DBpia

레일라이 페이딩 환경에서 OFDM 시스템을 위한 시공간 블록 코드의 성능 비교, 분석

학생회원 김 영 선*, 정 호 철*, 준회원 이 상 호**, 정회원 김 창 주***, 박 형 래*

A Comparative Performance Analysis of Space-Time Block Codes for OFDM Systems Under Rayleigh Fading Environments

Young-Sun Kim*, Ho-Chul Jung* *Student Members*
Sang-Ho Lee** *Associate Member,* Chang-Ju Kim***, Hyung-Rae Park* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 여러 STBC 기법들을 OFDM 시스템에 적용하여 STBC-OFDM 시스템을 설계하고 레일라이 페이딩 환경에서 채널추정 오차를 고려하여 각 시스템의 성능을 비교, 분석한다. 먼저, 대표적인 STBC 방식들에 대한 시공간 부호화와 복조 알고리즘을 고찰한다 또한, 이동통신 환경을 고려하여 OFDM 파라메타를 설정하고 전송율에 따라 QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM 등의 변조방식을 선택할 수 있도록 STBC-OFDM 시스템을 설계하며 STBC-OFDM 시스템의 데이터 복조기와 채널 추정기의 구조를 제시한다 끝으로, 레일라이 환경에서 전송율과 수신 안테나의 수에 따른 STBC-OFDM 시스템의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다

Key Words STBC, MMO, OFDM

ABSTRACT

In this paper we design STBC-OFDM systems by applying several STBC schemes to the OFDM system and show their comparative analysis results obtained through computer simulations under Rayleigh fading environments, considering the effect of channel estimation error. We first consider the space-time coding algorithms of major STBC schemes, together with their demodulation algorithms We then select the OFDM parameters considering mobile environments and design the STBC-OFDM systems by choosing one of digital modulation schemes such as QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, and 256QAM according to the transmission rate, and describe the block diagrams of the demodulator and channel estimator We finally compare and analyze the BER performances of the STBC-OFDM systems according to the transmission rate and the number of receive antennas

I. 서 론

최근 들어 4세대 이동통신시스템의 핵심 기술인 multiple-input multiple-output (MIMO) 기술에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[1]-[7] MIMO 기술은 BLAST 기법으로 대표되는 공간 다중화 (spatial multiplexing) 기법과[1]-[3] 송신신호를 시공간 부호화 (space-time coding)하여 다중 안테나를 통해 전송하는 space-time block code (STBC) 기법으로[4]-[7] 대별할 수 있다 공간 다중화 기법은 다수의 송신

* 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부(hrpark@mail hangkong.ac kr), ** 삼성전자 네트웍 사업부
*** 한국전자통신연구원 전파기술연구그룹
논문번호 KICS2004-07-002, 접수일자 2004년 7월 20일
※본 논문은 2004년도 한국전자통신연구원의 지원에 의하여 연구되었음 (0101-2004-024)

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

안테나를 통해 서로 독립적으로 데이터를 전송함으로써 전송율을 획기적으로 높일 수 있는 방식이나 수신 안테나의 수가 송신 안테나의 수 보다 많아야 하는 제약이 있을 뿐 아니라 간섭을 제거하기 위한 복조 알고리즘이 매우 복잡한 단점이 있다[1]-[3]. 이에 반해 STBC 기법은 송신신호를 시공간 영역에서 적절히 부호화하여 다중 안테나를 통해 전송함으로써 수신기에서 쉽게 다이버시티 이득을 얻을 수 있으며 이를 통해 스펙트럼 효율이 높은 고차의 변조방식을 채택함으로써 궁극적으로 전송 효율을 향상시키는 방식이다 또한, STBC 기법은 수신 안테나의 수에 아무런 제약이 없으므로 다수의 수신 안테나를 채택하기 어려운 이동 단말기에 적합한 방식이다 STBC 기법은 Alamouti에 의해 처음 제안되었으며 Alamouti의 방식은 2개의 송신 안테나에만 적용이 가능하다[4] 이 후 Tarokh에 의해 3개 혹은 4개의 송신 안테나에 적용할 수 있는 방식이 제안되었다[5],[6] Alamouti와 Tarokh에 의해 제안된 방식은 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[5],[6] 이러한 단점을 보완하기 위해 Papadias 등은 전송율의 손실이 발생하지 않는 준 직교코드 (quasi-orthogonal code)를 사용하는 부호화 방식을 제안하였다[7],[8] 그러나 준 직교코드 방식은 복조 과정에서 추가적인 간섭제거 과정이 필요하므로 직교코드 방식에 비해 복조기의 복잡도가 증가할 뿐 아니라 채널추정 오차에 민감한 단점이 있다[7],[8].

한편, orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) 방식은 주파수 선택성 페이딩 환경에 효과적으로 대처할 수 있을 뿐 아니라 고속 퓨리에 변환 (FFT)을 사용하여 효율적으로 구현할 수 있기 때문에 고속 데이터 전송을 위한 무선 랜 시스템과[9],[10] 디지털 방송 시스템[11] 등에 널리 적용되어 왔으며 최근에는 고속 데이터 전송이 필수적인 4세대 이동통신시스템의 전송방식으로 유력시되고 있다[12] 이에 따라, STBC 기법을 OFDM 방식에 적용하기 위한 연구가 최근 들어 활발히 진행되고 있으나[13]-[15] STBC 기법간의 체계적인 성능 비교가 거의 없을 뿐 아니라 대부분의 경우, 채널추정이 완벽한 이상적인 경우를 가정하였다[6]-[8] 그러나 모든 STBC 시스템은 주어진 프리엠블을 이용하여 채널을 추정하므로 채널추정 오차가 필연적으로 발생할 뿐 아니라, 추정 오차의 영향이 STBC 방식별로 현저히 다르므로 정확한 성능 비교를 위해서는 채널추정 오차를 고려하여야 한다. 본 논문에서는 STBC 기법을 OFDM 시스템에 적용하였을 때 레일라이 페이딩 환경에서 채널추정 오차를 고려하여 각 방식의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다 먼저, 아동통신 환경을 고려하여[16],[17] OFDM 시스템 파라메타를 설정하고 2bps/Hz에서 4bps/Hz까지의 전송속도 별로 적절한 변조방식을 각 STBC 기법에 적용한다 끝으로, 설계된 STBC-OFDM 시스템의 성능을 레일라이 환경에서 채널추정 오차를 고려하여 전송율과 수신 안테나의 수에 따라 비교, 분석한다 본 논문의 구성은 다음과 같다 II장에서는 대표적인 STBC 기법의 시공간 부호화 방식과 각각의 복조 알고리즘에 대해 고찰한다. III장에서는 STBC-OFDM 시스템과 수신신호 모델, 복조기 및 채널 추정기의 구조에 대해 기술한다. 또한, IV장에서는 STBC-OFDM 시스템의 파라메타를 설정하고 이에 따른 성능분석 시뮬레이션과 분석을 수행하며, 끝으로 V장에서 결론을 제시한다.

