

주파수 선택성 레일라이 페이딩 환경에서 STBC-OFDM 시스템의 성능 비교, 분석

A Comparative Performance Analysis of STBC-OFDM Systems Under Frequency-Selective Rayleigh Fading Environments

이상호*, 정호철**, 박형래**, 김종호***

Sang-Ho Lee*, Ho-Chul Jung**, Hyung-Rae Park** and Jong-Ho Kim***

요 약

본 논문에서는 4세대 이동통신시스템의 핵심 기술인 Space-Time Block Code (STBC)를 OFDM 시스템에 적용하고 주파수 선택적 레일라이 페이딩 환경에서 각 방식의 성능을 시뮬레이션을 통해서 비교, 분석한다. 먼저 주요 STBC 방식들의 신호 모델과 각 방식별로 복조과정을 유도한다. 또한, 이동통신 환경을 고려하여 OFDM 시스템 파라메타를 설정하고 2bps/Hz에서 4bps/Hz 까지의 전송율에 대해 STBC 방식별로 적절한 변조방식을 설정하여 각각의 전송속도에 대해 STBC-OFDM 방식들의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다. 이 밖에, 각 STBC-OFDM 방식들이 동일한 변조방식을 사용할 경우에 대해서도 성능을 비교, 분석한다.

Abstract

In this paper we apply the space-time block codes (STBCs), the key technologies for the 4th generation mobile communication systems, to the OFDM system and analyze their performances. First, we derive the signal models for representative STBC schemes and demodulation procedures for each scheme. We also select the parameters for OFDM system considering mobile cellular environments and assign adequate modulation schemes to STBC-OFDM schemes according to the transmission rate from 2bps/Hz to 4bps/Hz. We finally compare and analyze the performances of STBC-OFDM schemes for the selected transmission rates through computer simulations, together with performance comparison when the same modulation scheme being adopted.

Key words : STBC, MIMO, OFDM

최근 들어 4세대 이동통신시스템의 핵심기술로서
송신신호의 시공간 부호화 기술인 STBC

I. 서 론

* 삼성전자 네트워크 사업부(Samsung Electronics co. ltd., Telecommunication Network)

** 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부

(School of Avionics and Telecommunications Engineering, Hankuk Aviation University)

*** 한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunication Research Institute)

※본 논문은 2004년도 한국전자통신연구원의 지원에 의하여 연구되었음 (0101-2004-024)

· 논문번호 : 2004-2-8

· 접수일자 : 2004년 10월 27일

(space-time block code)와 다중접속 방식인 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 기법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. STBC 기법은 시공간 부호화된 신호를 다중 안테나를 통해 전송함으로써 수신단에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있는 부호화 기술로서 Alamouti에 의해 2개의 송신 안테나에 적용하는 방식이 처음 제안되었으며[1] 이후 Tarokh에 의해 3개 혹은 4개의 송신 안테나에 적용하도록 확장되었다[2]. Alamouti와 Tarokh에 의해 제안된 방법은 신호검출 과정에서 직교성이 유지되는 직교코드 (orthogonal code)로 설계되어 복조 과정이 비교적 간단한 선형계산으로 이루어지는 장점이 있는 반면 안테나가 3개 이상으로 증가할 경우 전송율의 손실이 발생하는 단점이 있다[2]. 이러한 단점을 보완하기 위해 Papadias와 Jafarkhani 등은 전송율의 손실이 발생하지 않는 준 직교코드 (quasi-orthogonal code)를 사용하는 부호화 방식을 제안하였다[3][4]. 그러나, 준 직교코드 방식은 복조 과정에서 추가적인 간섭제거 과정이 필요하므로 직교코드 방식에 비해 복조기의 복잡도가 증가할 뿐 아니라 채널추정 오차에 의한 성능 저하가 큰 단점이 있다[3][4].

한편, OFDM 방식은 주파수 선택적 페이딩 환경에 효과적으로 대처할 수 있을 뿐 아니라 FFT (fast fourier transform)를 사용하여 효율적으로 구현할 수 있기 때문에 고속 데이터 전송을 위한 무선 랜 시스템에 널리 적용되어 왔으며[5][6] 최근에는 고속 데이터 전송이 필수적인 4세대 이동통신시스템의 전송 방식으로 유력시되고 있다[7]-[9]. 이와 같은 두 방식의 장점을 결합하기 위해 STBC 기법을 OFDM 방식에 적용하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다 [5][6][9]. 그러나, 지금까지는 STBC 기법간의 체계적인 성능 비교가 거의 이루어지지 않았을 뿐 아니라 STBC 방식의 성능 분석 시 채널추정이 완벽하다고 가정하였다[8][9]. 실제로 채널추정 오차에 따른 성능의 저하가 방식별로 현저히 다르게 나타나며 따라서 정확한 성능 비교를 위해서는 채널추정 오차를 고려하여야 한다. 본 논문에서는 STBC 기법을 OFDM 시스템에 적용하였을 때 채널추정 오차를 고려하여 각 방식의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교,

분석한다. 먼저, 이동통신 환경을 고려하여[10][11] OFDM 시스템 파라미터를 설정하고 2bps/Hz에서 4bps/Hz 까지의 전송속도 별로 적절한 변조방식을 각 STBC 기법에 적용한다. 끝으로, 전송속도에 따라 STBC-OFDM 방식의 성능을 비교, 분석하며 각 방식에 대한 채널추정 오차의 영향을 분석한다. 아울러 동일한 변조방식이 채택되었을 경우 각 STBC 방식의 성능도 비교, 분석한다.

II. STBC 기법의 변복조 방법

2-1 Alamouti 방식

Alamouti 방식은 2개의 송신 안테나에 적용 가능한 시공간 부호화 방식이다. Alamouti 방식에서 시공간 부호화 과정은 다음의 식으로 표현된다[1].

