# IEEE 802.11a 시스템에 STTC를 적용한 채널 추정 기법의 성능분석

# Performace Analysis of Channel Presumption Technique with STTC Applied to IEEE 802.11a System

권 순 녀*, 이 윤 현**

Soon-Nyu Kweon* and Yun-Hyun Lee**

## 요 약

본 논문은 무선 멀티미디어용 OFDM시스템에 적용 할 수 있는 송신다이버시티 기술로 전송 효율 및 수신 성능을 최대로 하기 위한 방안을 제시한다.

제안된 방법은 MIMO채널에 적합한 시공간 부호기법으로 STTC(Space-Time Trellis Code)의 성능 분석을 위해 두 가지의 rms 지연확산, 즉 50*nsec*, 150*nsec*를 고려한 채널 추정에서 시 평균을 위한 파라미터 $\alpha$가 0.3, 1인 경우와 하나의 프레임 내에서 긴 훈련열 구간으로부터 추정된 채널 값을 해당 프레임에 적용한 경우의 성능을 비교 분석하였다.

실험결과 $\alpha$가 0.3인 경우가 긴 훈련 열만을 이용한 경우보다 BER이 $10^{-3}$에서 1.0 dB의 SNR개선을 가져옴을 알 수 있었으며, 또한 시 평균을 위한 것이 그렇지 않은 경우보다 전반적인 성능 개선이 향상된다는 것을 확인하였다.

## ABSTRACT

This paper presents a way to maximize transmission efficiency and reception ability through transmission diversity technology, which can be adapted to wireless multimedia OFDM system. The presented method is a comparative analysis between a case where parameter $\alpha$ for time average is 0.3, 1 with consideration of channel presumption with two types of rms delayed spread, which is 50*nsec*, 150*nsec*, for the performance analysis of STTC(Space-Time Trellis Code) using time-space ciphering method appropriate for MIMO channel, and performance in the case where presumed channel value from long training column section is applied to according frame in a single frame. The result showed that BER brought SNR improvement of 1.0 dB in $10^{-3}$ when $\alpha$ was 0.3 than using only the long training column, and showed increase of general performance improvement for the sake of time average rather than the case without.

## I. 서 론

무선통신 채널의 물리적인 제약은 신뢰성 있는 통신을 위해 많은 기술들이 요구된다. 일반적으로 무선 채널은 잡음, 간섭 및 다중경로와 같은 시변적인 요소들을 가지며, 또한 단말기의 크기 및 전력의 제한도 고려되어야 한다. 대부분의 개인 휴대 통신

* 한국항공대학교 대학원 정보통신공학과(Department of Avionics, Hankuk Aviation University)

** 한국항공대학교 전자, 정보통신, 컴퓨터공학부(The Schools of Electronics, Telecommunications, and Computer Eng., Hankuk Aviation Univ.)

· 논문번호 : 2002-11-08

· 접수일자 : 2002년 11월 18일

및 무선 이동 단말기들은 저전력 소형 경량화를 요구한다. 이 문제에 대해 VLSI와 ASIC의 발전은 부분적인 해결책을 제공한다. 이동 단말기보다 비교적 더 큰 전력을 가진 기지국에는 많은 신호처리 부담을 갖는 것은 엔지니어링 측면에서 바람직하다.

무선통신 시스템의 정보 용량은 다중 송수신 안테나를 이용함으로써 상당히 증가된다. 무선 채널에 대해 데이터 속도를 증가시키기 위한 효과적인 접근법은 다중 송신 안테나에 적당한 부호화 기법을 이용하는 것이다. 이러한 부호화 기법이 시공간 부호(STC : Space-time coding)기법이다[1],[2]. 시공간 부호는 다중 송신 안테나를 이용하는 부호화 기법이다. 시공간 부호는 수신기에서 완전한 다이버시티 효과와 대역폭을 희생함이 없이 부호이득을 제공하기 위하여 다른 안테나로부터 전송되어진 신호들에 시간과 공간적으로 상관관계를 도입하는 기법이다.

본 논문에서는 무선 인터넷용 OFDM 시스템에 적용할 수 있는 송신 다이버시티 기술을 개발하여 전송효율 및 수신성능을 최대로 하기 위한 방안을 제시하고자 한다. 먼저 MIMO 채널에 적합한 space-time coding 기법을 이용한 송신 다이버시티 기법에 대해 논하고, 이를 토대로 IEEE 802.11a 시스템에 적합한 방안을 제시하고자 한다.

## Ⅱ. IEEE 802.11a에서 STTC를 이용한 송신 다이버시티

### 2-1 시스템 구조 방안

IEEE 802.11a 시스템에 STTC 부호화 기법을 적용하는 방안에 대해 살펴보기로 한다. 그림 1은 STTC를 IEEE 802.11a 시스템에 적용한 경우의 블록 다이어그램을 나타낸 것이다.