II. STBC 기법의 부호화 및 복조 방식

1 Alamouti 방식

Alamouti 방식은 2개의 송신 안테나에 적용이 가능한 방식이며 시공간 부호화 과정은 다음의 식으로 표현된다[4].

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}. \tag{1}$$

위 식에서 s_1과 s_2는 전송하고자 하는 복소심볼, 기호 *는 공액 복소수, 행은 전송시간, 열은 송신 안테나를 각각 의미한다 전송 시간 t와 $t+T$ (T 심볼 주기)에서 기저 대역 수신신호 u_1과 u_2는 아래와 같이 벡터로 표현할 수 있다

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_A s_1 + h_B s_2 + n_1 \\ -h_A s_2^* + h_B s_1^* + n_2 \end{bmatrix}. \tag{2}$$

식(2)에서 h_A와 h_B는 안테나 A, B와 수신기 사이의 복소 채널응답 특성, n_1과 n_2는 시간 t와

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

$t+T$에서의 복소 잡음을 각각 의미한다. 신호를 복조하기 위해 수신신호를 다음과 같이 변형한다

$$\mathbf{u}' = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_A & h_B \\ h_B^* & -h_A^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} = \mathbf{Hs} + \mathbf{n}'. \quad (3)$$

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

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

위 식에서 α_A와 α_B는 안테나 A와 B로부터 수신된 신호의 페이딩 포락선을 의미하며 복조된 신호는 두 개의 전송 안테나에 의한 다이버시티 이득을 가짐을 알 수 있다. 이 때, 잡음 성분의 공분산 행렬 (covariance matrix)은 다음과 같다.

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

2 Tarokh Scheme

Alamouti 방식이 송신 안테나가 2개인 경우에 적용 가능한 반면, Tarokh에 의해 제안된 방식은 3개 혹은 4개의 송신 안테나에 적용이 가능하다. Tarokh 방식은 Alamouti 방식과 마찬가지로 복조 과정에서 직교성이 유지되도록 설계되어 복조과정이 단순한 선형계산으로 구현되지만 전송율의 손실이 발생하는 단점을 가지고 있다 Tarokh 방식에서 시공간 부호화 방식은 안테나의 수가 3개와 4개인 경우, 다음과 같이 각각 나타낼 수 있다[5],[6].

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

위 식에서 s_1, s_2, s_3, s_4는 각각 송신하고자 하는 복소 심볼을 나타낸다. Tarokh 방식은 송신 안테나의 수에 상관없이 동일한 방법으로 신호를 복조할 수 있으므로 송신 안테나가 3개인 경우에 대해서만 복조 과정을 설명한다. 먼저, 전송 시간 t에서 $t+7T$ 동안 기저대역 수신신호 $u_1 \sim u_8$은 아래와 같이 벡터로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \\ u_6 \\ u_7 \\ u_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_A s_1 + h_B s_2 + h_C s_3 + n_1 \\ -h_A s_2 + h_B s_1 - h_C s_4 + n_2 \\ -h_A s_3 + h_B s_4 + h_C s_1 + n_3 \\ -h_A s_4 - h_B s_3 + h_C s_2 + n_4 \\ h_A s_1^* + h_B s_2^* + h_C s_3^* + n_5 \\ -h_A s_2^* + h_B s_1^* - h_C s_4^* + n_6 \\ -h_A s_3^* + h_B s_4^* + h_C s_1^* + n_7 \\ -h_A s_4^* - h_B s_3^* + h_C s_2^* + n_8 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

위 식에서 h_A, h_B, h_C는 안테나 A, B, C와 수신기 사이의 복소 채널응답 특성을 나타내며 n_{1-8}은 복소 잡음을 의미한다. 신호를 복조하기 위해 수신신호를 다음과 같이 변형한다.

$$\mathbf{u}' = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5^* \\ u_6^* \\ u_7^* \\ u_8^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_A & h_B & h_C & 0 \\ h_B & -h_A & 0 & -h_C \\ h_C & 0 & -h_A & h_B \\ 0 & h_C & -h_B & -h_A \\ h_A^* & h_B^* & h_C^* & 0 \\ h_B^* & -h_A^* & 0 & -h_C^* \\ h_C^* & 0 & -h_A^* & h_B^* \\ 0 & h_C^* & -h_B^* & -h_A^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5^* \\ n_6^* \\ n_7^* \\ n_8^* \end{bmatrix}$$
$$= \mathbf{Hs} + \mathbf{n}' \quad (8)$$

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

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

위 식에서 α_A, α_B, α_C는 안테나 A, B, C로부터 수신된 신호의 페이딩 포락선을 각각 의미한다

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

식(9)로부터 복조된 신호는 세 개의 전송 안테나에 의한 다이버시티 이득을 가짐을 알 수 있으며 잡음 성분의 공분산 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$E\left[\mathbf{n}_{\tilde{s}}\mathbf{n}_{\tilde{s}}^{H}\right]=2\left(\alpha_A^2+\alpha_B^2+\alpha_C^2\right)\sigma_n^2\mathbf{I}_{4\times4} \quad (10)$$

식(9)와 식(10)으로부터 Tarokh 방식은 송신 신호의 반복에 의해 전송율이 1/2배로 감소하는 반면 신호 대 잡음비가 2배 향상됨을 알 수 있다.