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

위 식에서 s_1 과 s_2 는 송신하고자 하는 복소 심볼을 각각 나타내며, 행은 전송시간을, 열은 송신 안테나를 의미한다. 전송 시간 t 와 $t+T$ (T : 심볼주기)에서 채널 특성이 변하지 않는다고 가정하면 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(t) \\ r(t+T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_A s_1 + h_B s_2 + n_1 \\ -h_A s_2^* + h_B s_1^* + n_2 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

식(2)에서 h_A 와 h_B 는 안테나 A 와 B 로부터 수신단과의 복소 채널응답 특성을 나타내며 n_1 과 n_2 는 각각 시간 t 와 $t+T$ 에서 복소잡음을 의미한다. 신호를 복조하기 위해 수신신호를 다음과 같이 변형한다.

$$\mathbf{r}' = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_A & h_B \\ h_B^* & -h_A^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}'. \quad (3)$$

위 식에서 $E[\mathbf{n}'\mathbf{n}'^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$ 이며 다음의 과정을 통해 신호를 복원할 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{H}^H \mathbf{n}' = (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) \mathbf{s} + \mathbf{n}_{\tilde{s}}. \quad (4)$$

위 식에서 α_A 와 α_B 는 안테나 A 와 B 로부터 수신된 신호의 페이딩 포락선을 의미한다. 식 (4)에서 복원된 신호는 두 전송 안테나에 의해 다이버시티 이득을 가짐을 알 수 있다. 또한, 잡음 성분의 공분산 행렬 (covariance matrix)은 다음과 같이 주어진다.

$$E[\mathbf{n}_{\tilde{s}} \mathbf{n}_{\tilde{s}}^H] = (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}. \quad (5)$$

2-2 Tarokh 방식

Alamouti 방식이 송신 안테나가 2개인 경우에 적용 가능한 반면, Tarokh에 의해 제안된 방식은 3개 혹은 4개의 송신 안테나에 적용 가능하다. Tarokh 방식은 Alamouti 방식과 마찬가지로 신호의 복원 과정에서 직교성이 유지되도록 설계되어 복조과정이 단순한 선형계산으로 구현되지만 전송율의 손실이 발생하는 단점을 가지고 있다. 송신신호의 복소심볼이 $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4]^T$ 와 같을 때 Tarokh 방식의 시공간 부호화는 안테나가 3개와 4개인 경우, 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다[2].

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \\ * & * & * \\ s_1 & s_2 & s_3 \\ * & * & * \\ -s_2 & s_1 & -s_4 \\ * & * & * \\ -s_3 & s_4 & s_1 \\ * & * & * \\ -s_4 & -s_3 & s_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ * & * & * & * \\ s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ * & * & * & * \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ * & * & * & * \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ * & * & * & * \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

위 식에서 s_1, s_2, s_3, s_4 는 송신하고자 하는 복소심볼을 나타낸다. Tarokh 방식은 안테나 수에 상관없이 동일한 방법으로 원래의 신호를 복조할 수 있으므로 송신 안테나가 3개인 경우에 대해서만 복조 과정을 설명한다.

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5 \\ r_6 \\ r_7 \\ r_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_A s_1 + h_B s_2 + h_C s_3 + n_1 \\ -h_A s_2 + h_B s_1 - h_C s_4 + n_2 \\ -h_A s_3 + h_B s_4 + h_C s_1 + n_3 \\ -h_A s_4 - h_B s_3 + h_C s_2 + n_4 \\ h_A s_1^* + h_B s_2^* + h_C s_3^* + n_5 \\ -h_A s_2^* + h_B s_1^* - h_C s_4^* + n_6 \\ -h_A s_3^* + h_B s_4^* + h_C s_1^* + n_7 \\ -h_A s_4^* - h_B s_3^* + h_C s_2^* + n_8 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

먼저, 전송 시간 t 에서 $t+7T$ 동안 채널 특성이 변하지 않는다고 가정하면 수신신호는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다. 위 식에서 h_A, h_B, h_C 는 안테나 A, B, C 로부터 수신단 사이의 복소 채널응답 특성을 의미하며 n_{1-8} 은 복소잡음을 의미한다. 신호를 복조하기 위해 수신신호를 다음과 같이 변형한다.

$$\mathbf{r}' = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5^* \\ r_6^* \\ r_7^* \\ r_8^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_A & h_B & h_C & 0 \\ h_B & -h_A & 0 & -h_C \\ h_C & 0 & -h_A & h_B \\ 0 & h_C & -h_B & -h_A \\ h_A^* & h_B^* & h_C^* & 0 \\ h_B^* & -h_A^* & 0 & -h_C^* \\ h_C^* & 0 & -h_A^* & h_B^* \\ 0 & h_C^* & -h_B^* & -h_A^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5^* \\ n_6^* \\ n_7^* \\ n_8^* \end{bmatrix} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}'. \quad (8)$$

위 식에서 $E[\mathbf{n}' \mathbf{n}'^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{8 \times 8}$ 이며 다음의 방법을 통해 신호를 복원할 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \\ \tilde{s}_3 \\ \tilde{s}_4 \end{bmatrix} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{H}^H \mathbf{n}' = 2(\alpha_A^2 + \alpha_B^2 + \alpha_C^2) \mathbf{s} + \mathbf{n}_{\tilde{s}}. \quad (9)$$

$\alpha_A, \alpha_B, \alpha_C$ 는 안테나 A, B, C 로부터 수신된 신호의 페이딩 포락선을 의미한다. 식 (9)에서 복원된 신호는 세 개의 전송 안테나에 의한 다이버시티 이득을 얻을 수 있으며 잡음성분의 공분산 행렬

은 다음과 같이 주어진다.

$$E[\mathbf{n}_s \mathbf{n}_s^H] = 2(\alpha_A^2 + \alpha_B^2 + \alpha_C^2) \sigma_n^2 \mathbf{I}_{4 \times 4}. \quad (10)$$

식 (9)와 식 (10)으로부터 복조된 신호의 신호 대 잡음비가 경로 다이버시티에 비해 2배 높은 것을 알 수 있다. 즉, Tarokh 방식은 송신 신호의 반복에 의해 전송율의 손실이 발생하는 반면 신호 대 잡음비가 향상된다.

