

공간 코릴레이션이 존재하는 레일리 페이딩 환경에서 직교 STBC 알고리즘의 성능 비교, 분석

정희원 장은경*, 박형래**, 김창주***

A Comparative Analysis of Orthogonal STBC Algorithms in Spatially Correlated Rayleigh Fading Environments

Eun-kyoung Jang*, Hyung-Rae Park**, Chang-Ju Kim*** *Regular Members*

요약

본 논문에서는 공간 코릴레이션이 존재하는 레일리 페이딩 환경에서 직교 STBC 알고리즘들의 성능을 이론적으로 유도하고 여러 가지 코릴레이션 조건에서 각 방식의 성능을 비교, 분석한다. 먼저, 채널 코릴레이션 행렬의 고유값 (eigenvalues)을 이용하여 M-ary PSK와 M-ary QAM 변조 방식에 대한 직교 STBC 알고리즘의 비트 에러율을 유도한 다음, 1~4bps/Hz의 전송율에 대해 공간 코릴레이션에 의한 성능의 영향을 분석한다.

성능 분석 결과, 공간 코릴레이션이 0.9이상으로 비교적 큰 환경에서는 모든 전송율에 대해 Alamouti 방식이 Tarokh 방식 보다 우수한 성능을 제공함을 알 수 있었다.

Key Words : STBC, MIMO, Alamouti, Tarokh, Correlation

ABSTRACT

In this paper we derive the theoretical performance of orthogonal STBC algorithms in spatially correlated Rayleigh fading environments and compare their performances for various correlation conditions. We first derive the theoretical BER of the orthogonal STBC algorithms for both M-ary PSK and M-ary QAM modulation schemes by using the eigenvalues of the channel correlation matrix and then investigate the effect of the spatial correlation on the performance for various transmission rates of 1~4bps/Hz.

Performance analysis illustrates that the Alamouti scheme provides the better performance than the Tarokh scheme for all the transmission rates in highly correlated fading environments with a correlation being larger than 0.9.

I. 서론

최근 들어 고속 데이터 전송과 전송 효율의 향상을 위해 여러 가지 송신 다이버시티 (transmit diversity) 기법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^{[1]-[5]}. 송신

다이버시티 기법은 서로 다른 페이딩을 겪은 신호를 수신단에서 적절히 결합함으로써 전송 효율을 향상시키는 기술로서 STBC (space-time block code) 기법이 대표적이다^{[2]-[5]}.

STBC 기법은 크게 Alamouti와 Tarokh 등에 의해

※ 본 연구는 한국전자통신연구원의 지원에 의하여 연구되었음

* 삼성전자 통신연구소 (cekjjang@mail.hankong.ac.kr), ** 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 (hrpark@mail.hankong.ac.kr)

*** 한국전자통신연구원 전파기술연구그룹

논문번호 : KICS2007-08-371, 접수일자 : 2008년 8월 20일, 최종논문접수일자 : 2008년 10월 2일

제안된 직교코드 (orthogonal code) 방식^{[2],[4]}과 Papadias 등에 의해 제안된 준 직교코드 (quasi-orthogonal code) 방식^[5]로 나누어진다. Alamouti 방식은 시공간 부호화 및 복조 알고리즘이 간단할 뿐 아니라 부호화의 손실이 발생하지 않으나 송신안테나가 2개인 경우에만 적용이 가능하다^[2]. 반면, Tarokh 방식은 송신 안테나가 3개 혹은 4개인 경우에도 적용되므로 다이버시티 이득은 증가하나 부호화가 감소하는 단점이 있다^{[3],[4]}. 또한, 준 직교코드 방식은 송신 안테나가 4개인 경우에 적용이 가능하며 부호화의 손실이 없이 다이버시티 이득을 증가시킬 수 있으나 심볼간 간섭에 의해 성능이 저하되는 단점이 있다^[5].

모든 STBC 기법은 기지국의 각 안테나로부터 전송된 신호들 사이에 공간 코릴레이션 (spatial correlation)이 존재할 경우에는 다이버시티 이득이 감소하게 되어 성능이 저하된다^{[6]-[8]}. 서로 다른 안테나로부터 전송된 신호의 공간 코릴레이션은 일반적으로 단말로부터 기지국으로 수신되는 신호의 angular spread에 의해 결정되며^[9] 따라서, WRAN (wireless regional area network)과 같이 셀 반경이 수십 km 이상인 환경에서는 수신 신호의 angular spread가 작아져 공간 코릴레이션이 매우 크게 된다.