여기서 송신안테나의 개수는 2이고 수신안테나의 개수는 수신기의 크기 및 비용 등을 고려하여 1 또는 2를 고려할 수 있다. 일반적으로 space-time code를 사용할 경우 수신기에서 필수적인 요소 중의 하나가 채널 상태를 추정하는 것이다. 수신기에 도달되는 신호는 여러개의 송신 안테나로부터 전송되어진 신호들의 중첩이기 때문에 이 중첩된 신호로부터 각 채널의 상태를 정확하게 추정하는 것이 성능향상의 열쇠라고 할 수 있다. 따라서 이러한 송신다이버시티를 이용하는 경우 무엇보다 중요한 것은 훈련열의 설계가 중요하다고 하겠다.

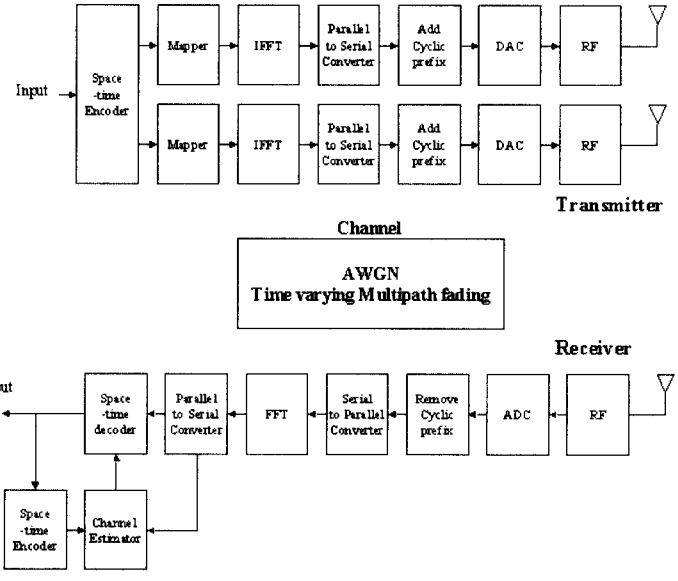


그림 1. STTC를 이용한 OFDM 시스템

Fig. 1. STTC using of OFDM system.

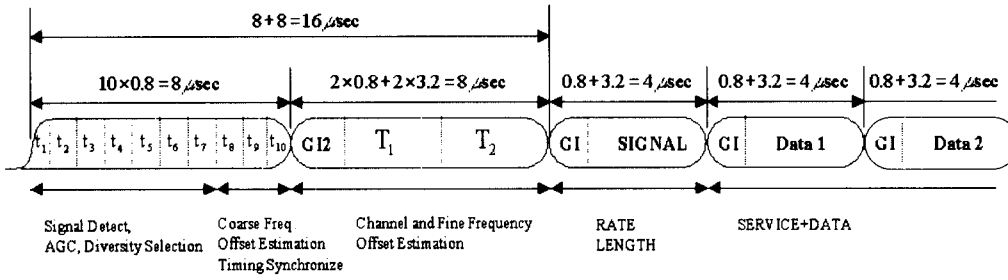


그림 2. IEEE 802.11a의 프레임 구조

Fig. 2. IEEE 802.11a of frame structure.

IEEE 802.11a 시스템에서는 그림 2에서와 같이 8 ㎲ec 길이의 짧은 훈련 심볼과 긴 훈련 심볼을 가지고 있다. 여기서 채널 추정으로 사용되는 신호는 긴 훈련 심볼이다. 따라서 초기의 채널추정을 위해서는 긴 훈련 심볼을 가지고 각 채널을 분리하고, 각 채널 상태를 추정해야만 한다. 본 논문에서는 STTC를 이용하는 경우 2 가지 방안을 제시하고, 각각에 대한 특징을 살펴보고자 한다.

첫 번째 방안은 짧은 훈련 심볼을 그대로 사용하고 STTC를 이용 가능하도록 긴 훈련 심볼을 새로이 설계하는 것이다. 그리고 SIGNAL 부분은 그대로 이용하며, 데이터 부분은 STTC를 적용하는 개념이다. IEEE 802.11a의 긴 훈련 심볼을 그대로 사용하면 수신기에서의 채널 분리가 어렵기 때문이다.

한편 훈련 신호 설계시 동시에 고려해야 할 상항을 살펴보면 다음과 같다. 주파수 옵셋 추정, 시변 MIMO 채널에 대한 채널 추정, PAPR(Peak to Average Power Ratio)등이다. 일반적으로 PAPR의 지침은 약 3 dB이며, IEEE 802.11a의 긴 훈련 심볼의 PAPR은 3.1658 dB이다.

두 번째 방안은 IEEE 802.11a의 훈련 신호는 모두 그대로 이용하는 경우이다. 이 때 긴 훈련 심볼에 대해서만 각 채널 상태를 추정하기 위하여 STBC의 개념을 도입한다. 즉 송신 안테나 1 로 부터는 IEEE

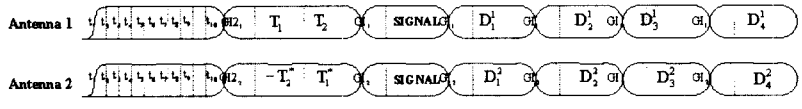


그림 3. IEEE 802.11a에 STTC를 적용하기 위한 프레임 구조

Fig. 3. Applied to STTC IEEE 802.11a of frame structure.