2-3 준 직교코드(Quasi-orthogonal code)

Paradias와 Jafarkhani 등에 의해 제안된 준 직교코드 방식은 Tarokh 방식과 달리 전송율의 손실 없이 신호를 전송할 수 있으나 신호복조 과정에서 발생하는 심볼간 간섭으로 인하여 직교코드 방식에 비해 복조기의 구조가 복잡해지는 단점이 있다[3][4]. 준 직교코드의 부호화 방법은 다음과 같다[3].

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2^* & -s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & -s_1 & s_2 \\ s_4^* & s_3^* & -s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix}. \quad (11)$$

전송 시간 t 에서 $t+3T$ 동안 채널 특성이 변하지 않는다고 가정하면 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(t) \\ r(t+T) \\ r(t+2T) \\ r(t+3T) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_A s_1 + h_B s_2 + h_C s_3 + h_D s_4 + n_1 \\ h_A s_2^* - h_B s_1^* + h_C s_4^* - h_D s_3^* + n_2 \\ h_A s_3 - h_B s_4 - h_C s_1 + h_D s_2 + n_3 \\ h_A s_4^* + h_B s_3^* - h_C s_2^* - h_D s_1^* + n_4 \end{bmatrix}. \quad (12) \end{aligned}$$

위 식에서 h_A, h_B, h_C, h_D 는 안테나 A, B, C, D 로부터 수신단 사이의 복소 채널응답 특성을 의미하며 n_{1-4} 는 복소잡음을 의미한다. 신호를 복조

하기 위해 수신신호를 다음과 같이 변형한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}' &= \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \\ r_3 \\ r_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_A & h_B & h_C & h_D \\ -h_B^* & h_A^* & -h_D^* & h_C^* \\ -h_C & h_D & h_A & -h_B \\ -h_D^* & -h_C^* & h_B^* & h_A^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \\ n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}'. \quad (13) \end{aligned}$$

위 식에서 $E[\mathbf{n}' \mathbf{n}'^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{4 \times 4}$ 이며 직교코드와 동일한 방법으로 신호를 복조하면 식 (14) 와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}} &= \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{s} = \begin{bmatrix} \mu & 0 & \phi & 0 \\ 0 & \mu & 0 & -\phi \\ -\phi & 0 & \mu & 0 \\ 0 & \phi & 0 & \mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{H}^H \mathbf{n}' \\ &= \Delta_4 \mathbf{s} + \mathbf{n}_{\tilde{s}}. \quad (14) \end{aligned}$$

위 식에서 $\mu = \alpha_A^2 + \alpha_B^2 + \alpha_C^2 + \alpha_D^2$, $\phi = 2j \text{Im}(h_A^* h_C + h_D^* h_B)$ 이며 잡음 성분의 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$E[\mathbf{n}_{\tilde{s}} \mathbf{n}_{\tilde{s}}^H] = (\alpha_A^2 + \alpha_B^2 + \alpha_C^2 + \alpha_D^2) \sigma_n^2 \mathbf{I}_{4 \times 4}. \quad (15)$$

간섭 성분인 ϕ 를 제거하기 위해 식 (14)을 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_3 \end{bmatrix} &= \Delta_2 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{\tilde{s}_1} \\ n_{\tilde{s}_3} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} \tilde{s}_4 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} &= \Delta_2 \begin{bmatrix} s_4 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{\tilde{s}_4} \\ n_{\tilde{s}_2} \end{bmatrix}. \quad (16) \end{aligned}$$

위식에서 Δ_2 는 식 (17)과 같이 주어지며

$$\Delta_2 = \begin{bmatrix} \mu & \phi \\ -\phi & \mu \end{bmatrix} \quad (17)$$

다음과 같이 zero-forcing 방법을 통해 간섭을 제

거한다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{s}_{zf,1} \\ \tilde{s}_{zf,3} \end{bmatrix} &= \Delta_2^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_3 \end{bmatrix} + \Delta_2^{-1} \begin{bmatrix} n_{\tilde{s}_1} \\ n_{\tilde{s}_3} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} \tilde{s}_{zf,4} \\ \tilde{s}_{zf,2} \end{bmatrix} &= \Delta_2^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{s}_4 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_4 \\ s_2 \end{bmatrix} + \Delta_2^{-1} \begin{bmatrix} n_{\tilde{s}_4} \\ n_{\tilde{s}_2} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (18)$$

위 식에서 Δ_2^{-1} , β , δ 는 각각 식 (19) 와 같이 주어진다.

$$\Delta_2^{-1} = \begin{bmatrix} \beta & \delta \\ -\delta & \beta \end{bmatrix},$$

$$\beta = \frac{\mu}{\mu^2 + \phi^2}, \quad \delta = \frac{-\phi}{\mu^2 + \phi^2} \quad (19)$$

III. STBC-OFDM 시스템의 신호모델 및 복조방식

III장에서는 먼저, Alamouti 방식을 OFDM 시스템에 적용하여 신호 모델을 정의하고 복조 방식을 고찰한다. Tarokh 방식과 준 직교코드는 동일한 과정으로 구현할 수 있어 본 논문에서는 Alamouti 방식만을 고려한다. STBC-OFDM 시스템의 블록 다이어그램은 다음과 같다.