지금까지 공간 코릴레이션이 존재하는 환경에서 여러 가지 전송율에 대해 STBC 기법의 성능을 비교, 분석한 결과는 별로 없다. P. Shamain 등은 Alamouti 방식에 대해 공간 코릴레이션을 고려한 BPSC 변조 기법의 비트 에러율을 이론적으로 유도하였다^[6]. R. Gozali 등은 직교코드 방식을 적용하였을 때 M-ary PSK 변조 기법에 대한 심볼 에러율의 상한치 (upper bound)를 유도하였으며^[7], H. Zhang 등은 레일리와 라이시안 페이딩 환경에서 비트 에러율의 근사식을 유도하였다^[8].

본 논문에서는 공간 코릴레이션이 존재하는 레일리와 페이딩 환경에서 M-ary QAM과 M-ary PSK 변조 기법을 채택하였을 경우 Alamouti와 Tarokh 방식의 비트 에러율을 이론적으로 유도하고 여러 가지 코릴레이션 환경에서 두 방식의 성능을 비교, 분석한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저, II장에서 scattering 모델을 포함한 벡터채널 모델을 고찰하고 III장에서는 Alamouti와 Tarokh 방식에 대해 고찰한다. IV장에서는 공간 코릴레이션이 존재하는 레일리와 페이딩 환경에서 Alamouti와 Tarokh 방식의 성능을 이론적으로 유도하고 V장에서는 공간 코릴레이션이 존재하는 환경에서 여러 가지 전

송율에 대해 두 방식의 성능을 비교, 분석한다.

II. 벡터채널 모델

송신 안테나의 수가 N_t 이고 수신 안테나의 수가 1인 경우, 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r = \mathbf{h}^T \mathbf{s} + n. \quad (1)$$

위 식에서 \mathbf{h} 는 $N_r \times 1$ 복소 채널벡터, \mathbf{s} 는 $N_t \times 1$ 복소 송신신호 벡터, n 은 복소 가우시안 잡음을 나타낸다. 한편, 채널의 공간 코릴레이션 특성은 \mathbf{h} 의 코릴레이션 행렬 $\mathbf{R}_h \triangleq E[\mathbf{h}\mathbf{h}^H]$ 에 의해 정의되며 주로 수신신호의 angular spread에 의해 결정된다^[9]. Angular spread를 발생시키는 scattering 모델은 ring, disk, Laplacian, Gaussian 모델 등이 대표적이며 이 중, Laplacian 모델이 실측 PAS (power azimuth spectrum)에 가장 근접한 것으로 알려져 있다^[9]. Laplacian 모델의 PAS는 다음과 같이 주어진다.

$$S(\theta) = \frac{P_o}{\sqrt{2}\sigma_\theta} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - \theta_o|}{\sigma_\theta}\right]. \quad (2)$$

식(2)에서 θ 는 신호의 도래각, θ_o 는 중심각 (nominal angle), P_o 는 수신신호의 총 수신전력, σ_θ 는 도래각의 표준 편차 (혹은 angular spread)를 각각 나타낸다. 식 (2)를 이용하여 안테나 사이의 간격 δ 에 따른 코릴레이션을 구하면 다음과 같다.

$$\rho(\delta) = \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\theta} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\theta - \theta_o|}{\sigma_\theta}\right] \exp[-j2\pi\delta \sin \theta] d\theta. \quad (3)$$

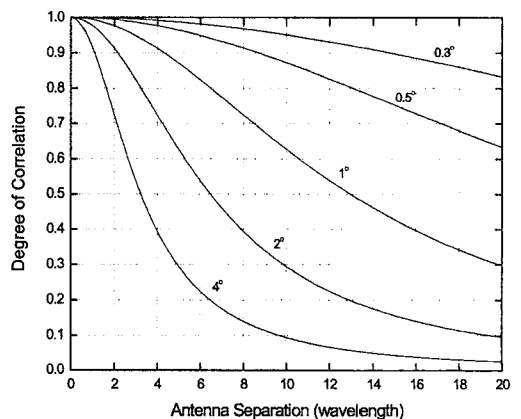


그림 1. 안테나 사이의 거리에 따른 코릴레이션 ($\theta_o = 0^\circ$)

그림 1은 Laplacian 모델에서 수신신호의 중심각이 각이 0°일 때, 여러 가지 angular spread 값에 대한 안테나 사이의 거리에 따른 코릴레이션을 나타낸 것이다. 그림에서 안테나 사이의 거리가 멀고 angular spread가 클수록 코릴레이션이 작아짐을 알 수 있다.

