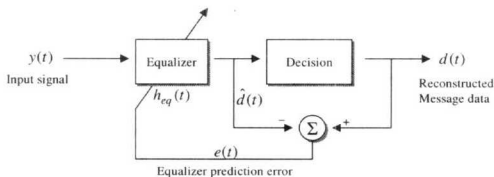


그림 3. 일반적인 등화기 구조

또한, 탭의 가중치 벡터는 식(7)으로 쓸 수 있다.

$$\mathbf{w}_k = [w_{0k} \ w_{1k} \ w_{2k} \ \dots \ w_{Nk}]^T \quad (7)$$

식(5), (7)를 식(6)에 대입하면, 다음과 같이 식(8)

으로 표현할 수 있다.

$$\hat{d}_k = \mathbf{y}_k^T \mathbf{w}_k = \mathbf{w}_k^T \mathbf{y}_k \quad (8)$$

원하는 등화기의 출력($d_k = x_k$)을 이미 알고 있다고 가정할 때, 오차 신호는 식(9)와 같다.

$$e_k = d_k - \hat{d}_k = x_k - \hat{d}_k \quad (9)$$

식(9)에 식(8)을 대입하면, 다음과 같이 식(10)을 얻을 수 있다.

$$e_k = x_k - \mathbf{y}_k^T \mathbf{w}_k = x_k - \mathbf{w}_k^T \mathbf{y}_k \quad (10)$$

순시 시간(time instant) k 에, 평균 제곱 오차인 $|e_k|^2$ 을 계산하기 위해 식(10)를 제곱하면, 식(11)과 같이 된다.

$$|e_k|^2 = x_k^2 + \mathbf{w}_k^T \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^T \mathbf{w}_k - 2x_k \mathbf{y}_k^T \mathbf{w}_k \quad (11)$$

여기서, $|e_k|^2$ 의 평균값을 계산하면, 식(12)의 값을 얻을 수 있다.

$$E[|e_k|^2] = E[x_k^2] + \mathbf{w}_k^T E[\mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^T] \mathbf{w}_k - 2E[x_k \mathbf{y}_k^T] \mathbf{w}_k \quad (12)$$

필터 가중치 벡터 \mathbf{w}_k 는 시평균(time average)에 포함되지 않지만, 여기에서는 가중치가 최적값과 시간에 따라 변하지 않는다고 가정한다.

원하는 응답과 입력 신호 사이의 교차 상관(cross correlation) \mathbf{p} 는 식(13)으로 표현한다.

$$\mathbf{p} = E[x_k \mathbf{y}_k] = E[x_k y_k \ y_k y_{k-1} \ y_k y_{k-2} \ \dots \ x_k y_{k-N}]^T \quad (13)$$

입력 상관 행렬은 \mathbf{R} 로 정의하며, 식(14)와 같다.

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^*] \quad (14)$$

\mathbf{R} 은 각 입력 신호의 평균 제곱값을 가진다. 식(12), (13)와 (14)를 이용하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$MSE = J = E[x_k^2] + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} - 2 \mathbf{p}^T \mathbf{w} \quad (15)$$

가중치에 관한 식(15)를 최소화시킴으로써, 등화기는 수신된 신호를 최소한의 심볼간 간섭을 갖도록 능동적으로 조절할 수 있다. MSE(mean square

error)가 최소화된다면, 가중치의 최적값을 얻을 수 있다.

최소 MSE (minimum MSE; MMSE)를 결정하기 위해서는, 식(15)의 구배(gradient)가 사용된다^[6]. R 이 비단일(non-singular)인 동안에, w_k 를 구배가 0일 때 구할 수 있다. MSE의 구배는 다음 식(16)과 같다.

$$\nabla = \frac{\partial J}{\partial w} = \left[\frac{\partial J}{\partial w_0} \quad \frac{\partial J}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial J}{\partial w_N} \right]^T \quad (16)$$

식(15)를 전개하고 가중치에 각 신호에 대해 미분하면, 식(17)을 얻을 수 있다.

$$\nabla = 2 R w - 2 p \quad (17)$$

$\nabla = 0$ 일 때, MMSE의 최적 w_{opt} 는 식(18)과 같다.