3 준 직교코드(Quasi-orthogonal code)

Papadias 등에 의해 제안된 준 직교코드 방식은 Tarokh 방식과 달리 전송율의 손실 없이 부호화할 수 있으나 신호복조 과정에서 발생하는 심볼 간 간섭으로 인하여 복조기의 구조가 복잡해지는 단점이 있다[7],[8] 준 직교코드 방식의 부호화 방법은 다음과 같으며[7],[8]

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

기저대역 수신신호 $u_1 \sim u_4$는 다음과 같이 벡터로 나타낼 수 있다

$$\mathbf{u}=\begin{bmatrix}u_1\\u_2\\u_3\\u_4\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}h_As_1+h_Bs_2+h_Cs_3+h_Ds_4+n_1\\h_As_2^*-h_Bs_1^*+h_Cs_4^*-h_Ds_3^*+n_2\\h_As_3-h_Bs_4-h_Cs_1+h_Ds_2+n_3\\h_As_4^*+h_Bs_3^*-h_Cs_2^*-h_Ds_1^*+n_4\end{bmatrix}. \quad (12)$$

위 식에서 h_A, h_B, h_C, h_D는 각각 안테나 A, B, C, D와 수신기 사이의 채널응답 특성을 나타내며 n_{1-4}는 복소 잡음을 의미한다 신호를 복조하기 위해 수신신호를 다음과 같이 변형한다.

$$\mathbf{u}'=\begin{bmatrix}u_1\\u_2^*\\u_3\\u_4^*\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}h_A&h_B&h_C&h_D\\-h_B^*&h_A^*&-h_D^*&h_C^*\\-h_C&h_D&h_A&-h_B\\-h_D^*&-h_C^*&h_B^*&h_A^*\end{bmatrix}\begin{bmatrix}s_1\\s_2\\s_3\\s_4\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}n_1\\n_2^*\\n_3\\n_4^*\end{bmatrix}$$
$$=\mathbf{Hs}+\mathbf{n}' \quad (13)$$

식(13)에서 $E\left[\mathbf{n}'\mathbf{n}'^{H}\right]=\sigma_n^2\mathbf{I}_{4\times4}$ 이며 직교코드와 동일한 방법으로 신호를 복조하면 아래와 같은 결과를 얻을 수 있다.

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

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

$$E\left[\mathbf{n}_{\tilde{s}}\mathbf{n}_{\tilde{s}}^{H}\right]=\left(\alpha_A^2+\alpha_B^2+\alpha_C^2+\alpha_D^2\right)\sigma_n^2\mathbf{I}_{4\times4}. \quad (15)$$

간섭 성분 ϕ를 제거하기 위해 식(14)를 다음과 같이 나타낼 수 있으며

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

이 때 Δ_2 는 다음과 같이 주어진다

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

끝으로, zero-forcing 방법을 이용하여 간섭을 제거하면 신호의 추정치는 다음과 같이 주어진다

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

위 식에서 Δ_2^{-1} 은 다음과 같으며

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

$$\Delta_2^{-1} = \begin{bmatrix} \beta & \delta \\ -\delta & \beta \end{bmatrix} \quad (19)$$

이 때, β 와 δ 는 각각 아래와 같다

$$\beta = \frac{\mu}{\mu^2 + \phi^2}, \quad \delta = \frac{-\phi}{\mu^2 + \phi^2} \quad (20)$$

Ⅲ. STBC-OFDM 시스템 및 복조 방식

1 STBC-OFDM 시스템

STBC-OFDM 시스템의 신호 모델과 복조 과정은 모든 STBC 방식에 대해 동일하므로 본 논문에서는 Alamouti 방식을 적용한 시스템만을 고려한다 본 논문에서 고려하는 STBC-OFDM 시스템의 블록 다이어그램은 다음과 같다.

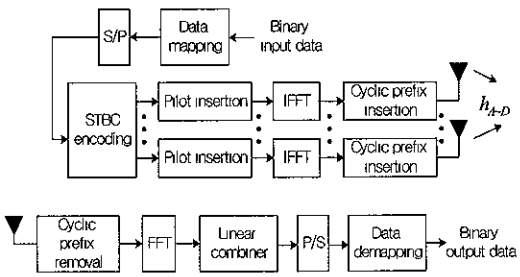


그림 1 STBC-OFDM 시스템의 블록 다이어그램

STBC-OFDM 시스템의 프레임 포맷 과정은 다음과 같다 매 프레임의 시작점에는 채널추정을 위한 프리앰블이 삽입되며 프리앰블 패턴은 모든 부 반송파에 대해 동일하게 설정한다. 각 안테나의 프리앰블 패턴은 안테나 별 채널추정을 위해 시간영역에서 두 심볼 구간 동안 직교성을 유지하도록 설정한다 송신 데이터는 부 반송파의 수에 맞춰 직/병렬 (serial-to-parallel) 변환된 후 부 반송파별로 두 심볼씩 시공간 부호화되며 IFFT (inverse FFT) 과정을 거친 후 cyclic prefix를 삽입하여 안테나별로 전송된다. 수신된 신호는 먼저 cyclic prefix를 제거하고 FFT 과정을 거친 후 코히어런트 복조 과정을 통해 원래의 신호로 복조된다

2 채널 추정 알고리즘

Alamouti 방식을 사용할 경우 프리앰블 영역에서의 RF 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다

$$r(t) = \mathrm{Re}\left[\sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1}\left[\alpha_{A,k}\left\{\sqrt{\frac{E_{s,p}}{2}}\left(d_{p,I}^{(A)}(t) + jd_{p,Q}^{(A)}(t)\right)\right\} \times \exp\left(j\left(2\pi(f_c + \frac{k}{T_{sym}})t + \varphi_{A,k}\right)\right)\right]\right]$$
$$+ \mathrm{Re}\left[\sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1}\left[\alpha_{B,k}\left\{\sqrt{\frac{E_{s,p}}{2}}\left(d_{p,I}^{(B)}(t) + jd_{p,Q}^{(B)}(t)\right)\right\} \times \exp\left(j\left(2\pi(f_c + \frac{k}{T_{sym}})t + \varphi_{B,k}\right)\right)\right]\right]$$
$$+ n_I(t)\cos(2\pi f_c t) - n_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (21)$$

위 식에서 k는 부 반송파 인덱스, N은 부 반송파의 수, $E_{s,p}$는 파일럿 심볼의 에너지, $d_{p,I}^{(A)}(t)$와 $d_{p,Q}^{(A)}(t)$는 안테나 A의 I/Q 채널 파일럿 심볼, $d_{p,I}^{(B)}(t)$와 $d_{p,Q}^{(B)}(t)$는 안테나 B의 I/Q 채널 파일럿 심볼을 각각 나타낸다. 해석의 편의상 파일럿 심볼의 크기는 I/Q 채널 모두 1로 설정하며 이 경우, $E_{s,p}$는 평균 심볼 에너지가 된다 또한, T_{sym}은 OFDM 유효 데이터 심볼 구간, $\alpha_{A,k}$, $\alpha_{B,k}$ 는 안테나 A와 B에서 전송된 k 번째 부 반송파의 페이딩 포락선, $\varphi_{A,k}$, $\varphi_{B,k}$ 는 위상을 각각 나타낸다 $n_I(t)$와 $n_Q(t)$는 I/Q 채널의 배경잡음이며 각각의 분산은 N_0 로 주어진다 그림 2는 안테나 A의 특정 부 반송파에 대한 채널추정을 위한 블록 다이어그램을 나타내며 모든 부 반송파에 대해 동일한 구조를 가지므로 부 반송피 인덱스는 편의상 생략한다.