한편, angular spread는 일반적으로 기지국과 단말기 사이의 거리에 반비례하며 기지국과 단말기 사이의 거리가 1 km인 매크로 셀 환경에서 측정된 결과, angular spread는 대략 2°~6°인 것으로 보고되었다⁹⁾. 따라서, WRAN 환경과 같이 기지국과 단말기 사이의 거리가 매우 클 경우 angular spread는 보통 1° 미만으로 아주 작게 된다. 예를 들어, 기지국과 단말기 사이의 거리가 10km이고 기지국 안테나 사이의 거리가 10λ라고 가정한다면, angular spread는 대략 0.2°~0.6°가량이 되며 이에 따른 코릴레이션의 크기는 0.82~0.98이 된다.

III. 직교 코드 알고리즘

3.1 Alamouti 방식

Alamouti 방식의 시공간 부호화 과정은 다음의 식으로 표현된다²⁾.

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}. \quad (4)$$

위 식에서 S_1 과 S_2 는 각각 전송하고자 하는 복소 심볼을 나타내며 각각의 신호 전력은 P_s 라고 가정한다. 또한 기호 *는 공액 복소수, 행은 전송시간, 열은 송신 안테나를 각각 의미한다. 전송 시간 t 와 $t+T$ (T : 심볼 주기)에서 기저대역 수신 신호는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_1 s_1 + h_2 s_2 \\ -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

위 식에서 h_1 과 h_2 는 송신 안테나 1, 2와 수신기 사이의 복소채널 응답 특성을 각각 나타내며 $E[|h_1|^2] = E[|h_2|^2] = 1$ 로 가정한다. n_1 과 n_2 는 각각 시간 t 와 $t+T$ 에서의 가우시안 복소잡음을 의미하며 서로 독립적이고 분산은 σ_n^2 이다. 신호를 복조하기 위해 수신 신호를 다음과 같이 변형한다.

$$\mathbf{r}_1 = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}_1. \quad (6)$$

또한, 채널추정이 완벽하다고 가정할 경우 수신 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{H}^H \mathbf{r}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} (|h_1|^2 + |h_2|^2) \mathbf{s} + \mathbf{n}_2. \quad (7)$$

위 식에서 첨자 H 는 Hermitian transpose를 나타내며 잡음의 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$E[\mathbf{n}_2 \mathbf{n}_2^H | h_{1,2}] = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \sigma_n^2 \mathbf{I}_2. \quad (8)$$

\mathbf{I}_2 는 2×2 단위 행렬 (identity matrix)을 나타낸다.

3.2 Tarokh 방식

송신 안테나가 4개인 경우 전송율이 1/2인 Tarokh 방식의 시공간 부호화 방법은 다음과 같이 나타낼 수 있다³⁾.

$$G_4 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}. \quad (9)$$

위 식에서 s_{1-4} 는 전송 복소심볼을 나타내며 각 신호의 전력은 P_s 라고 가정한다. 전송시간 t 에서 $t+7T$ 동안 기저대역 수신신호 $r_1 \sim r_8$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5 \\ r_6 \\ r_7 \\ r_8 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_1 s_1 + h_2 s_2 + h_3 s_3 + h_4 s_4 \\ -h_1 s_2 + h_2 s_1 - h_3 s_4 + h_4 s_3 \\ -h_1 s_3 + h_2 s_4 + h_3 s_1 - h_4 s_2 \\ -h_1 s_4 - h_2 s_3 + h_3 s_2 + h_4 s_1 \\ h_1 s_1^* + h_2 s_2^* + h_3 s_3^* + h_4 s_4^* \\ -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* - h_3 s_4^* + h_4 s_3^* \\ -h_1 s_3^* + h_2 s_4^* + h_3 s_1^* - h_4 s_2^* \\ -h_1 s_4^* - h_2 s_3^* + h_3 s_2^* + h_4 s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5 \\ n_6 \\ n_7 \\ n_8 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