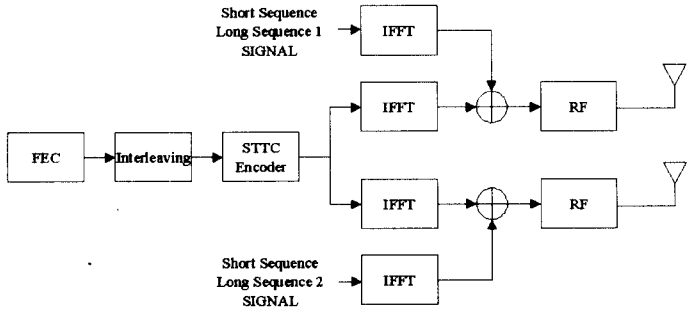


그림 4. IEEE 802.11a에 STTC를 적용하기 위한 송신기 구조

Fig. 4. Applied to STTC IEEE 802.11a of transmission structure.

802.11a의 긴 훈련 심볼을 그대로 전송하고 송신 안테나 2로부터는 식 (1)과 같이 STBC 전송행렬에 맞게 구성하여 전송한다.

$$G_2=\begin{pmatrix} \mathbf{T}_1 & -\mathbf{T}_2^* \\ \mathbf{T}_2 & \mathbf{T}_1^* \end{pmatrix} \tag{1}$$

식 (1)에서 $\mathbf{T}_1$은 긴 훈련 심볼의 첫 번째 신호이고 $\mathbf{T}_2$는 두 번째 신호를 의미한다. 여기서 첫 번째 전송 구간동안에는 송신안테나 1로부터는 $\mathbf{T}_1$이 전송되고, 송신안테나 2 로부터는 $-\mathbf{T}_2^*$이 전송된다. 그리고 두 번째 전송구간동안에는 송신안테나 1 로 부터는 $\mathbf{T}_2$가 전송되고, 송신 안테나 2 로부터는 $\mathbf{T}_1^*$이 전송된다. 그리고 데이터 구간에는 STTC 부호화를 수행한다.

이러한 점을 고려하여 IEEE 802.11a 시스템에 STTC를 적용하는 프레임 구조와 송신기 구조를 그림 3과 그림 4에 각각 보였다.

### 2-2 시스템 모델 및 채널 추정

Space-time coding을 이용하는 OFDM 시스템의 구성도를 그림 5에 나타내었다. 여기서 송수신 안테나의 수는 모두 2로 가정하였다. 먼저 입력되는 이진 데이터 블록은 space-time 인코더에 의해 두 개의 다른 신호로 부호화되고, 이들 신호들은 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)에 의해 각각의 OFDM 블록들을 형성한다. 이들 OFDM 신호들은 2개의 송신 안테나를 통해 각각 전송된다. $l$번째 심볼 주기동안에서 $i$번째 안테나로부터 전송되는 OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다[3].

$$x_i[l,n]=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{N-1}X_i[l,k]\,W_N^{-nk},\quad i=1,2 \tag{2}$$

여기서 $N$은 부 채널의 수를 의미한다. 그리고 $X_i[l,k]$와 $x_i[l,n]$은 각각 $k$번째 부 채널에서 부호화된 심볼과 $n$번째 순간에서 시간 영역의 샘플 값을 의미한다. 그리고 $W_N=\exp(-j(2\pi/N))$이다.

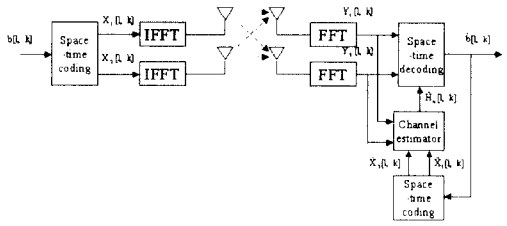


그림 5. 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템의 구성도
Fig. 5. Transmission Diversity run OFDM System of form.

Cycle prefix의 삽입과 제거 과정은 그림 5에서는 생략되었다. $j$번째 수신 안테나에서 수신되는 신호는 두 개의 송신 안테나로부터 전송되어진 신호들의 중첩으로서 AD 변환기에 의해 이산 신호로 변환된다. 다중 경로 채널의 가장 큰 지연 확산보다 더 긴 cycle prefix를 가진다고 가정하면, FFT 출력은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$Y_j[l,k]=\sum_{i=1}^{2}H_{ij}[l,k]\,X_i[l,k]+\Omega_j[l,k],$$
$$k=0,1,\cdots,N-1 \tag{3}$$