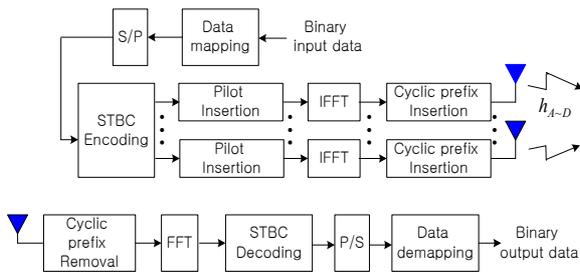


그림 1. STBC-OFDM 시스템의 블록 다이어그램

Fig. 1. Block diagram of a STBC-OFDM system

그림 1에서 병렬화된 신호는 먼저 시공간 부호화되며 각 안테나별로 파일럿 심볼을 삽입하고 IFFT 과정 후 Cyclic prefix를 삽입하여 RF단으로 전송된다. 수신된 데이터 신호는 먼저 Cyclic prefix를 제거하고 FFT과정을 거친 후 코히어런트 복조 과정을

통해 원래의 신호로 복원된다. 수신 데이터 신호는 시간 T 와 $2T$ 에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} r_T(t) &= \text{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \alpha_{A,k} \sqrt{\frac{E_{s,t}}{2}} \left(d_{I,1}^{(k)}(t) + jd_{Q,1}^{(k)}(t) \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times e^{j \left(2\pi \left(f_c - \frac{k}{T_{sym}} \right) t + \phi_{A,k} \right)} \right\} \right] \\ &+ \text{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \alpha_{B,k} \sqrt{\frac{E_{s,t}}{2}} \left(-d_{I,2}^{(k)}(t) + jd_{Q,2}^{(k)}(t) \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times e^{j \left(2\pi \left(f_c - \frac{k}{T_{sym}} \right) t + \phi_{B,k} \right)} \right\} \right] \\ &+ n_I(t) \cos(2\pi f_c t) - n_Q(t) \sin(2\pi f_c t). \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} r_{2T}(t) &= \text{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \alpha_{A,k} \sqrt{\frac{E_{s,t}}{2}} \left(d_{I,2}^{(k)}(t) + jd_{Q,2}^{(k)}(t) \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times e^{j \left(2\pi \left(f_c - \frac{k}{T_{sym}} \right) t + \phi_{A,k} \right)} \right\} \right] \\ &+ \text{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \alpha_{B,k} \sqrt{\frac{E_{s,t}}{2}} \left(d_{I,1}^{(k)}(t) - jd_{Q,1}^{(k)}(t) \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times e^{j \left(2\pi \left(f_c - \frac{k}{T_{sym}} \right) t + \phi_{B,k} \right)} \right\} \right] \\ &+ n_I(t) \cos(2\pi f_c t) - n_Q(t) \sin(2\pi f_c t). \end{aligned} \quad (21)$$

식 (20), (21)에서 $E_{s,t}$ 는 각 변조방식에 따라 정규화된 송신신호의 심볼 에너지이며 $d_{I,1}^{(k)}(t)$ 와 $d_{Q,1}^{(k)}(t)$ 는 $s_{1,k}$ 신호의 I/Q 채널 데이터이고 $d_{I,2}^{(k)}(t)$ 와 $d_{Q,2}^{(k)}(t)$ 는 $s_{2,k}$ 신호의 I/Q 채널 데이터이다. N 은 부 반송파의 수를 의미하며 T_{sym} 는 OFDM 유효 데이터 심볼 구간이다. $\alpha_{A,k}$, $\alpha_{B,k}$ 는 안테나 A 와 B 에서 전송된 k 번째 부 반송파의 페이딩 포락선을 $\phi_{A,k}$, $\phi_{B,k}$ 는 위상을 의미한다. $n_I(t)$ 와 $n_Q(t)$ 는 I/Q채널의 배경잡음이며 분산은 N_0 로 주어진다. 그림 2는 신호 복조를 위한 블록 다이어그램이다.