위 식에서 h_{1-4} 는 송신 안테나 1~4와 수신기 사이의 복소채널 응답 특성을 각각 나타내며 $E[|h_1|^2] = E[|h_2|^2] = E[|h_3|^2] = E[|h_4|^2] = 1$ 로 가정한다. n_{1-8} 은 가우시안 복소 잡음을 의미하며 서로 독립적이며 각각의 분산은 σ_n^2 이다. 신호를 복조하기 위해 수신 신호를 다음과 같이 변형할 수 있으며

$$\mathbf{r}_1 = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5 \\ r_6 \\ r_7 \\ r_8 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5 \\ n_6 \\ n_7 \\ n_8 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}_1 \quad (11)$$

채널추정이 완벽하다고 가정하면 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r}_2 = \mathbf{H}^H \mathbf{r}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2) \mathbf{s} + \mathbf{n}_2 \quad (12)$$

위 식에서 잡음의 코릴레이션 행렬은 다음과 같다.

$$E[\mathbf{n}_2 \mathbf{n}_2^H | h_{1-4}] = 2(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2) \sigma_n^2 \mathbf{I}_4 \quad (13)$$

마찬가지로 전송율이 3/4인 H4 코드의 경우 채널추정이 완벽하다고 가정하면 수신 신호 벡터는 다음과 같이 주어지며

$$\mathbf{r}_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2) \mathbf{s} + \mathbf{n}_2 \quad (14)$$

잡음의 코릴레이션 행렬은 다음과 같다.

$$E[\mathbf{n}_2 \mathbf{n}_2^H | h_{1-4}] = (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2) \sigma_n^2 \mathbf{I}_3 \quad (15)$$

IV. 코릴레이션 환경에서 직교코드 알고리즘의 이론적인 성능 해석

IV장에서는 공간 코릴레이션이 존재하는 레일리가 페이딩 환경에서 직교코드 방식의 성능을 이론적으로 분석한다. 식(7), (12), (14)는 다음과 같은 일반식으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r}_2 = \frac{1}{\sqrt{b \cdot L}} (\mathbf{h}^H \mathbf{h})^{1/2} \mathbf{s} + \mathbf{n}_2 \quad (16)$$

위 식에서 b 는 STBC 알고리즘의 부호율 (code rate)을 나타내며 Alamouti의 경우에는 1, Tarokh G4 코드의 경우에는 1/2, Tarokh H4 코드의 경우에는 3/4이다. \mathbf{h} 는 채널벡터 $[h_1, h_2, \dots, h_L]^T$ 이며 L 은 안테나 수를 나타낸다. 또한, \mathbf{n}_2 는 평균이 0 이고 코릴레이션 행렬이 $\sigma_n^2 \mathbf{I}_L$ 인 가우시안 잡음 벡터

이다. 따라서, Gray 코드를 사용한다고 가정하였을 때 특정 페이딩 조건에서 M -ary 직교 QAM과 M -ary PSK 변조 방식의 BER 성능은 다음과 같이 주어진다^[10].

$$P_{b, QAM} \approx \frac{4}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma SNR_b}{M-1}}\right) \quad (17)$$

$$P_{b, PSK} = \frac{1}{\pi \log_2 M} \int_0^{\pi(1-1/M)} \exp\left(-\frac{\gamma SNR_b \sin^2(\pi/M)}{\sin^2 \varphi}\right) d\varphi \quad (18)$$

위 식에서 $Q(\cdot)$ 는 Q-function을 나타내며 $\gamma = \mathbf{h}^H \mathbf{h} / L$, $SNR_b = SNR / b$ 는 수신기에서 결합된 신호의 신호 대 잡음비 (combined signal-to-noise ratio)를 나타낸다. 식 (17)은 신호대 잡음비가 비교적 큰 경우를 가정한 근사식이다. 따라서, 페이딩 환경에서의 BER 성능은 식(17)과 (18)을 γ 에 대하여 평균을 취함으로써 구할 수 있다. 즉,

$$P_{b, QAM} \approx \int_0^{\infty} P_{b, QAM} f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (19)$$

$$P_{b, PSK} = \int_0^{\infty} P_{b, PSK} f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (20)$$

위 식에서 $f_\gamma(\gamma)$ 는 γ 의 확률밀도함수 (probability density function)이며 $f_\gamma(\gamma)$ 가 주어질 경우 이론적인 성능을 유도할 수 있다.