$$w_{opt} = R^{-1} p \quad (18)$$

식(18)을 이용하면, MMSE는 다음과 같이 식(19)로 나타낼 수 있다.

$$MMSE = J_{min} = E[x_k x_k^*] - p^T w_{opt} \quad (19)$$

MMSE 등화기는 입력 데이터열에서 자기상관 (autocorrelation) 행렬과 교차상관(crosscorrelation) 벡터를 판단(estimation)할 수 있고, 최적의 가중치 값을 위 식(19)로부터 계산할 수 있다. 그러나 이것은 자기상관 행렬이 커진다면 실시간에 큰 크기의 자기상관 행렬의 역행렬을 구하는 것이 쉽지는 않다.

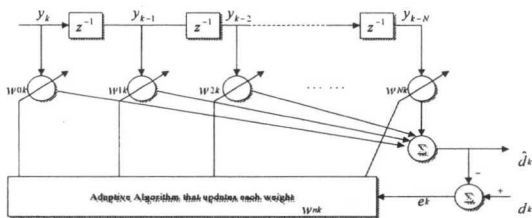


그림 4. 적응 등화기에서의 가중치 갱신

위와 같은 문제점 때문에 적응 알고리즘으로 최소 MSE를 구하는 방법을 사용하였다. 여기에서는 LMS 알고리즘이 사용되었다. LMS 알고리즘은 각 반복(iteration)에 계산의 양을 줄이고, 최적 해

(optimum solution) 계수를 유도하기 위하여 쓰인다. LMS 알고리즘의 가중치 표현식은 다음과 같이 표현할 수 있다^[7].

$$w_N(n+1) = w_N(n) - \mu e_k^*(n) y_N(n) \quad (20)$$

여기서 N 은 등화기에서 지연단(delay stage)의 수를 의미하고, μ 는 알고리즘의 수렴속도와 안정성을 조절하는 단계(step) 크기를 의미한다. 단계 크기는 불안정하게 되는 것을 막기 위해서 다음과 같은 식으로 단계 크기를 제한한다.

$$0 < \mu < \frac{2}{\sum_{i=1}^N \lambda_i} = \frac{2}{y_N^T(n) y_N(n)} \quad (21)$$

IV. 모의 실험 결과

모의 실험을 수행하는데 가정한 조건은 다음과 같다. 모의 실험에서는 블록의 길이가 200이고 BPSK의 변복조를 사용하는 2Tx, 1Rx와 2Tx, 2Rx 인 시공간 블록 부호 시스템을 가정하였다. 고려한 채널은 Rayleigh 페이딩 채널이며 다중 경로 페이딩 환경을 고려하였다.

다중경로는 1개의 경로와 2개의 경로를 고려하여 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading) 채널을 구현하였으며, 1 심볼만큼 시간 지연을 갖는 것으로 가정하였다. 그리고 2개의 경로를 가지는 경우는 각 경로의 에너지 크기는 동일하게 가지는 것으로 가정하였다. 이동체의 이동성을 고려하여 도플러 천이가 고려된 페이딩을 발생시키기 위해서 Jakes 전력 스펙트럼(power spectrum)을 가지는 페이딩을 사용하였으며, 중심주파수를 900MHz, 각각의 이동체 속도는 5km/h, 10km/h, 30km/h로 가정하였다^{[8],[9]}.

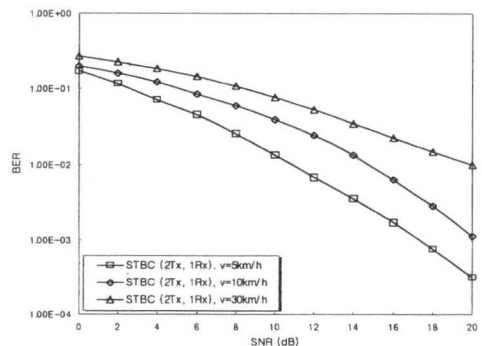


그림 5. Rayleigh 페이딩 채널 환경에서의 시공간 블록 부호의 성능 (2Rx, 1Tx, 1path).