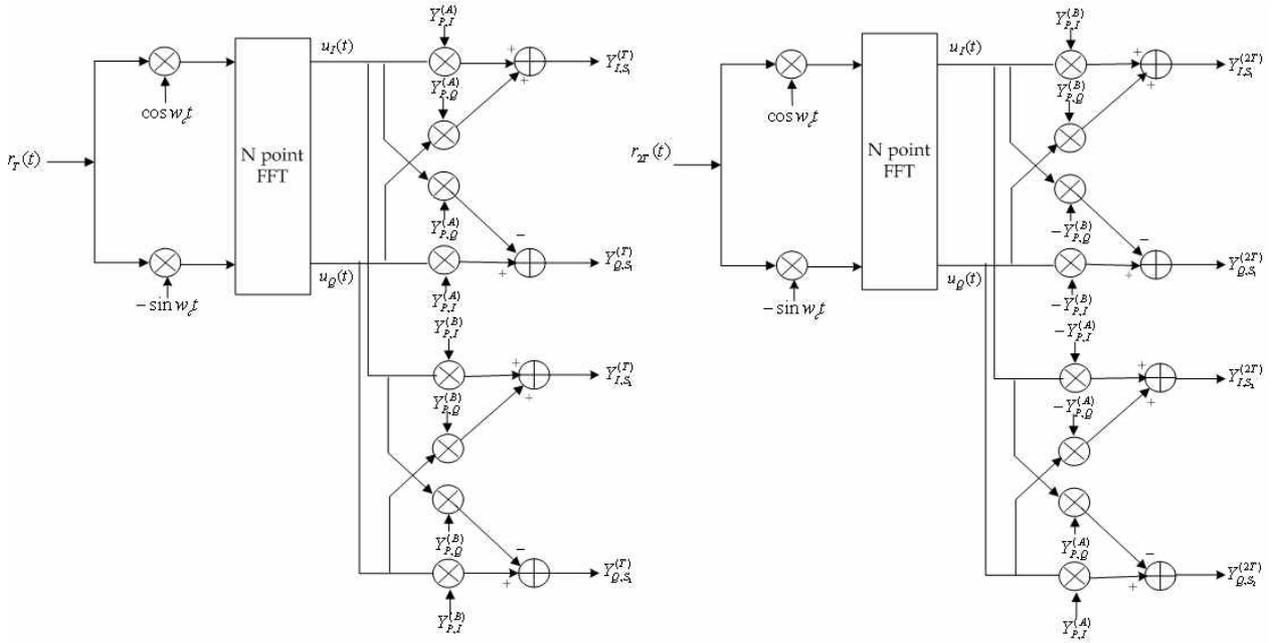


그림 2. 복조기 블록 다이어그램
Fig. 2. A demodulator block diagram

수신 신호는 기저대역으로 주파수 하향 변환되어 FFT를 거친 후 코히어런트 복조 과정을 거쳐 원래 신호로 복원된다. $Y_{P,I}^{(A)}$, $Y_{P,Q}^{(A)}$, $Y_{P,I}^{(B)}$, $Y_{P,Q}^{(B)}$ 는 안테나 A와 B로부터 수신단 사이의 채널 추정값이며 다음과 같이 구하여진다.

$$\begin{aligned}
 Y_{P,I}^{(A)} &= \sum_{n=1}^{N_p} \left\{ \alpha_A \frac{\sqrt{E_{s,p}}}{2\sqrt{2}} \left\{ \left(d_{P,I}^{(A)} \right)^2 + \left(d_{P,Q}^{(A)} \right)^2 \right\} \right. \\
 &\quad \left. \times \cos \varphi_A + n_{Y_{P,I}^{(A)}} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{E_{s,p}} N_p d_p^2}{\sqrt{2}} \tilde{\alpha}_A \cos \tilde{\varphi}_A, \\
 Y_{P,Q}^{(A)} &= \sum_{n=1}^{N_p} \left\{ \alpha_A \frac{\sqrt{E_{s,p}}}{2\sqrt{2}} \left\{ \left(d_{P,Q}^{(A)} \right)^2 + \left(d_{P,I}^{(A)} \right)^2 \right\} \right. \\
 &\quad \left. \times \sin \varphi_A + n_{Y_{P,Q}^{(A)}} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{E_{s,p}} N_p d_p^2}{\sqrt{2}} \tilde{\alpha}_A \sin \tilde{\varphi}_A
 \end{aligned}$$

(22)

$$\begin{aligned}
 Y_{P,I}^{(B)} &= \sum_{n=1}^{N_p} \left\{ \alpha_B \frac{\sqrt{E_{s,p}}}{2\sqrt{2}} \left\{ \left(d_{P,I}^{(B)} \right)^2 + \left(d_{P,Q}^{(B)} \right)^2 \right\} \right. \\
 &\quad \left. \times \cos \varphi_B + n_{Y_{P,I}^{(B)}} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{E_{s,p}} N_p d_p^2}{\sqrt{2}} \tilde{\alpha}_B \cos \tilde{\varphi}_B, \\
 Y_{P,Q}^{(B)} &= \sum_{n=1}^{N_p} \left\{ \alpha_B \frac{\sqrt{E_{s,p}}}{2\sqrt{2}} \left\{ \left(d_{P,Q}^{(B)} \right)^2 + \left(d_{P,I}^{(B)} \right)^2 \right\} \right. \\
 &\quad \left. \times \sin \varphi_B + n_{Y_{P,Q}^{(B)}} \right\} \\
 &= \frac{\sqrt{E_{s,p}} N_p d_p^2}{\sqrt{2}} \tilde{\alpha}_B \sin \tilde{\varphi}_B.
 \end{aligned}$$

(23)

식 (22), (23)에서 $d_p^2 = (d_{P,I}^{(A)})^2 = (d_{P,Q}^{(A)})^2 = (d_{P,I}^{(B)})^2 = (d_{P,Q}^{(B)})^2$ 이며 N_p 는 파일럿 심벌 수이다. d_p 는 변조 방식에 따라 QPSK=1, 8PSK=3, 16QAM=3, 64QAM=7, 256QAM=15 로 정의한다. 이때 $n_{Y_{P,I}^{(A)}}$,

$n_{Y_{P,Q}}^{(A)}$, $n_{Y_{P,I}}^{(B)}$, $n_{Y_{P,Q}}^{(B)}$ 의 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E \left[n_{Y_{P,I}}^{(A)} \right] &= E \left[n_{Y_{P,Q}}^{(A)} \right] = E \left[n_{Y_{P,I}}^{(B)} \right] = E \left[n_{Y_{P,Q}}^{(B)} \right] \\ &= \frac{1}{2} N_0 d_p^2 \end{aligned} \quad (24)$$

채널 추정이 완벽하다고 가정하면 송신신호 s_1 와 s_2 에 대한 I/Q 복조기 출력은 아래의 식 (25), (26)과 같이 모델링 된다.

$$\begin{aligned} Y_{I,S_1} &= Y_{I,S_1}^{(T)} + Y_{I,S_1}^{(2T)} \\ &= \frac{1}{4} E_s d_p^2 N_P (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) d_{I,1}(t) + n_{I,S_1}, \\ Y_{Q,S_1} &= Y_{Q,S_1}^{(T)} + Y_{Q,S_1}^{(2T)} \\ &= \frac{1}{4} E_s d_p^2 N_P (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) d_{Q,1}(t) + n_{Q,S_1}. \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} Y_{I,S_2} &= Y_{I,S_2}^{(T)} + Y_{I,S_2}^{(2T)} \\ &= \frac{1}{4} E_s d_p^2 N_P (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) d_{I,2}(t) + n_{I,S_2}, \\ Y_{Q,S_2} &= Y_{Q,S_2}^{(T)} + Y_{Q,S_2}^{(2T)} \\ &= \frac{1}{4} E_s d_p^2 N_P (\alpha_A^2 + \alpha_B^2) d_{Q,2}(t) + n_{Q,S_2}. \end{aligned} \quad (26)$$