한편, 레일리 페이딩 환경에서 채널 벡터 \mathbf{h} 는 평균이 영 벡터 (zero vector)인 복소 가우시안 벡터이며 코릴레이션 행렬은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{R}_b \triangleq E[\mathbf{h}\mathbf{h}^H] = \sum_{l=1}^L \lambda_l \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H \quad (21)$$

위 식에서 \mathbf{u}_l 은 \mathbf{R}_b 의 l 번째 고유벡터 (eigenvector)이고 λ_l 은 l 번째 고유값 (eigenvalue)을 나타낸다. γ 의 확률밀도함수를 유도하기 위해 새로운 랜덤 벡터 \mathbf{y} 를 $\mathbf{y} = \mathbf{R}_b^{-1/2} \mathbf{h}$ 라고 정의하면 \mathbf{y} 는 가우시안 랜덤벡터 \mathbf{h} 의 선형 결합 (linear combination)이므로 역시 가우시안 랜덤 벡터이며 \mathbf{y} 의 평균은 영 벡터임을 알 수 있다. 또한, \mathbf{y} 의 공분산 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = \mathbf{R}_b^{-1/2} E[\mathbf{h}\mathbf{h}^H] \mathbf{R}_b^{1/2} = \mathbf{I}_L \quad (22)$$

식(21)을 이용하여 γ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\gamma = \frac{1}{L} \mathbf{h}^H \mathbf{h} = \frac{1}{L} \mathbf{y}^H \mathbf{R}_b \mathbf{y} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \lambda_i \mathbf{y}^H \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \mathbf{y} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \lambda_i |\omega_i|^2 \quad (23)$$

위 식에서 $\omega_i = \mathbf{u}_i^H \mathbf{y}$ 는 분산이 1이고 평균이 0인 독립적인 복소 가우시안 랜덤 변수이며 $|\omega_i|^2$ 은 자유도가 2인 chi-squares 랜덤 변수임을 알 수 있다. 따라서 γ 의 특성 함수 (characteristic function)는 다음과 같이 주어진다^[11].

$$\Phi_\gamma(jt) \triangleq E[\exp(jt\gamma)] = \prod_{i=1}^L \frac{1}{1 - jt\lambda_i/L} = \sum_{i=1}^L \frac{c_i}{1 - jt\lambda_i/L} \quad (24)$$

위 식에서 c_i 은

$$c_i = \lambda_i^{L-1} \prod_{i=1}^L (\lambda_i - \lambda_i)^{-1} \quad (25)$$

이며 식(24)로부터 γ 의 확률밀도함수는 다음과 같이 주어짐을 알 수 있다^[11].

$$f_\gamma(\gamma) = \sum_{i=1}^L \frac{c_i L}{\lambda_i} \exp\left(-\frac{\gamma L}{\lambda_i}\right) \quad (26)$$

먼저, 식(26)을 (19)에 대입하면 QAM 변조 방식의 BER 성능의 근사치는 다음과 같다.

$$P_{b,QAM} \approx \frac{4}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \times \sum_{i=1}^L \frac{c_i L}{\lambda_i} \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma SNR_c}{M-1}}\right) \exp\left(-\frac{L\gamma}{\lambda_i}\right) d\gamma \quad (27)$$

한편, $Q(x) = \frac{1}{x} \int_0^x \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2 \varphi}\right) d\varphi$, $x \geq 0$ ^[6]를 이용하면 위 식은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{b,QAM} \approx \frac{8(M-1)L}{\pi \log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \times \sum_{i=1}^L \int_0^{\pi/2} \frac{c_i \sin^2 \varphi}{3\lambda_i SNR_c + 2(M-1)L \sin^2 \varphi} d\varphi \quad (28)$$

또한, 식 (26)을 (20)에 대입하면 M -ary PSK 변조 방식의 BER 성능은 다음과 같다.

$$P_{b,PSK} = \frac{L}{\pi \log_2 M} \times \sum_{i=1}^L \int_0^{\pi(1-1/M)} \frac{c_i \sin^2 \varphi}{\lambda_i SNR_c \sin^2(\pi/M) + L \sin^2 \varphi} d\varphi \quad (29)$$

V. 성능 비교, 분석

V장에서는 코릴레이션이 존재하는 레일리 페

표 1. 전송율에 따른 변조 방식

STBC방식	변조방식			
	1bps/Hz	2bps/Hz	3bps/Hz	4bps/Hz
Alamouti	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM
Tarokh	QPSK (G4)	16QAM (G4)	16QAM (H4)	256QAM (G4)

이딩 환경에서 Alamouti와 Tarokh 방식의 성능을 여러 가지 전송율에 대해 비교, 분석한다. 전송율은 1~4bps/Hz로 설정하였으며 전송율에 따른 변조방식은 표 1과 같다. II장에서 고찰한 바와 같이 수신신호의 페이딩 코릴레이션은 angular spread와 안테나 사이의 거리에 의해 결정된다.