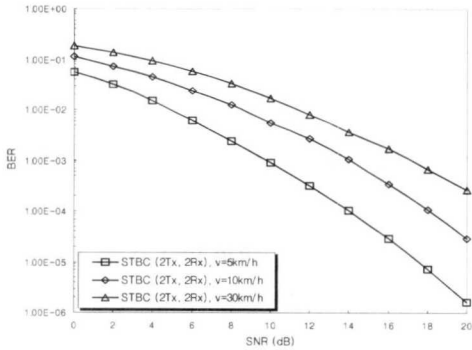


그림 6. Rayleigh 페이딩 채널 환경에서의 시공간 블록 부호의 성능 (2Rx, 2Tx, 1path).

그림 5, 6은 단일 경로에서 이동체의 속도를 5km/h, 10km/h, 30km/h를 고려하였을 때의 시공간 블록 부호의 신호 대 잡음비(signal to noise ratio; SNR) 변화에 따른 비트오율(BER)을 나타낸 것이다. 이동체의 속도가 증가함에 따라 시스템의 비트오율이 저하되는 것을 알 수 있고, SNR에 따른 비트오율이 향상되는 것을 볼 수 있다.

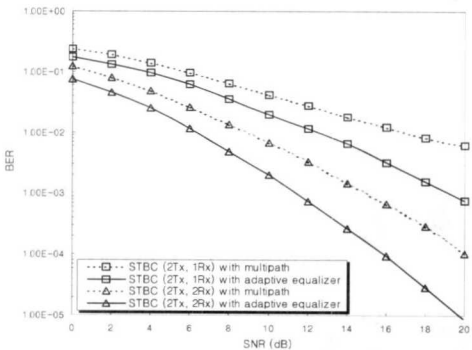


그림 7. Rayleigh 페이딩 채널 환경에서의 시공간 블록 부호 성능 (5km/h, 2 path).

그림 7은 이동체의 속도가 5km/h일 때, 다중 경로를 고려하여 시공간 블록 부호를 이용한 신호 대 잡음비 변화에 따른 비트오율을 나타낸 것이다. 그림에서 다중 경로를 가정한 시스템의 비트오율보다 적응 등화기를 사용한 시스템의 비트오율이 동일 SNR 구간에서 향상된 것을 볼 수 있다.

그림 8은 이동체의 속도가 10km/h일 때, 다중 경로를 고려하여 시공간 블록 부호를 이용한 신호 대 잡음비 변화에 따른 비트오율을 나타낸 것이다. 그림 7과 마찬가지로 신호 대 잡음비가 증가할수록, 적응 등화기를 사용한 시스템의 비트오율이 동일

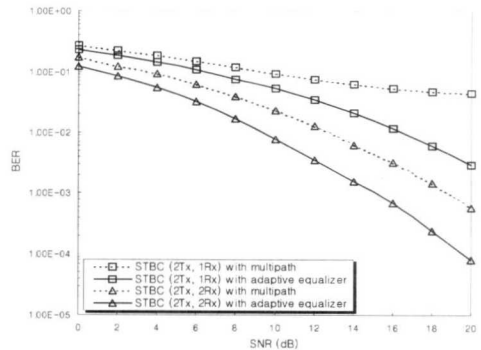


그림 8. Rayleigh 페이딩 채널 환경에서의 시공간 블록 부호 성능 (10km/h, 2 path).

SNR 구간에서 향상된 것을 볼 수 있다.

그림 9은 이동체의 속도가 30km/h일 때, 다중 경로를 고려하여 시공간 블록 부호를 이용한 신호 대 잡음비 변화에 따른 비트오율을 나타낸 것이다. 그림에서 보면, 그림 7, 8보다는 비트오율 성능이 열화되었지만, 다중 경로를 거친 시스템의 비트오율보다 적응 등화기를 사용한 시스템의 비트오율이 동일 SNR 구간에서 향상된 것을 볼 수 있다.

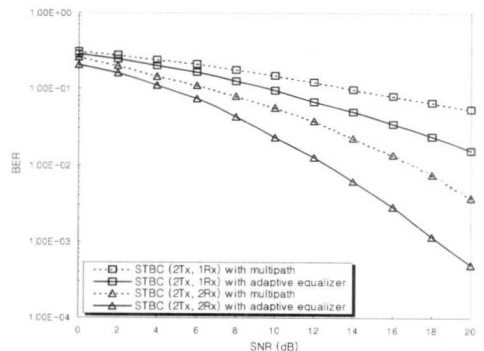


그림 9. Rayleigh 페이딩 채널 환경에서의 시공간 블록 부호 성능 (30km/h, 2 path).