이때, 잡음의 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} E \left[n_{I,S_1}^2 \right] &= E \left[n_{Q,S_1}^2 \right] = E \left[n_{I,S_2}^2 \right] = E \left[n_{Q,S_2}^2 \right] \\ &= \frac{1}{8} E_{s,p} N_0 d_p^4 N_P^2 (\alpha_A^2 + \alpha_B^2). \end{aligned} \quad (27)$$

IV. STBC-OFDM 시스템의 성능 분석

IV장에서는 주파수 선택성 레일라이 환경에서 전송율에 따른 각 STBC-OFDM 방식의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다. 아울러, 동일한 변조방식을 채택하였을 경우 각 STBC-OFDM 방식의 성능도 비교, 분석한다. 그림 3은 시뮬레이션에 사용된 OFDM 시스템의 프레임 구조와 STBC 기법의 부호

화 단위를 나타낸다.

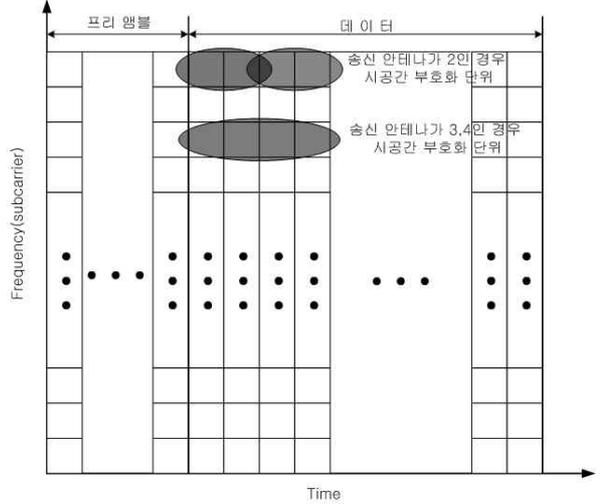


그림 3. STBC-OFDM 시스템의 블록 다이어그램
Fig. 3. Block diagram for STBC-OFDM system

시뮬레이션에서 각 부 반송파 마다 슬롯은 4개의 파일럿 심볼과 16개의 데이터 심볼로 구성된다. 파일럿 심볼은 각 안테나로부터 수신기까지의 채널을 추정하기 위해 시간영역에서 직교성을 갖도록 구성된다. 전송율에 따른 STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교, 분석하기 위해 OFDM 파라미터를 표 1과 같이 정의하였다.

표 1. OFDM 시스템의 주요 파라미터

Table 1. OFDM system parameter

총 대역폭	20 MHz
Sampling period	0.05 us
유효 심볼 구간	256 / 12.8 us
보호구간 길이	64 / 3.2 us
부 반송파 주파수 간격	78.125 KHz
전송율	2, 3, 4 bps / Hz
변조 방식	QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM

성능 비교를 위한 전송율은 2bps/Hz, 3bps/Hz, 4bps/Hz를 선택하였으며 변조방식은 QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM을 사용한다. 보호구간 (guard interval)은 실외 이동통신 환경을 고려하여 3.2 us으로 설정한다[10][11]. FFT 크기는 256이며

전송 주파수는 3GHz로 정의한다. 전파경로 수는 3으로 설정하며 각 경로의 지연 시간은 0 us, 0.1 us, 0.5 us 이고 각 경로간 신호의 세기는 0.6, 0.3, 0.1의 비율을 갖도록 설정한다. 전송율에 따른 변조방식은 표 2와 같다.

표 2. 전송율에 따른 변조방식

Table 2. A modulation scheme v.s. transmission rate

STBC방식	변 조		
	2bps/Hz	3bps/Hz	4bps/Hz
Alamouti	QPSK	8PSK	16QAM
Tarokh	16QAM	64QAM	256QAM
준 직교코드	QPSK	8PSK	16QAM

그림 4는 2bps/Hz의 전송율에 대해 채널추정이 완벽하다고 가정할 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능을 나타낸 것이다. 그림으로부터 전송율이 2bps/Hz인 경우에는 송신 안테나를 4개 사용한 Tarokh 방식이 가장 성능이 우수함을 알 수 있다. 즉, 송신 안테나를 4개 사용한 Tarokh 방식이 3개를 사용한 Tarokh 방식보다 목표 BER (target BER) 10^{-2} 에서 0.5dB 가량, 준 직교코드 방식에 비해서는 1.5dB 가량, Alamouti 방식에 비해서는 1.8dB 가량 성능이 우수함을 알 수 있으며 목표 BER이 낮아 질수록 성능의 차이는 더욱 커짐을 알 수 있다. 4개의 안테나를 사용하는 Tarokh 방식이 16QAM 변조 방식을 사용함에도 불구하고 동일한 수의 안테나를 사용하는 준 직교코드 방식에 비해 성능이 우수한 것은 부호화 과정에서 신호의 반복으로 인한 신호 대 잡음비의 증가와 준 직교코드 방식이 갖는 간섭성분으로 인한 성능 저하 때문이다.

그림 5는 동일한 조건에서 채널추정 오차를 고려할 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다. 그림으로부터 직교코드를 사용하는 방식의 경우 목표 BER (target BER) 10^{-2} 에서 채널추정 오차에 의해 약 1.5~2dB, 준 직교코드 방식의 경우 약 3dB 가량의 성능 저하가 발생함을 알 수 있다. 또한, 채널추정 오차를 고려할 경우 준 직교코드 방식은 Alamouti 방식에 비해서도 성능이 저하됨을 알 수 있으며 이러한 이유는 준 직교코드 방식의 경우 채널추정 오차에 의한 성능 저하가 직교코드 방식에 비해

더 커지기 때문이다.