본 논문에서는 성능 분석 시 안테나 사이의 거리에 제한이 있는 상황을 가정하였으며 기지국 안테나 어레이의 양 끝 안테나 사이의 거리를 10λ 로 설정하였다. 또한, 양 끝 안테나 사이의 페이딩 코릴레이션을 0.0, 0.7, 0.9로 각각 가정하였으며 scattering 모델은 실 환경과 가장 유사한 Laplacian 모델을 채택하였다. Scatterer의 중심각 (nominal angle)은 0° 이며 따라서 어레이의 boresight 방향으로 신호가 수신된다고 가정하였다. 주어진 조건에서 ρ 가 0.9인 경우의 angular spread는 0.433° 이며 0.7인 경우에는 0.845° 가 된다. Tarokh 방식에서 모든 안테나 사이의 코릴레이션은 식(3)에 의해 결정된다.

그림 2~4는 전송율이 각각 1bps/Hz, 2bps/Hz, 3bps/Hz 일 때 Alamouti와 Tarokh 방식의 이론적인 성능을 비교한 것이다. 그림에서 독립적인 페이딩 환경에서는 4개의 안테나에 의한 다이버시티 이득으로 인해 Tarokh 방식의 성능이 보다 우수함을 알 수 있다. 그러나, 코릴레이션이 증가함에 따라 Tarokh 방식의 성능은 급격히 저하되는 반면

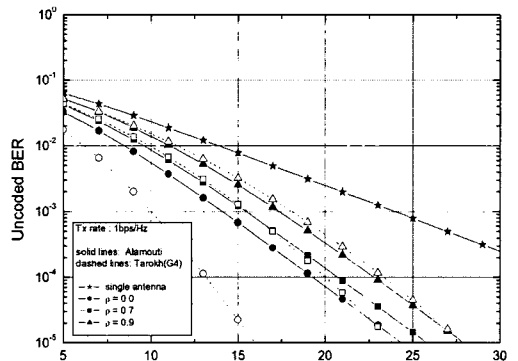


그림 2. STBC 방식의 이론적인 성능 비교 (1bps/Hz)

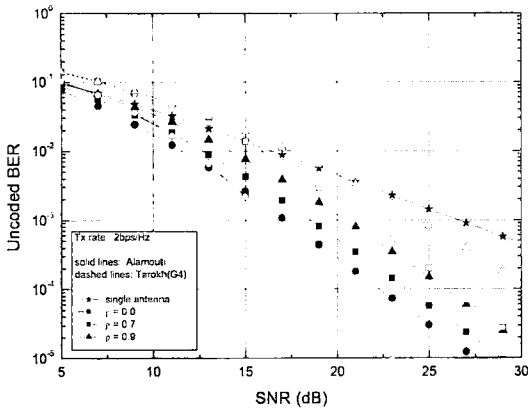


그림 3. STBC 방식의 이론적인 성능 비교 (2bps/Hz)

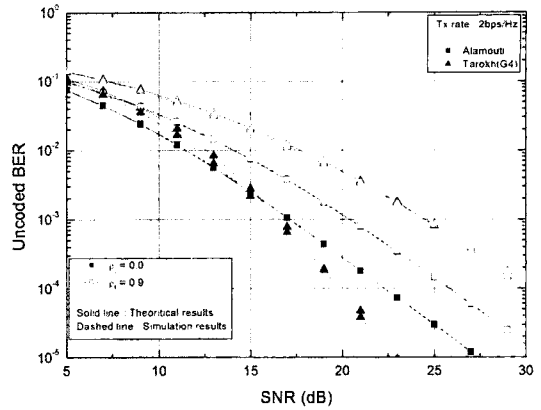


그림 5. 이론적인 성능과 시뮬레이션 결과 비교 (2bps/Hz)