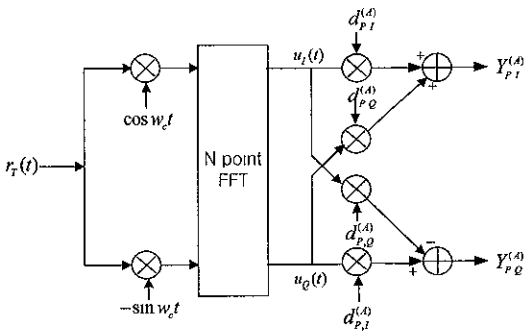


그림 2 채널 추정을 위한 블록 다이어그램

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

그림에서 $Y_{p,I}^{(A)}$와 $Y_{p,Q}^{(A)}$는 안테나 A와 안테나 B의 파일럿 심볼 패턴이 서로 직교할 경우 각각 다음의 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} Y_{P,I}^{(A)} &= \alpha_A N_p \sqrt{E_{s,p}/2}\cos\varphi_A + n_{p,I}^{(A)} \\ &\approx N_p \sqrt{E_{s,p}/2}\tilde{\alpha}_A \cos\tilde{\varphi}_A, \\ Y_{P,Q}^{(A)} &= \alpha_A N_p \sqrt{E_{s,p}/2}\sin\varphi_A + n_{p,Q}^{(A)} \\ &\approx N_p \sqrt{E_{s,p}/2}\tilde{\alpha}_A \sin\tilde{\varphi}_A \end{aligned} \quad (22)$$

위 식에서 N_p는 파일럿 심볼의 수이며 잡음의 분산은 다음과 같다

$$\mathrm{var}\left(n_{p,I}^{(A)}\right) = \mathrm{var}\left(n_{p,Q}^{(B)}\right) = \frac{1}{2}N_p N_0. \quad (23)$$

마찬가지로 안테나 B에 대한 채널추정 결과는 다음과 같이 주어진다

$$\begin{aligned} Y_{P,I}^{(B)} &= \alpha_B N_p \sqrt{E_{s,p}/2}\cos\varphi_B + n_{p,I}^{(B)} \\ &\approx N_p \sqrt{E_{s,p}/2}\tilde{\alpha}_B \cos\tilde{\varphi}_B, \\ Y_{P,Q}^{(B)} &= \alpha_B N_p \sqrt{E_{s,p}/2}\sin\varphi_B + n_{p,Q}^{(B)} \\ &\approx N_p \sqrt{E_{s,p}/2}\tilde{\alpha}_B \sin\tilde{\varphi}_B. \end{aligned} \quad (24)$$

3 데이터 복조 알고리즘

데이터 영역에서의 RF 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다

$$\begin{aligned} r_T(t) = \mathrm{Re}&\left[\sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1}\left[\alpha_{A,k}\left\{\sqrt{\frac{E_{s,t}}{2}}\left(d_{I,1}^{(k)}(t)+jd_{Q,1}^{(k)}(t)\right)\right\}\right.\right. \\ &\left.\left.\times\exp\left(J\left(2\pi(f_c+\frac{k}{T_{sym}})t+\varphi_{A,k}\right)\right)\right]\right] \\ +\mathrm{Re}&\left[\sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1}\left[\alpha_{B,k}\left\{\sqrt{\frac{E_{s,t}}{2}}\left(d_{I,2}^{(k)}(t)+jd_{Q,2}^{(k)}(t)\right)\right\}\right.\right. \\ &\left.\left.\times\exp\left(J\left(2\pi(f_c+\frac{k}{T_{sym}})t+\varphi_{B,k}\right)\right)\right]\right] \\ &+n_I(t)\cos(2\pi f_c t)-n_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} r_{2T}(t) = \mathrm{Re}&\left[\sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1}\left[\alpha_{A,k}\left\{\sqrt{\frac{E_{s,t}}{2}}\left(-d_{I,2}^{(k)}(t)+jd_{Q,2}^{(k)}(t)\right)\right\}\right.\right. \\ &\left.\left.\times\exp\left(J\left(2\pi(f_c+\frac{k}{T_{sym}})t+\varphi_{A,k}\right)\right)\right]\right] \\ +\mathrm{Re}&\left[\sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1}\left[\alpha_{B,k}\left\{\sqrt{\frac{E_{s,t}}{2}}\left(d_{I,1}^{(k)}(t)-jd_{Q,1}^{(k)}(t)\right)\right\}\right.\right. \\ &\left.\left.\times\exp\left(J\left(2\pi(f_c+\frac{k}{T_{sym}})t+\varphi_{B,k}\right)\right)\right]\right] \\ &+n_I(t)\cos(2\pi f_c t)-n_Q(t)\sin(2\pi f_c t). \end{aligned} \quad (26)$$

식 (25) 와 (26)에서 $E_{s,t}$는 평균 심볼 에너지, $d_{I,1}^{(k)}(t)$와 $d_{Q,1}^{(k)}(t)$는 $s_{1,k}$ 신호의 I/Q 채널 데이터, $d_{I,2}^{(k)}(t)$와 $d_{Q,2}^{(k)}(t)$는 $s_{2,k}$ 신호의 I/Q채널 데이터를 각각 나타낸다. 그림 3은 s_1을 복조하기 위한 블록 다이어그램이다.