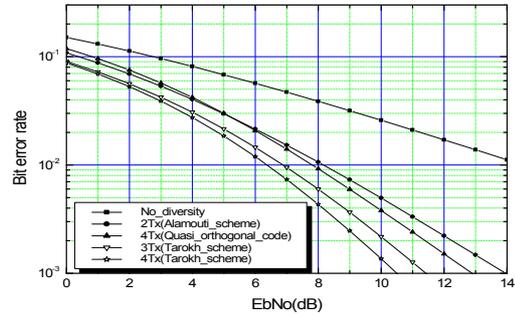


그림 4. 채널추정이 완벽한 경우 STBC-OFDM의 성능 비교(2bps/Hz)

Fig. 4. Performance comparison of STBC-OFDM in case of perfect channel estimation for 2bps/Hz

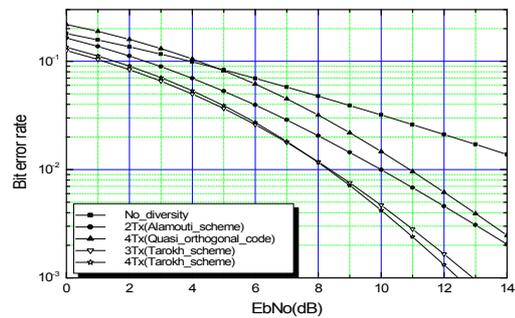


그림 5. 채널추정 오차를 고려한 경우 STBC-OFDM의 성능 비교(2bps/Hz)

Fig. 5. Performance comparison of STBC-OFDM in case of channel estimation error for 2bps/Hz

그림 6은 3bps/Hz 전송율에 대한 채널추정 오차를 고려할 경우, STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다. 그림에서 Alamouti 방식이 다른 방식에 비해 0.5dB 가량 성능이 우수한 것을 확인할 수 있다. Tarokh 방식의 경우 64QAM 변조방식을 사용하므로 다른 방식에 비해 고차 변조에 따른 성능 저하가 크게 발생하며 준 직교코드 방식의 경우는 채널추정 오차에 의한 영향으로 성능이 저하됨을 알 수 있다.

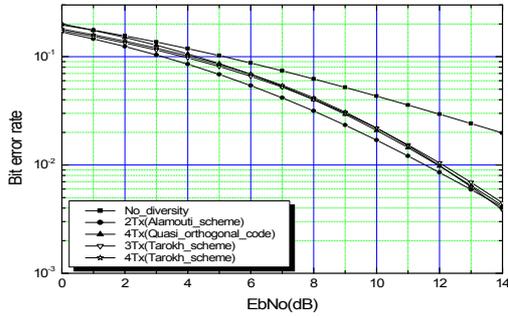


그림 6. 전송율이 3bps/Hz인 경우 STBC-OFDM의 성능 비교

Fig. 6. Performance comparison of STBC-OFDM for 3bps/Hz

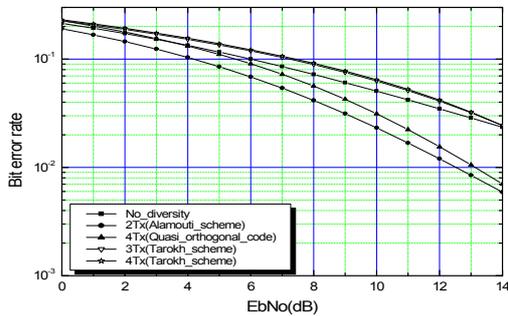


그림 7. 전송율이 4bps/Hz인 경우 STBC-OFDM의 성능 비교

Fig. 7. Performance comparison of STBC-OFDM for 4bps/Hz

그림 7은 4bps/Hz 전송율에 대해 채널추정 오차를 고려할 경우, STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다. 이 경우에는 Alamouti 방식이 준 직교코드 방식에 비해 1dB, Tarokh 방식에 비해 4~5dB 가량 성능이 우수한 것을 확인할 수 있다. Tarokh 방식의 경우 단일 안테나를 사용하는 경우에 비해서도 성능이 저하되며 이러한 이유는 256 QAM과 같은 고차의 변조방식을 사용함으로써 다른 방식에 비해 성능 저하가 크게 발생하기 때문이다. 결론적으로, 낮은 전송율(2bps/Hz)에서는 QPSK에서 16QAM까지 비교적 저차의 변조방식들이 사용되므로 다이버시티에 따른 이득이 변조 차수의 증가에 따른 성능 저하보다 커지게 되며 따라서, Tarokh의 방식이 가장 우수한 성능을 나

타내게 된다. 반면, 4bps/Hz와 같이 높은 전송율의 경우에는 16QAM에서 256QAM까지 비교적 고차의 변조방식을 사용함으로써 다이버시티에 따른 이득이 변조 차수의 증가에 따른 성능의 저하보다 훨씬 작게 되며 따라서 이 경우에는 Alamouti의 방식이 가장 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있다

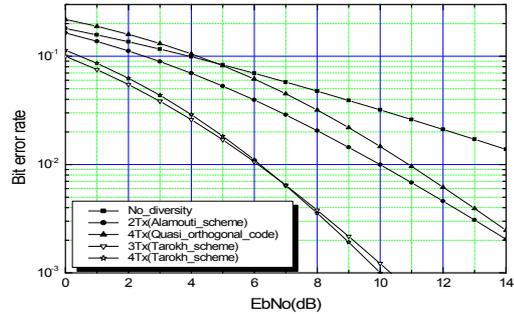


그림 8. QPSK 변조를 수행한 경우 STBC-OFDM의 성능비교

Fig. 8. Performance comparison of STBC-OFDM with QPSK modulation

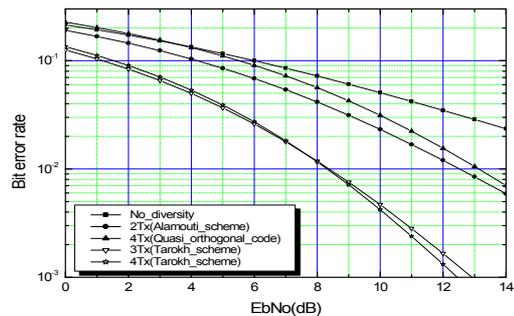


그림 9. 16QAM 변조를 수행한 경우 STBC-OFDM의 성능비교

Fig. 9. Performance comparison of STBC-OFDM with 16QAM modulation

그림 8과 그림 9는 동일한 변조방식을 사용하였을 때 STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다. 두 경우 모두에서 Tarokh 방식(3개 안테나 혹은 4개 안테나)이 다른 방식에 비해 4~5dB 가량 성능이 우수하였다. 동일한 변조방식을 사용할 경우에는 성능이 시스템에서 제공하는 송신 다이버시티 이득에 의