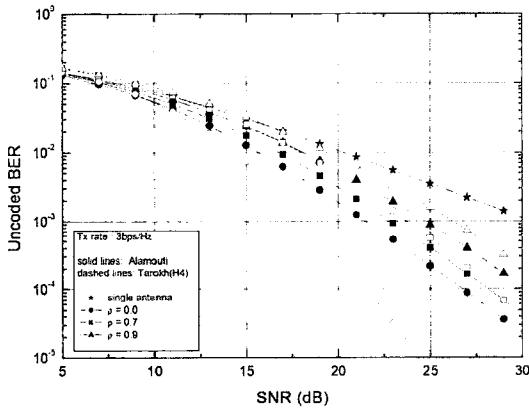


그림 4. STBC 방식의 이론적인 성능 비교 (3bps/Hz)

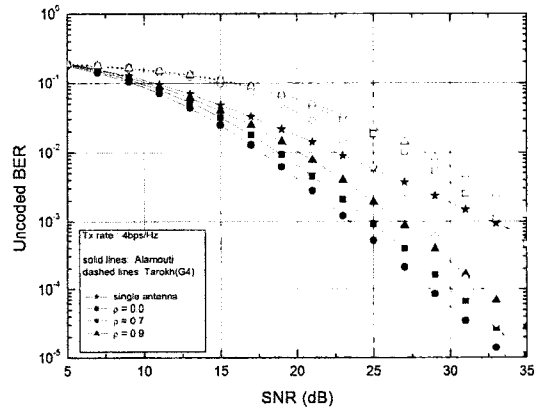


그림 6. STBC 방식의 이론적인 성능 비교 (4bps/Hz)

Alamouti 방식의 경우는 상대적으로 성능 감소가 작음을 알 수 있으며 ρ 가 0.9인 경우에는 Alamouti 방식의 성능이 전송율과 관계없이 더 우수함을 알 수 있다. 이러한 현상은 안테나 어레이의 양 끝 거리가 동일한 조건에서 Tarokh 방식의 경우 서로 인접한 안테나로부터 수신된 신호의 페이딩 코릴레이션이 상대적으로 더욱 커지므로 이에 따라 다이버시티 이득이 심각하게 감소하기 때문이다. Alamouti 방식의 경우 BER 10^{-3} 에서 독립적인 페이딩 환경보다 $\rho=0.7$ 일 때 1.3dB 가량, $\rho=0.9$ 일 때에는 3.6dB 가량 성능이 저하됨을 알 수 있다. 반면, Tarokh 방식의 경우는 $\rho=0.7$ 일 때 5.3dB 가량, $\rho=0.9$ 일 때에는 8dB 가량 성능이 저하됨을 알 수 있다.

그림 5는 전송율이 2bps/Hz일 때 이론적인 성능과 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다. 그림으로부터 이론적인 성능과 시뮬레이션 결과가 거의 일치함을

알 수 있다.

그림 6은 전송율이 4bps/Hz일 때 두 방식의 이론적인 성능을 비교한 것이다. 먼저, 독립적인 페이딩 환경에서도 Alamouti 방식이 Tarokh 방식보다 훨씬 우수한 성능을 보임을 알 수 있다. 이는 Tarokh 방식의 경우 상대적으로 고차의 변조 방식인 256QAM을 사용함으로써 이로 인한 성능 감소가 다이버시티 이득 보다 훨씬 크기 때문이다. 그림 2~4와 마찬가지로 Tarokh 방식은 코릴레이션의 증가에 따라 심각한 성능 저하가 발생하였으며 다이버시티 기법을 채택하지 않은 경우보다 오히려 성능이 저하되었다.

종합적으로, 독립적인 페이딩 환경에서는 1~3bps/Hz의 전송율에서는 Tarokh 방식의 성능이 우수하나 4bps/Hz에서는 Alamouti 방식의 성능이 보다 우수하였다. 반면, 코릴레이션이 0.7인 경우에는 1bps/Hz를 제외하고 모든 전송율에서 Alamouti 방식이 보다 우수하였으며 코릴레이션이 0.9인 경우에는 모든 전송율에

서 Alamouti 방식의 성능이 보다 우수함을 알 수 있다. Alamouti 방식의 경우, 코릴레이션이 0.9인 환경에서도 전송율에 따라 대략 5.5dB~6.7dB 성능이 향상됨을 알 수 있다. 결국, 기지국과 단말기 사이의 거리가 수십 km에 달하는 WRAN 환경에서는 Alamouti 방식이 보다 적합함을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 공간 코릴레이션이 존재하는 레일리 페이딩 환경에서 Alamouti와 Tarokh 방식의 BER 성능을 이론적으로 유도하고 두 방식의 성능을 여러 가지 전송율에 대하여 비교, 분석하였다.