여기서 $H_{ij}[l,k]$은 $l$번째 심볼 구간에서 $k$번째 부 채널에 대한 $i$번째 송신 안테나와 $j$번째 수신 안테나 사이의 다중 경로 채널의 채널 주파수 응답을 나타낸다. 또한 $\Omega_j[l,k]$은 평균이 0이고 분산이 $\sigma_\Omega^2$인 AWGN의 FFT출력을 의미한다. 복조된 신호의 복호과정은 space-time 디코더에 의해 복호되는데, 보통 식 (4)와 같은 metric을 이용한 비터비(Viterbi) 알고리즘에 의해 구현된다[4].

$$\| \mathbf{Y}[l,k]-\hat{\mathbf{H}}[l,k]\,\hat{\mathbf{X}}[l,k]\|^2 \tag{4}$$

여기서 $\|*\|$은 유클리드 놈(euclidean norm)을 의미하고, $\mathbf{Y}[l,k]$은 수신신호 벡터를 나타내며, $\hat{\mathbf{H}}[l,k]$은 추정된 채널 값들은 의미한다. 또한 $\hat{\mathbf{X}}[l,k]$은 추정된 신호 벡터를 의미한다. $\mathbf{Y}[l,k]$와 $\hat{\mathbf{H}}[l,k]$ 및 $\hat{\mathbf{X}}[l,k]$은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{Y}[l,k]\triangleq\begin{pmatrix} Y_1[l,k] \\ Y_2[l,k] \end{pmatrix} \tag{5}$$

$$\hat{\mathbf{H}}[l,k] \triangleq \begin{pmatrix} \hat{H}_{11}[l,k] & \hat{H}_{21}[l,k] \\ \hat{H}_{12}[l,k] & \hat{H}_{22}[l,k] \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$\hat{\mathbf{X}}[l,k] \triangleq \begin{pmatrix} \hat{X}_1[l,k] \\ \hat{X}_2[l,k] \end{pmatrix} \quad (7)$$

식 (4)로 부터 space-time code의 디코딩은 채널 주파수 응답, $\hat{\mathbf{H}}[l,k]$의 추정이 필수적임을 알 수 있다. OFDM에 대한 채널 주파수 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$H[n,k] \triangleq H(nT_f, k\Delta f) = \sum_{l=0}^{K_o-1} h[n,l] W_K^{kl} \quad (8)$$

여기서,

$h[n,l] \triangleq h(nT_f, kt_s)$ :

$W_K = \exp(-j(2\pi/K))$

$K$ : OFDM block의 tone의 수

$T_f$ : Block length

$\Delta f$ : OFDM system의 tone spacing

$t_s$ : $\Delta f$에 관련된 시스템의 sample interval($t_s = 1/\Delta f$)

$h[n,l]$와 index $K_o(\ll K)$는 무선 채널의 지연확산 프로파일과 산란(dispersion)에 의존한다. rms 지연확산(delay spread) $\tau_d$는 다음과 같이 정의된다.

$$\tau_d \triangleq \sqrt{\sum_k \frac{\sigma_k^2}{\sum_l \sigma_l^2} \tau_k^2 - \left( \sum_k \frac{\sigma_k^2}{\sum_l \sigma_l^2} \tau_k \right)^2} \quad (9)$$

식(8)로부터 $i$ 번째 송신 안테나에 대응하는 $n$ 번째 블록의 $k$ 번째 부반송파에서의 주파수 응답은 다음과 같이 표현된다.

$$H_i[n,k] = \sum_{l=0}^{K_o-1} h_i[n,l] W_K^{kl} \quad (10)$$

여기서 $H_i[n,k]$를 얻기 위해서는 $h_i[n,l]$을 estimation 할 필요성이 있다. 각 안테나에서 수신되는 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r[n,k] = \sum_{i=1}^{2} H_i[n,k] t_i[n,k] + \Omega[n,k] \quad (11)$$

여기서 $k=0, 1, \cdots, K-1$이다.

그림 6은 OFDM 시스템에서 겪는 채널 특성을 2차원적으로 나타낸 것이다. 시간영역은 도플러주파수에 의존하고, 주파수영역은 다중경로에 의존한다.

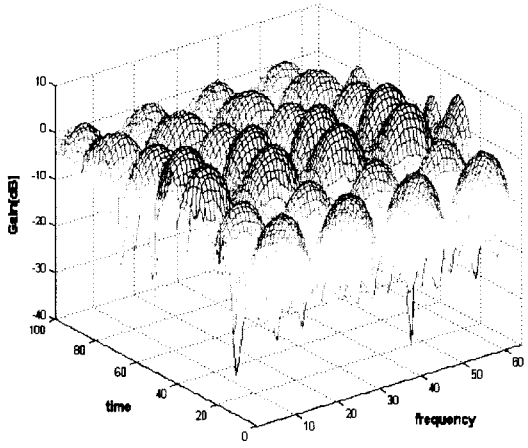


그림 6. OFDM 시스템에서 겪는 채널 특성
Fig. 6. OFDM system of receiver channel show.