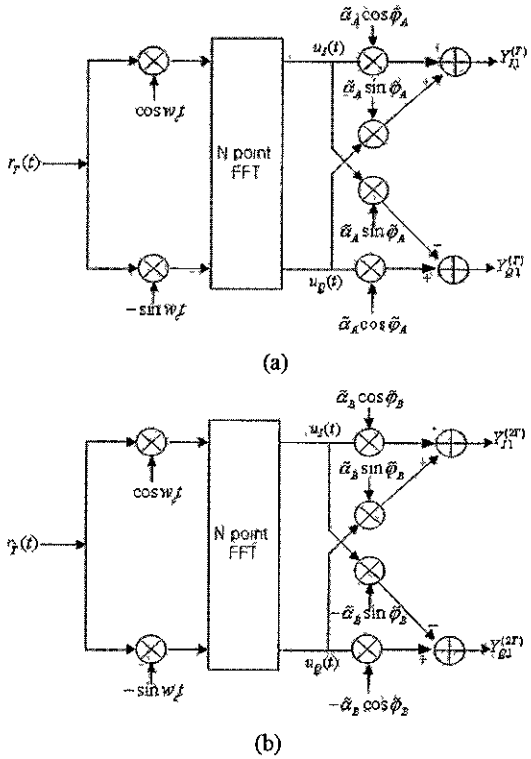


그림 3 복조기 블록 다이어그램

그림에서 $\tilde{\alpha}_A\cos\tilde{\varphi}_A$, $\tilde{\alpha}_A\sin\tilde{\varphi}_A$, $\tilde{\alpha}_B\cos\tilde{\varphi}_B$, $\tilde{\alpha}_B\sin\tilde{\varphi}_B$

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

는 안테나 A와 B로부터 수신된 신호의 특정 부 반송파에서의 채널 추정값이다. RF 수신신호는 먼저 기저대역으로 주파수 하향 변환된 후 FFT 과정을 거친다. 이 후 각 부 반송파 신호에 대해 해당 부 반송파의 채널 추정값을 이용하여 위상보정을 수행함으로써 복소신호 $Y_{I,1}^{(T)} + jY_{Q,1}^{(T)} = \left(\sqrt{E_{s,t}}/2\right)h_A^* u_1$ 과 $Y_{I,1}^{(2T)} + jY_{Q,1}^{(2T)} = \left(\sqrt{E_{s,t}}/2\right)h_B^* u_2$ 를 각각 구하며 두 복소신호를 더함으로써 복소심볼 s_1을 추정할 수 있다. 마찬가지 방법으로 복소심볼 s_2를 추정할 수 있다.

채널추정 오차를 고려하였을 경우 Y_{I,S_1} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} Y_{I,S_1} &= Y_{I,1}^{(T)} + Y_{I,1}^{(2T)} \\ &= \frac{\sqrt{E_{s,t}}}{2} d_{I,1} \left\{ \begin{array}{l} \alpha_A \tilde{\alpha}_A \cos(\varphi_A - \tilde{\varphi}_A) \\ \quad + \alpha_B \tilde{\alpha}_B \cos(\varphi_B - \tilde{\varphi}_B) \end{array} \right\} \\ &\quad - \frac{\sqrt{E_{s,t}}}{2} d_{Q,1} \left\{ \begin{array}{l} \alpha_A \tilde{\alpha}_A \sin(\varphi_A - \tilde{\varphi}_A) \\ \quad - \alpha_B \tilde{\alpha}_B \sin(\varphi_B - \tilde{\varphi}_B) \end{array} \right\} \\ &\quad + \frac{\sqrt{E_{s,t}}}{2} d_{I,2} \left\{ \begin{array}{l} \alpha_B \tilde{\alpha}_A \cos(\varphi_B - \tilde{\varphi}_A) \\ \quad - \alpha_A \tilde{\alpha}_B \cos(\varphi_A - \tilde{\varphi}_B) \end{array} \right\} \\ &\quad - \frac{\sqrt{E_{s,t}}}{2} d_{Q,2} \left\{ \begin{array}{l} \alpha_B \tilde{\alpha}_A \cos(\varphi_B - \tilde{\varphi}_A) \\ \quad + \alpha_A \tilde{\alpha}_B \cos(\varphi_A - \tilde{\varphi}_B) \end{array} \right\} \\ &\quad + n_{I,S_1}. \end{aligned} \tag{27}$$

또한, 채널추정이 완벽하다고 가정하면 송신 신호 s_1과 s_2에 대한 I/Q 복조기 출력은 아래와 같이 모델링 된다.

$$\begin{aligned} Y_{I,S_1} &= Y_{I,1}^{(T)} + Y_{I,1}^{(2T)} = \frac{\sqrt{E_{s,t}}}{2}\left(\alpha_A^2 + \alpha_B^2\right) d_{I,1} + n_{I,S_1}, \\ Y_{Q,S_1} &= Y_{Q,1}^{(T)} + Y_{Q,1}^{(2T)} = \frac{\sqrt{E_{s,t}}}{2}\left(\alpha_A^2 + \alpha_B^2\right) d_{Q,1} + n_{Q,S_1}, \\ Y_{I,S_2} &= Y_{I,2}^{(T)} + Y_{I,2}^{(2T)} = \frac{\sqrt{E_{s,t}}}{2}\left(\alpha_A^2 + \alpha_B^2\right) d_{I,2} + n_{I,S_2}, \\ Y_{Q,S_2} &= Y_{Q,2}^{(T)} + Y_{Q,2}^{(2T)} = \frac{\sqrt{E_{s,t}}}{2}\left(\alpha_A^2 + \alpha_B^2\right) d_{Q,2} + n_{Q,S_2}. \end{aligned} \tag{28}$$

식 (27), (28)에서 잡음의 분산은 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathrm{var}\left(n_{I,S_1}\right) &= \mathrm{var}\left(n_{I,S_2}\right) = \mathrm{var}\left(n_{Q,S_1}\right) = \mathrm{var}\left(n_{Q,S_2}\right) \\ &= \frac{1}{4} N_o \left(\alpha_A^2 + \alpha_B^2\right). \end{aligned} \tag{29}$$

Ⅳ. STBC-OFDM 시스템 설계 및 성능 분석

Ⅳ장에서는 이동통신 환경을 고려하여 STBC-OFDM 시스템의 파라메타를 설정하고 각 시스템의 성능을 레일라이 페이딩 환경에서 전송율과 수신 안테나의 수에 따라 시뮬레이션을 통해 비교, 분석한다. 그림 4는 시뮬레이션에 사용된 OFDM 시스템의 프레임 구조와 STBC 기법의 부호화 단위를 나타낸다.