Tarokh 방식의 경우 공간 코릴레이션에 비교적 큰 영향을 받는 반면, Alamouti 방식은 코릴레이션의 증가에 따른 성능 감소가 비교적 작음을 확인할 수 있었다. 독립적인 페이딩의 경우, 1~3bps/Hz의 전송율에서는 Tarokh 방식의 성능이 더 우수한 반면 4bps/Hz의 전송율에서는 Alamouti 방식의 성능이 보다 우수하였다. 그러나, 코릴레이션이 비교적 큰 경우에는 전송율에 관계없이 Alamouti 방식의 성능이 항상 우수하였다. 따라서, WRAN과 같이 셀 반경이 수십 km에 이르러 공간 코릴레이션이 비교적 큰 환경에서는 Alamouti 방식이 보다 적합하다고 할 수 있다.

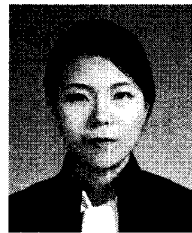
참 고 문 헌

- [1] D. Gerlach and A. Paulraj, "Adaptive transmitting antenna arrays with feedback," *IEEE Sig. Proc. Lett.*, Vol.1, No.10, pp.150-152, 1994.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct. 1988.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Space time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Info. Theory*, Vol.45, No.5, pp.1456-1467, July 1999.
- [4] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-Time block coding for wireless communication: Performance results," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.17, No.3, pp.451-460, Mar. 1999.
- [5] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Tran. Commun.*, Vol.49, pp 1-4, Jan. 2001.

- [6] P. Shamaian and L. B. Milstein, "Performance of space-time spreading with correlated fading and channel estimation," *Proc. ICC2002*, pp.1630-1634, 2002.
- [7] H. Zhang, W. Li, and T. A. Gulliver, "Error probability of orthogonal space time block codes over correlated Rayleigh and Rician Channels," *Proc. WCNC2005*, pp.509-514, 2005.
- [8] R. Gozali and B. D. Woerner, "On the robustness of space-time block codes to spatial correlation," *Proc. VTC2002*, pp.832-836, 2002.
- [9] R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport, and J. H. Reed, "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," *IEEE Person. Commun.*, pp.10-22, Feb. 1998.
- [10] Rodger E. Ziemer, Roger L. Peterson, *Introduction to Digital Communication*, 2nd Ed. Prentice Hall, 2002.
- [11] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th Ed., McGraw Hill, 2001.

장은경 (Eun-kyoung Jang)

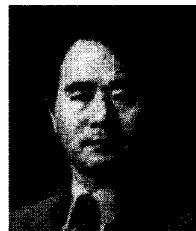
정회원



2005년 2월 한국항공대학교 항공통신정보공학과 졸업
2007년 2월 한국항공대학교 정보통신공학과 석사
2007년 3월~현재 삼성전자 통신연구소
<관심분야> Channel estimation, OFDM, MIMO

박형래 (Hyung-Rae Park)

정회원



1982년 2월 한국항공대학교 전자공학과 졸업
1986년 2월 연세대학교 전자공학과 석사
1993년 미국 Syracuse Univ. 전기공학과 박사
1985년~2000년 한국전자통신연구원 책임 연구원(신호기술연구실장)
1999년~2000년 (주)씨엔에스테크놀로지 전무이사
2001년~현재 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 부교수
<관심분야> CDMA / OFDM 모뎀, MIMO, 스마트 안테나, 레이다 신호처리 등

김 참 주 (Chang-Ju Kim)

정회원



1980년 2월 한국항공대학교 전
자공학과 졸업

1988년 KAIST 석사

1993년 KAIST 박사

1979년 12월~1983년 3월 ADD
연구원

1983년 3월~현재 ETRI 전파기
술연구부장

<관심분야> 전파신호처리, CDMA 시스템 해석