### 2-2-1 STTC에 적용 가능한 채널 추정

훈련열에 대한 채널 추정은 STBC에 적용된 방법과 같이 수행되며, 데이터 구간에 대한 채널 추정은 훈련열의 블록으로부터 구해진 채널 추정 값을 이용하여 디코드된 데이터를 이용하여 채널 추정을 하게 된다. 따라서 훈련 열의 블록으로부터 구해진 주파수 응답을 $\hat{H}[l-1,k]$라고 할 때, 이 채널 응답을 이용하여 비터비알고리즘에 의해 디코드된 데이터는 다시 space-time 인코더에 의해 부호화된 값을 이용하여 현재의 데이터 블록에 대한 채널 파라미터를 구한다. 즉,

$$\hat{H}_1[l,k] = \frac{Y[l,k] - \hat{H}_2[l-1,k]\hat{X}_2[l,k]}{\hat{X}_1[l,k]} \quad (12)$$

$$\hat{H}_2[l,k] = \frac{Y[l,k] - \hat{H}_1[l-1,k]\hat{X}_1[l,k]}{\hat{X}_2[l,k]} \quad (13)$$

식 (12)와 식 (13)을 이용하여 거쳐 채널을 추정하게 된다. 이렇게 하여 추정된 채널 특성은 다음 블록에 대해 적용된다.

## Ⅲ. 모의실험 및 성능 평가

Space-time trellis code의 성능을 분석하기 위하여 두 가지 rms 지연 확산, 즉 50*nsec*와 150*nsec*를 고려하였고, 이동성을 고려하여 도플러 주파수 40 Hz와 100 Hz를 고려하였다. 기본적으로 복호화시에 이용되는 채널추정은 이전 데이터 블록의 채널 추정값을 이용하기로 한다. 성능평가는 수신안테나의 개수에 따른 다이버시티 효과를 살펴보기 위하여 채널 추정 값은 완벽한 경우의 성능을 먼저 분석하고 난 후, 채널 추정 기법의 성능을 분석하기로 한다. 여기서 완벽한 채널 추정이란 이전 OFDM 블록으로부터의 채널 추정이 완벽하다는 것을 의미한다. space-time trellis code를 IEEE 802.11a 시스템 규격에 그대로 적용하면 데이터 손실을 감안해야 한다. 왜냐하면 space-time trellis code를 수신기에서 디코딩할 경우 termination을 요구하게 된다. 이 termination은 space-time code의 상태수에 따라 다르다. 즉 QPSK 변조인 경우 4 상태인 경우 termination을 위한 심볼수는 1이고 8 상태 또는 16 상태인 경우는 2 개의 심볼이 필요하다.

IEEE 802.11a 시스템에 대한 STTC를 적용할 경우 채널 추정 기법의 성능을 분석하기로 한다. 채널 추정 기법은 기본적으로 STBC에 적용된 기법을 이용한다. 성능 분석은 채널 추정에서 시평균을 위한 파라미터 $\alpha$가 0.3, 1인 경우와 하나의 프레임내에서 긴 훈련열 구간으로부터 추정된 채널 값을 해당 프레임에 모두 적용한 경우의 성능을 비교하기로 한다. 송수신 안테나의 개수는 모두 2로 설정하였다.

그림 7, 그림 8 도플러 주파수가 40 Hz이고, rms 지연확산이 50 *nsec*인 경우 BER 성능과 Block Error Rate을 각각 나타낸 것이다. 그림 7에서 보면 BER = $10^{-2}$을 얻기 위한 SNR은 완벽한 채널 추정인 경우 6.3 dB이고, $\alpha$=0.3인 경우는 7.0 dB임을 보여준다. 또한 $\alpha$=1인 경우는 10.2 dB이고, 긴 훈련 열만을 이용하였을 경우는 8.0 dB 임을 보여준다. 따라서 $\alpha$=0.3인 경우가 긴 훈련 열만을 이용한 경우보다 1.0 dB의 SNR개선을 가져옴을 알 수 있다. 그리고 BER=$10^{-3}$을 얻기 위한 SNR은 완벽한 채널

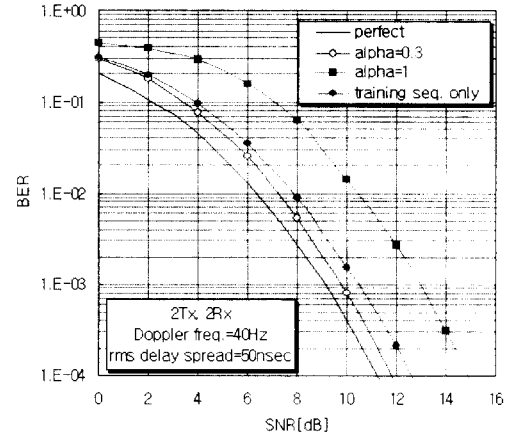


그림 7. BER 성능(fd=40 Hz, rms delay spread=50 nsec)

Fig. 7. BER performance(fd=40 Hz, rms delay spread =50 nsec).