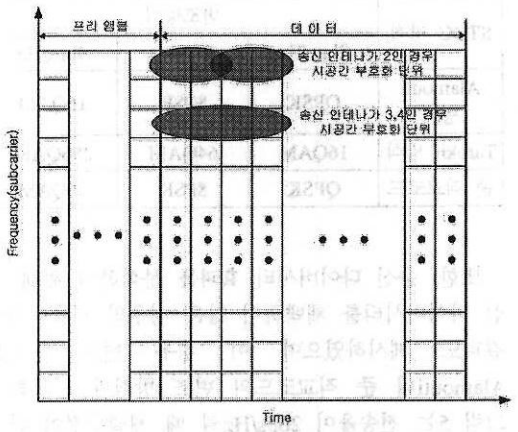


그림 4. OFDM시스템의 프레임 구조

시뮬레이션에서 각 프레임은 부 반송파 마다 4개의 파일럿 심볼 ($N_p = 4$)과 16개의 데이터 심볼로 구성하였다. 이동통신 환경을 고려하여 OFDM 파라메타는 표 1과 같이 정의하였다.

표 1. 주요 OFDM 파라메타

총 대역폭	10MHz
FFT크기 /유효심볼 길이	256/25.6 μs
보호구간 길이	6.4 μs
부반송파 주파수 간격	39.063KHz
전송 주파수	2.5GHz
전송율	2bps/Hz, 3bps/Hz, 4bps/Hz
변조 방식	QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

OFDM 시스템 설계 시 보호구간 길이는 6.4 μs [16],[17]으로 설정하였으며, FFT 크기는 256, 전송 주파수는 2.5GHz로 설정하였다. 주파수 선택성 페이딩 환경을 고려하여 전파경로 수는 3으로 설정하였으며 각각의 경로는 서로 독립적이며 wide-sense stationary하다고 가정하였다. 또한, 각 경로의 상대 지연 시간은 0 μs, 0.5 μs, 2.0 μs, 각 경로의 세기는 0.6, 0.3, 0.1의 비율로 설정하였다. 모든 시뮬레이션에서 파일럿 심볼의 에너지는 트래픽 심볼의 에너지 보다 5dB 높게 설정하였으며 단말기의 이동 속도는 10km/h로 가정하였다. 수신 안테나의 수는 이동 단말기를 고려해 한 개 혹은 두 개로 설정하였다. 전송율에 따른 변조방식은 표 2와 같다.

표 2. 전송율에 따른 변조방식

STBC 방식	변조방식		
	2bps/Hz	3bps/Hz	4bps/Hz
Alamouti 방식	QPSK	8PSK	16QAM
Tarokh 방식	16QAM	64QAM	256QAM
준 직교코드	QPSK	8PSK	16QAM

또한, 송신 다이버시티 효과를 분석하기 위해 송신 다이버시티를 채택하지 않은 경우의 시뮬레이션 결과도 제시하였으며 이 경우 변조 방식은 Alamouti나 준 직교코드의 변조 방식과 동일하다. 그림 5는 전송율이 2bps/Hz일 때 채널추정이 완벽하다고 가정할 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능을 나타낸 것이다. 수신 안테나의 수는 한 개라고 가정하였다. 그림으로부터 전송율이 2bps/Hz에서 채널추정이 완벽할 경우에는 송신 안테나를 4개 사용한 Tarokh 방식이 가장 성능이 우수함을 알 수 있으며 목표 BER이 낮아질수록 성능의 차이는 더욱 커짐을 알 수 있다. 4개의 안테나를 사용하는 Tarokh 방식이 16QAM 변조방식을 사용함에도 불구하고 동일한 수의 안테나를 사용하는 준 직교코드 방식에 비해 성능이 우수한 이유는 부호화 과정에서 신호의 반복으로 인한 신호 대 잡음비의 증가와 준 직교코드 방식이 갖는 간섭성분으로 인한 성능 저하 때문이다.

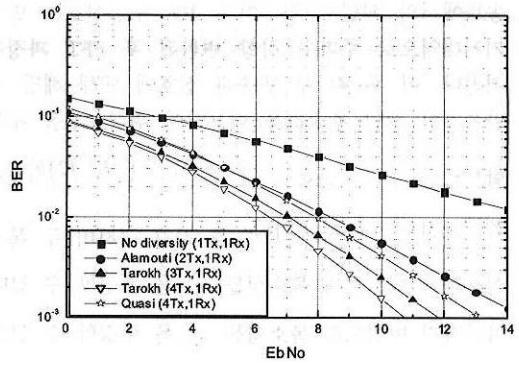


그림 5. 채널추정이 완벽한 경우 STBC-OFDM 방식의 성능 비교 (2bps/Hz, 1Rx Ant.)

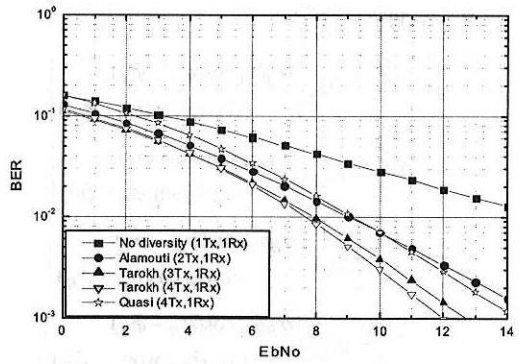


그림 6. 채널추정 오차를 고려할 경우 STBC-OFDM 방식의 성능 비교 (2bps/Hz, 1Rx Ant.)

그림 6은 동일한 조건에서 채널추정 오차를 고려할 경우 STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다. 채널추정은 프리앰블을 이용하여 각각의 부반송파에서 독립적으로 수행되며 채널추정 결과를 이용하여 한 프레임의 데이터에 대해 코히어런트 복조를 수행한다. 채널추정 오차를 고려한 경우에도 Tarokh 방식의 성능이 가장 우수하며 Alamouti와 준 직교코드 방식은 서로 성능이 비슷함을 알 수 있다. 또한, 그림으로부터 목표 BER 10^{-2}에서 채널추정 오차에 의해 Alamouti 방식의 경우, 약 0.6dB, Tarokh 방식의 경우 0.8~1.1dB, 준 직교코드 방식의 경우 약 1.4dB 가량의 성능 저하가 발생하며 준 직교코드 방식이 채널추정 오차에 가장 민감함을 알 수 있다.