해서 주로 결정되므로 다이버시티 이득이 가장 큰 Tarokh 방식의 성능이 가장 우수하게 된다. 한편, 그림에서 송신 안테나가 3개일 경우와 4개일 경우 Tarokh 방식의 성능이 서로 비슷함을 알 수 있다. 이러한 이유는 송신 안테나가 4개일 경우 다이버시티 이득은 다소 증가하나 각 안테나의 파일릿 신호 에너지가 3개일 경우에 비해 상대적으로 작아지므로 채널 추정 오차가 증가하기 때문이다.

V. 결론

본 논문에서는 이동통신 환경에서 채널추정 오차를 고려하여 STBC-OFDM 방식들의 전송율에 따른 성능을 시뮬레이션을 통해 비교하고 분석하였다. 또한, 동일한 변조방식을 채택하였을 경우 각 방식들의 성능도 비교, 분석하였다. 먼저, 2bps/Hz와 같은 저속 전송율의 경우에는 송신 안테나가 4개인 Tarokh 방식이 가장 성능이 우수한 반면, 3bps/Hz 혹은 4bps/Hz의 고속 전송율의 경우에는 Alamouti 방식이 다른 방식에 비해 성능이 가장 우수하였다. 또한, 준 직교코드 방식의 경우는 채널추정 오차에 따른 간섭성분의 증가로 인해 성능이 채널추정 오차에 매우 민감함을 알 수 있었다. 한편, 동일한 변조방식을 사용할 경우에는 다이버시티 이득으로 인해 Tarokh 방식의 성능이 다른 방식들에 비해 목표 BER 10^{-2} 에서 4~5dB 가량 우수한 성능을 나타내었다.

참고 문헌

- [1] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communication", *IEEE journal on select Areas in Communication*, vol. 16, no. 8, pp.1451-1458, October 1988.
- [2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderback, "Space Time Block Codes from Orthogonal Designs", *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [3] C. B. Papadias, G. J. Foschini, "A Space-Time coding approach for Systems employing four transmit antennas", *2001 IEEE International Conference*, vol. 4, pp. 2481-2484, May 2001.
- [4] H. Jafarkhani, "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code", *IEEE Transaction on Communication*, vol. 49, pp. 1-4, January 2001.
- [5] IEEE 802.11a, *High Speed Physical Layer in the 5GHz Band*, 1999.
- [6] IEEE 802.16ab-01/01r1, *An Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Part A: Systems between 2 and 11GHz*, July 2001.
- [7] W. W. Lu, "Fourth-generation mobile initiatives and technologies," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. 104-105, March 2002.
- [8] F. W. Vook, T. A. Thomas, "Transmit Diversity Scheme for Broadband Mobile Communication systems," *IEEE Vehicular Technology Conference, 2000. VTS-Fall VTC 2000*, vol. 6, pp. 2523-2529, September 2000.
- [9] Z. Xiangyang, F. W. Vook, S. Roupette-Leveil, K. Gosse, "Transmit Diversity and Spatial Multiplexing in Four-Transmit-Antenna OFDM", *Proc. IEEE International Conference on Communication, ICC 2003*, vol. 4, pp. 2316-2320, 2003.
- [10] D. Lacroix, C. L. Despins, G. Y. Delisle, V. Spiegel, "Impulse Response Measurements in the UHF and SHF Bands for Outdoor Microcellular Quasi-static Environment," *Proc. Global Telecommunications Conference, 1997. GLOBECOM 97*, vol. 3, pp. 1548-1588, 1997.
- [11] S. Ichitsubi, T. Furuno, T. Taga, R. Kawassaki, "Multipath Propagation Model for Line-of-Sight Street Microcells in Urban Area," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 422-427, March 2000.

이 상 호(李商胡)



2002년: 한국항공대학교 항공통신
정보공학과 (공학사)
2002~2004년: 한국항공대학교 정
보 통신공학과(공학석사)
2004년~현재: 삼성전자 네트워크
사업부
관심분야: Transmit diversity,
CDMA, OFDM등

정 호 철(鄭昊哲)



2003년: 한국항공대학교 항공전자
공학과 (공학사)
2004년~현재: 한국항공대학교 정
보 통신공학과(석사과정)
관심분야: Transmit Diversity,
OFDM

박 형 래(朴亨來)



1982년: 한국항공대학교 전자공학
과(공학사)
1985년: 연세대학교 전자공학과
(공학석사)
1993년: 미국 Syracuse
University, 전기공학과(공학박사)
1985년~1998년: 한국전자통신연구
원 책임연구원 (신호기술연구실장)
1999~2000년: (주)씨앤에스테크놀로지 전무이사
2001~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학
부 조교수
관심분야: 신호처리 CDMA 모델설계, 스마트 안테나,
레이다 신호처리 등

김 종 호(金鍾昊)



1982년: 충남대 전자공학과
(공학사)
1988년: 충남대 전자공학과
(공학석사)
1989~현재: 한국전자통신연구원
선임연구원
관심분야: 전파특성, 전파간섭 및
주파수 공유, 디지털신호처리