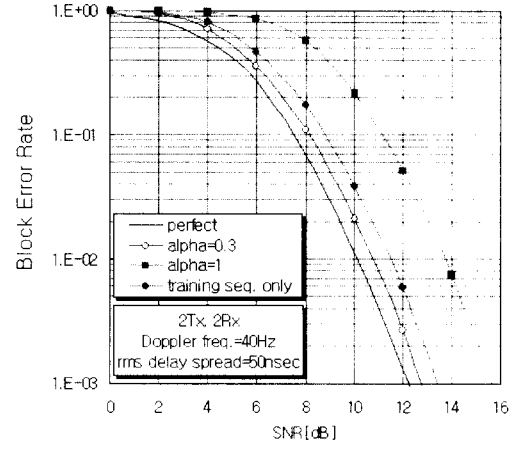


그림 8. Block Error Rate 성능(fd=40 Hz, rms delay spread=50 nsec)

Fig. 8. Block Error Rate performance(fd=40 Hz, rms delay spread=50 nsec).

추정인 경우 9.1 dB이고, $\alpha$=0.3인 경우는 9.8 dB임을 보여준다. 또한 $\alpha$=1인 경우는 13 dB이고, 긴 훈련 열만을 이용하였을 경우는 10.5 dB 임을 보여준다. 전반적으로 시평균을 위하는 것이 그렇지 않은 경우보다 성능 개선을 가져옴을 알 수 있다. 그림 8은 Block Error Rate를 보여주는 것으로 전반적인 성능의 경향은 그림 7과 같은 양상을 가짐을 알 수

있다. 이러한 사실로부터 시평균을 취하지 않은 $\alpha$ =1인 경우는 긴 훈련열 만을 이용한 경우보다 성능 열화가 크다는 사실을 알 수 있다. 따라서 성능을 개선하기 위해서는 시평균을 취하는 것이 유리함을 알 수 있다.

그림 9와 그림 10은 도플러 주파수가 40 Hz이고, rms 지연확산이 150 *nsec*인 경우 BER 성능과 Block Error Rate을 각각 나타낸 것이다. 그림 9에서 보면 BER=$10^{-2}$을 얻기 위한 SNR은 완벽한 채널 추정인 경우 5.6 dB이고, $\alpha$=0.3인 경우는 6.8 dB임을 보여준다. 또한 $\alpha$=1인 경우는 10.5 dB이고, 긴 훈련 열만을 이용하였을 경우는 7.5 dB 임을 보여준다. 따라서 $\alpha$=0.3인 경우가 긴 훈련 열만을 이용한 경우보다 0.7 dB의 SNR개선을 가져옴을 알 수 있다. 그리고 BER=$10^{-3}$을 얻기 위한 SNR은 완벽한 채널 추정인 경우 8.4 dB이고, $\alpha$=0.3인 경우는 9.3 dB임을 보여준다. 또한 $\alpha$=1인 경우는 13 dB이고, 긴 훈련 열만을 이용하였을 경우는 11.7 dB 임을 보여준다. 그림 10은 Block Error Rate를 보여주는 것으로 전반적인 성능의 경향은 그림 9와 같은 양상을 가짐을 알 수 있다.

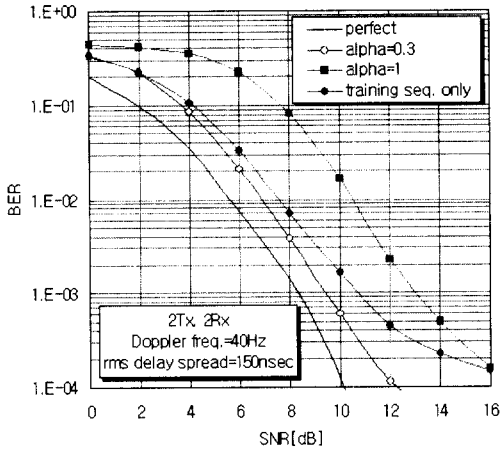


그림 9. BER 성능(fd=40 Hz, rms delay spread=150 nsec)

Fig. 9. BER performance(fd=40 Hz, rms delay spread =150 nsec).

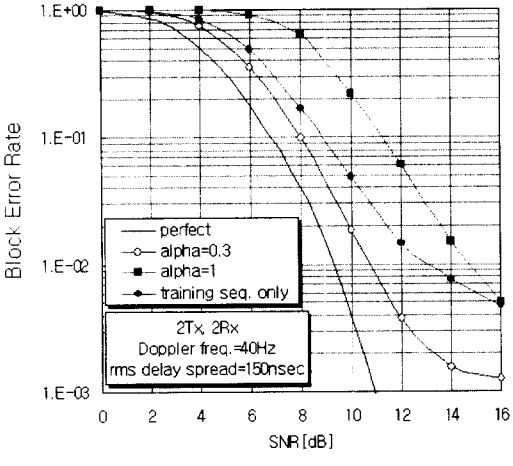


그림 10. Block Error Rate 성능(fd=40 Hz, rms delay spread=150 nsec)

Fig. 10. Block Error Rate performance(fd=40 Hz, rms delay spread=150 nsec).