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

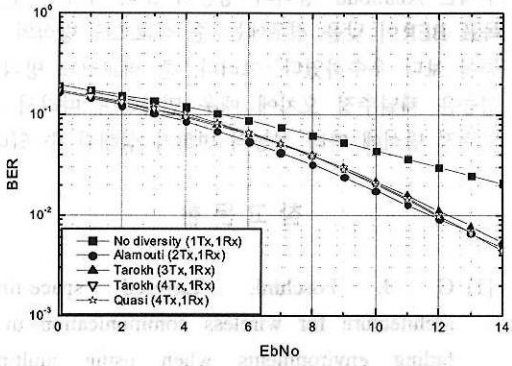


그림 7. 채널추정 오차를 고려할 경우 STBC-OFDM 방식의 성능 비교 (3bps/Hz, 1Rx Ant.)

그림 7은 3bps/Hz 전송율에 대해 채널추정 오차를 고려할 경우, STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다. 이 경우에는 모든 부호화 방식이 비슷한 성능을 보이나 Alamouti 방식의 성능이 다른 방식에 비해 목표 BER 10^{-2}에서 0.2dB 가량 우수함을 알 수 있다. Tarokh 방식의 경우 64QAM 변조방식을 사용하므로 다른 방식에 비해 고차의 변조에 따른 성능 저하가 발생하며 준 직교코드 방식의 경우는 채널추정 오차에 의한 영향으로 성능이 저하됨을 알 수 있다. 그림 8은 4bps/Hz의 전송율에 대해 채널추정 오차를 고려할 경우의 성능을 비교한 것이다. 이 경우에는 Alamouti 방식이 가장 성능이 우수한 것을 확인할 수 있다. Tarokh 방식의 경우 256QAM과 같은 고차의 변조방식을 사용함으로써 송신 다이버시티를 채택하지 않은 경우에 비해서도 성능이 저하됨을 알 수 있다. 결론적으로, 수신 안테나가 한 개일 경우에는 낮은 전송율(2bps/Hz)에서는 QPSK에서 16QAM까지 비교적 저차의 변조방식들이 사용되므로 다이버시티에 따른 이득이 변조 차수의 증가에 따른 성능 저하 보다 커지게 되며 따라서, Tarokh의 방식이 가장 우수한 성능을 나타내게 된다. 반면, 4bps/Hz와 같이 높은 전송율의 경우에는 16QAM에서 256QAM까지 비교적 고차의 변조방식을 사용함으로 다이버시티에 따른 이득이 변조 차수의 증가에 따른 성능의 저하보다 훨씬 작게 되며 따라서 이 경우에는 Alamouti와 준 직교코드 방식의 성능이 가장 우수함을 알 수 있다. 일반적으로 목표 BER이 높을 경우에는 Alamouti 방식의 성능이 우수한 반면, 목표 BER이 낮을 경우에는 준 직교코드 방식의 성능이 보다 우수함을 알 수 있다.

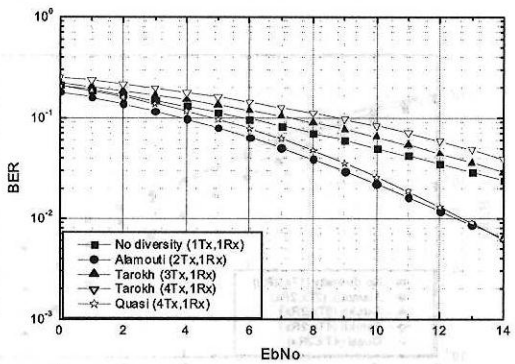


그림 8. 채널추정 오차를 고려할 경우 STBC-OFDM 방식의 성능 비교 (4bps/Hz, 1Rx Ant.)

그림 9에서 그림 11까지는 수신 안테나가 두 개일 때 STBC-OFDM 방식들의 성능을 비교한 것이다.

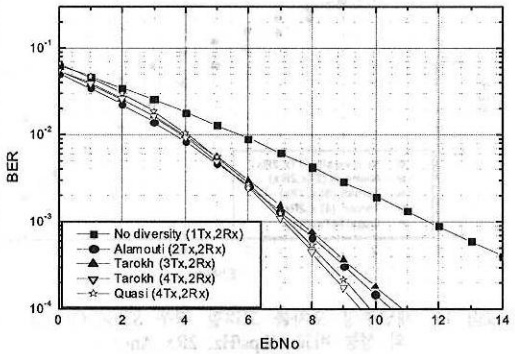


그림 9. 채널추정 오차를 고려할 경우 STBC-OFDM 방식의 성능 비교 (2bps/Hz, 2Rx Ant.)

먼저, 전송율이 2bps/Hz일 경우에는 Tarokh 방식의 성능이 가장 우수하나 방식들 간의 성능 차이는 수신 안테나가 한 개일 경우에 비해 현저히 줄어들었음을 알 수 있다. 반면, 전송율이 3bps/Hz와 4bps/Hz의 경우에는 Alamouti와 준 직교코드 방식의 성능이 훨씬 우수하였다. 이러한 이유는 수신 안테나에 의한 다이버시티 이득으로 인해 송신 다이버시티에 따른 이득의 효과가 상대적으로 줄어들었기 때문이다. 즉, 수신 안테나의 수가 증가할 경우에는 상대적으로 고차의 변조 방식을 채택하면서 송신 다이버시티 이득을 증가시키는 Tarokh 방식에 비해 저차의 변조방식을 채택하는 Alamouti와 준 직교코드 방식이 유리함을 알 수 있다. 또한, 수신 안테나가 한 개인 경우와 마찬가지로 Alamouti와

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

준 직교코드 방식이 성능은 서로 비슷하였다.

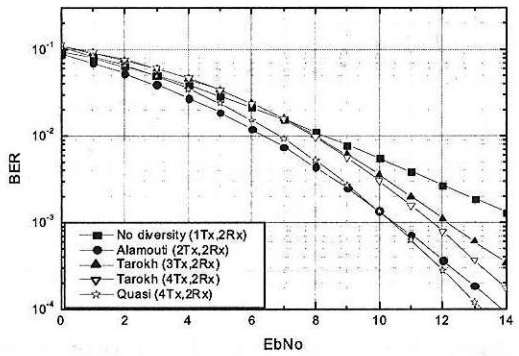


그림 10. 채널추정 오차를 고려할 경우 STBC-OFDM 방식의 성능 비교 (3bps/Hz, 2Rx Ant.)