결과적으로, 그림을 보면 SNR이 증가하면서 다중 경로를 거친 신호는 비트오율이 향상되는 폭이 적지만, 제안된 기법을 사용한 신호는 SNR이 증가할수록, 비트오율이 향상되는 것을 알 수 있다. 또한, 제안된 기법은 동일한 SNR 구간에서 비트오율이 기존의 방법보다 향상된 것을 알 수 있다. 이것은 다중경로로 들어오는 신호를 적응 등화기에서 먼저 처리함으로써 신호간 간섭을 제거하였기 때문이다.

V. 결론

시공간 블록 부호는 플랫폼 페이딩을 기반으로 하는 간단한 최대우도 복호 알고리즘을 사용하기 때문에 무선 채널의 불안정성에 기인하는 심볼간 간섭에 대한 고려가 필요하였다. 본 논문에서는 시공간 블록 부호 시스템에서 무선 채널에서 발생할 수 있는 심볼간 간섭 현상을 제거하는 등화기를 사용하여 성능 열화를 보상할 수 있었다. 또한 이를 통하여 데이터 전송 시에 성능의 보상이 있음을 모의 실험을 통하여 증명하였다.

그러나, 모의 실험 결과, 적응 등화기를 사용하였을 경우 단일 경로만을 가정할 경우의 결과보다는 성능이 저하되는 것을 알 수 있었다. 이것은 등화기의 탭 수가 유한하여 이상적으로 동작하지 못하기 때문이다. 만약 등화기의 탭수가 적어 심볼간 간섭을 완벽히 제거하지 못한다면 성능 열화는 더욱 심해질 것이다.

향후 2개 이상의 전송 및 수신안테나를 가지는 시공간 블록 부호 시스템에서의 성능 보상 기법 및 등화기와 ML 디코더의 결합된 새로운 수신기의 연구가 이루어져야 될 뿐만 아니라, 다중 사용자 환경에서의 다중 접속 간섭에 대한 연구도 이루어져야 될 것이다.

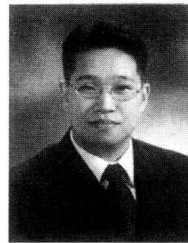
참고 문헌

- [1] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [2] V. Tarokh et al., "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, Jul. 1999.
- [3] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [4] Ayman F. Naguib et al., "Increasing Data Rate over Wireless Channels," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 76-92, May 2000.
- [5] Ziemer, Tranter, *Principle of Communications*, John Wiley & Sons, Inc., 1998.

- [6] Rappaport S. T., *Wireless Communications*, IEEE Press, 1996.
- [7] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, 1996.
- [8] J. H. Winters, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a Rayleigh fading environment," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.5, pp.1740-1751, June 1987.
- [9] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, 1993.

박 현 석(Hyun-Suk Park)

준회원



1999년 2월 : 인하대학교
전자공학과 공학사
2002년 2월 : 인하대학교
정보통신대학원 정보
통신공학과 공학석사
2002년 3월~현재 : (주)기산텔
레콤 기술연구소 TFT
연구원

<주관심 분야> 유·무선 통신 시스템, 네트워크 및 통신 프로토콜 등

곽 경 섭(Kyung-Sup Kwak)

정회원



1977년 2월 : 인하대학교
전기공학과 공학사
1979년 2월 : 인하대학교
전기공학과 공학석사
1981년 12월 : University of
Southern California
전자공학과 공학석사

1988년 2월 : University of California 통신 이론 및 시스템 공학박사
1998년 2월~1989년 2월 : 미국 Hughes Network Systems 연구원
1989년 2월~1990년 3월 : 미국 IBM Network Analysis Center 연구원
1995년 1월~1999년 12월 : IEEE Seoul Section 총무 이사
1995년 1월~현재 : 한국통신학회 부회장
2000년 3월~현재 : 인하대학교 정보통신대학원 원장
<주관심 분야> 위성 및 이동통신, 멀티미디어 통신 등