그림 11과 그림 12은 도플러 주파수가 100 Hz이고, rms 지연확산이 50 *nsec*인 경우 BER 성능과 Block Error Rate을 각각 나타낸 것이다. 이들 그림을 도플러 주파수가 40 Hz인 경우의 그림 7과 비교해 보면, 도플러 주파수가 증가함에 따라 성능이 열화됨을 알 수 있다. 특히 채널 추정의 성능이 도플러 주파수에 민감하게 작용하는 것을 알 수가 있다. 그림 11에서 보면 BER=$10^{-2}$을 얻기 위한 SNR은 완벽한 채널 추정인 경우 6.3 dB이고, $\alpha$=0.3인 경우는 7.3 dB임을 보여준다. 또한 $\alpha$=1인 경우는 10.5 dB이고, 긴 훈련 열만을 이용하였을 경우는 7.8 dB 임을 보여준다. 따라서 $\alpha$=0.3인 경우가 긴 훈련 열만을 이용한 경우보다 0.5 dB의 SNR개선을 가져옴을 알 수 있다. 그리고 BER=$10^{-3}$을 얻기 위한 SNR은 완벽한 채널 추정인 경우 9.3 dB이고, $\alpha$=0.3인 경우는 10.3 dB임을 보여준다. 또한 $\alpha$=1인 경우는 13.5 dB이고, 긴 훈련 열만을 이용하였을 경우는 10.8 dB 임을 보여준다. 그림 12는 Block Error Rate를 보여주는 것으로 전반적인 성능의 경향은 그림 16과 같은 양상을 가짐을 알 수 있다.

그림 13과 그림 14는 도플러 주파수가 100 Hz이고, rms 지연확산이 150 *nsec*인 경우 BER 성능과 Block Error Rate를 각각 나타낸 것이다. 이들 그림을 도플러 주파수가 40 Hz인 경우의 그림 9와 비교해 보면, 도플러 주파수가 증가함에 따라 성능이 열화됨을 알 수 있다. 특히 채널 추정의 성능이 도플러

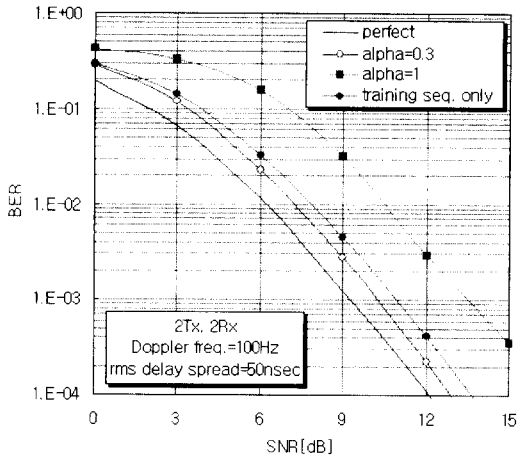


그림 11. BER 성능(fd=100 Hz, rms delay spread=50 nsec)

Fig. 11. BER performance(fd=100 Hz, rms delay spread=50 nsec).

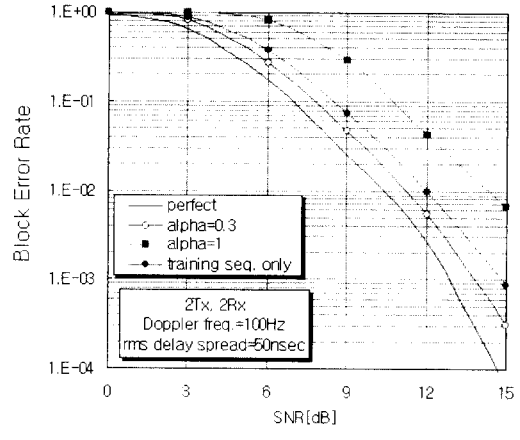


그림 12. Block Error Rate 성능(fd=100 Hz, rms delay spread=50 nsec)

Fig. 12. Block Error Rate performance(fd=100 Hz, rms delay spread=50 nsec).

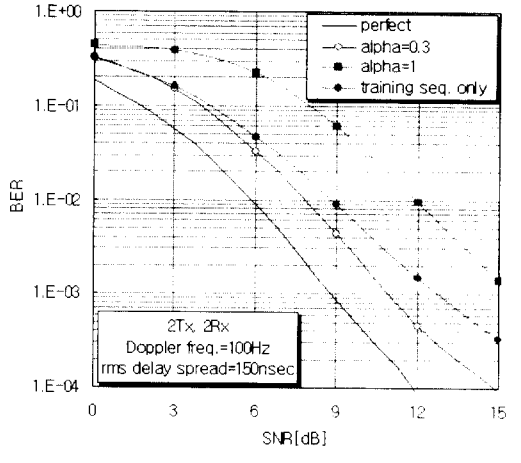


그림 13. BER 성능(fd=100 Hz, rms delay spread=150 nsec)

Fig. 13. BER performance(fd=100 Hz, rms delay spread=150 nsec).