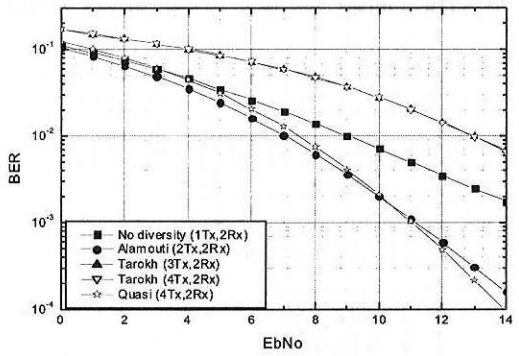


그림 11. 채널추정 오차를 고려할 경우 STBC-OFDM 방식의 성능 비교 (4bps/Hz, 2Rx Ant.)

V. 결 론

본 논문에서는 이동통신 환경에서 채널추정 오차를 고려하여 STBC-OFDM 방식들의 성능을 시뮬레이션을 통해 비교하고 분석하였다. 먼저, 수신 안테나가 한 개일 경우 2bps/Hz와 같은 저속 전송율에서는 Tarokh 방식의 성능이 가장 우수한 반면, 4bps/Hz와 같은 고속의 전송율에서는 Alamouti와 준 직교코드 방식의 성능이 가장 우수하였다. 수신 안테나가 두 개일 경우에는 2bps/Hz의 전송율에서 Tarokh 방식의 성능이 가장 우수하나 성능의 차이는 수신 안테나가 한 개일 경우에 비해 현저히 줄어듬을 알 수 있다. 반면, 3bps/Hz와 4bps/Hz의 경우에는 Alamouti와 준 직교코드 방식의 성능이 훨씬 우수하였다. 일반적으로 Alamouti와 준 직교코드 방식의 성능은 서로 비슷하나 목표 BER이 높을 경우에는 Alamouti 방식의 성능이 보다 우수한 반면 목표 BER이 낮을 경우에는 준 직교코드 방식의 성능이 보다 우수하였다. 그러나, 준 직교코드 방식의 성능은 채널추정 오차에 매우 민감하며 따라서 채널추정 방식에 따라 성능의 변화가 심해질 수 있다.

참 고 문 헌

[1] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environments when using multiple antennas," *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Feb. 1996.

[2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, vol.6, pp. 311-335, Mar. 1998.

[3] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 11, pp. 1841-1852, Nov. 1999.

[4] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[5] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-Time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467. Jul. 1999.

[6] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-Time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.

[7] C. B. Papadias and G. J. Foschini, "A space-time coding approach for systems employing four transmit antennas," in *Proc. ICASSP* '01, vol. 4, pp. 2481-2484, May 2001.

[8] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

block code," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 1-4, Jan. 2001.

[9] IEEE 802.11a, IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Nov. 1997.

[10] ETSI, "Radio equipment and systems, HIgh PErformance Radio local area network (HIPERLAN) Type I," ETS 300-652, Oct. 1996.

[11] ETSI, "Radio broadcasting systems: digital audio broadcasting to mobile, portable and fixed receivers," ETS 300-401, Feb. 1995.

[12] W. W. Lu, "Fourth-generation mobile initiatives and technologies," IEEE Commun. Mag., vol. 40, pp. 104-105, Mar. 2002.

[13] F. W. Vook, T. A. Thomas, "Transmit diversity scheme for broadband mobile communication systems," in Proc. IEEE VTC '00, vol. 6, pp. 2523-2529, Sept. 2000.

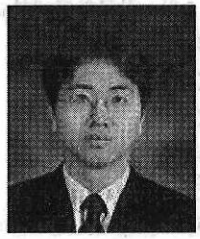
[14] Z. Xiangyang, F. W. Vook, S. Rouquette-Leveil, K. Gosse, "Transmit diversity and spatial multiplexing in four-transmit-antenna OFDM," in Proc. ICC '03, vol. 4, pp. 2316-2320, 2003.

[15] Y. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, no. 3, pp. 461-471, Mar. 1999.

[16] D. Lacroix, C. L. Despins, G. Y. Delisle, V. Spiegel, "Impulse response measurements in the UHF and SHF bands for outdoor microcellular quasi-static enviroment," in Proc. GLOBECOM '97, vol. 3, pp. 1548-1588, 1997.

[17] S. Ichitsubi, T. Furuno, T. Taga, R. Kawassaki, "Multipath propagation model for line-of-sight street microcells in urban area," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 49, pp. 422-427, Mar. 2000.

김 영 선 (Young-Sun Kim) 학생회원



2003년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 졸업
2003년~현재 : 한국항공대학교 정보통신공학과 석사과정

<관심분야> CDMA, 동기, 신호처리

정 호 철 (Ho-Chul Jung) 학생회원

2003년 2월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 졸업
2004년~현재 : 한국항공대학교 정보통신공학과 석사과정

<관심분야> Transmit diversity, OFDM

이 상 호 (Sang-Ho Lee) 준회원

2002년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 졸업
2004년 2월 : 한국항공대학교 정보통신공학과 석사
2004년 3월~현재 : 삼성전자 네트워 사업부

<관심분야> Transmit diversity, CDMA, OFDM

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr

김 창 주 (Chang-Ju Kim) 정회원

1980년 2월 : 한국항공대학교 전자공학과 졸업
1988년 : KAIST 석사
1993년 : KAIST 박사
1979년 12월~1983년 3월 : ADD 연구원
1983년 3월~현재 : ETRI 전파기술연구그룹장
<관심분야> 전파신호처리, CDMA 시스템 해석

박 형 래 (Hyung-Rae Park) 정회원

1982년 2월 : 한국항공대학교 전자공학과 졸업
1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
1993년 : 미국 Syracuse University 전기공학과 박사
1985년~2000년 : 한국전자통신연구원 책임 연구원(신호기술연구실장)
1999년~2000년 : (주)씨앤에스테크놀로지 전무이사
2001년~현재 : 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 조교수
<관심분야> 신호처리, CDMA 모뎀설계, 스마트 안테나, 레이다 신호처리 등.

Copyright (C) 2004 NuriMedia Co., Ltd.
www.dbpia.co.kr