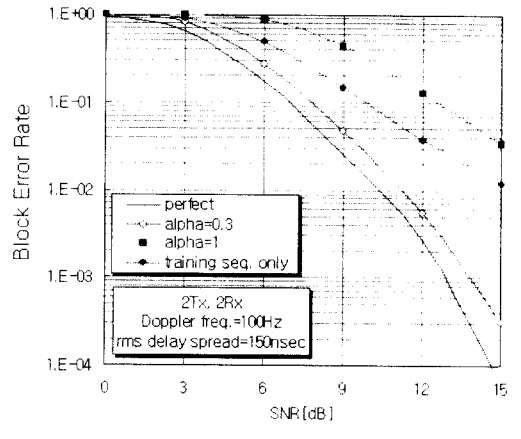


그림 14. Block Error Rate 성능(fd=100Hz, rms delay spread=150 nsec)

Fig. 14. Block Error Rate performance(fd=100 Hz, rms delay spread=150 nsec).

주파수에 민감하게 작용하는 것을 알 수가 있다. 또한 rms delay spread가 50 *nsec*인 경우보다 성능열화가 더 심함을 알 수 있다. 그림 13에서 보면 BER $=10^{-2}$을 얻기 위한 SNR은 완벽한 채널 추정인 경우 5.8 dB이고, $\alpha=0.3$인 경우는 7.8 dB임을 보여준다. 또한 $\alpha=1$인 경우는 12 dB이고, 긴 훈련 열만을 이용하였을 경우는 8.8 dB 임을 보여준다. 따라서 $\alpha=0.3$인 경우가 긴 훈련 열만을 이용한 경우보다 1.0 dB의 SNR개선을 가져옴을 알 수 있다. 그림 14는 Block Error Rate를 보여주는 것으로 전반적인 성능의 경향은 그림 13과 같은 양상을 가짐을 알 수 있다.

## Ⅳ. 결 론

IEEE802.11a 시스템에 STTC를 적용한 채널 추정 기법의 성능을 분석 하기위해 본과제의 훈련열에 대한 채널추정은 STBC에 적용된 방법과 같으며, 데이터구간에 대한 채널추정은 훈련열의 블록으로부터 구해진 채널 추정값을 이용하여 디코드된 데이터를 이용하여 채널 추정을 하였다.

BER이 $10^{-3}$를 얻기 위한 SNR은 완벽한 채널추정인 경우 9.0 dB이고, $\alpha$=0.3인 경우는 10 dB임을 보여 주였다. $\alpha$=1인 경우는 13.2 dB이고, 긴 훈련열만을 이용하였을 경우는 11 dB로 1.0 dB의 SNR이 개선됨을 확인하였다.

또한 채널 추정기법은 지연확산과 도플러 주파수에 따른 BER 성능과 Block Error Rate의 전반적인 모의실험 성능의 사실로부터 도플러 주파수가 증가함에 따라 성능이 열화됨을 알 수 있었으며, 특히 채널추정의 성능이 도플러 주파수에 민감하게 작용하는 것을 확인하였고, 실험 결과 시평균을 취하지 않은 경우는 긴훈련 열만을 이용한 경우보다 성능 열화가 크다는 사실을 알 수 있었다. 따라서 성능을 개선하기 위해서는 시평균을 취하는 것이 유리하다.

본 과제에서 제안된 방법이 향후 무선 인터넷용 OFDM 멀티미디어 시스템의 신뢰성이 요구되는 통신 시스템에 적용할 수 있으리라 본다.

## 참 고 문 헌

[1] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channels", *IEEE Signal Processing Mag.* vol. 17, issue. 3, pp. 76-92, May 2000.

[2] Ye Li, J. C. Chuang, and N. R. Sollenberger, "Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks", *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. 17, no. 7, pp. 1233-1243, July 1999.

[3] 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.

[4] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication : Performance analysis and code construction", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.

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

[6] A. F. Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "A space-time coding modem for high-data-rate wireless communications", *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1459-1478, Oct. 1998.

[7] 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.

## 권 순 녀(權純女)

1991년 2월 : 서울산업대학교 전자공학과 (공학사)
1995년 8월 : 숭실대학교 정보산업대학원 공업교육학과 전자전공 (공학석사)
2002년 12월 : 한국항공대학교 대학원 정보통신공학과 박사과정 수료 중
1991년 1월~1995년 1월 : (주)맥슨전자 S/W팀 연구원
1995년 5월~1998년 12월 : 한국직업능력개발원 연구원
1999년 1월~ 2002년 현재 : 블루버드시스템 개발실장
**관심분야** : LED control, EMI/EMC, OFDM 시스템에서 반송파 동기 분석

## 이 윤 현(李潤鉉)

1965년 2월 : 한국항공대학교 전자공학과 (공학사)
1985년 2월 : 경희대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
1979년 9월 : 정보 통신 기술사
1988년 7월 : New York State University at Buffalo 교환교수
1980년~현재 : 한국항공대학교 전자, 정보통신, 컴퓨터 공학부 교수
**관심분야** : 초고주파 회로 설계, 마이크로파 및 광통신, 안테나 및 전파 전파, EMI/EMC