

# 무선 LAN을 위한 OFDM 시스템에서 시공간 부호들의 성능 분석 및 채널 추정에 관한 연구

정회원 이상문\*, 최형진\*\*

## Performance Evaluation of Space-Time Codes and Channel Estimation in OFDM System for Wireless LANs

Sang Mun Lee\*, Hyung Jin Choi\*\* *Regular Members*

### 요 약

송신 다이버시티는 무선 통신 시스템에서 고속 데이터의 전송 및 스펙트럼의 효율을 개선하기 위한 효과적인 다이버시티 기법이다. 이러한 송신 다이버시티를 위해 설계된 부호화 방식이 시공간 부호(space-time coding)이다. 이러한 시공간 부호를 이용한 송신 다이버시티의 경우 수신기에서는 각 송신 안테나에 대응되는 채널을 추정하는 것이 필수적이다. 본 논문에서는 무선 인터넷용 IEEE802.11a OFDM 시스템에 송신 다이버시티를 적용함에 있어서 수신기에서 채널을 효과적으로 분리하기 위한 훈련열의 구조를 제시하고, 이에 기반을 둔 채널 추정 기법을 제시한다. 또한 시공간 부호로서 STTC와 STBC를 각각 적용하여 이들의 성능을 비교한다. 시공간 부호를 이용한 다이버시티의 성능 및 채널 추정 기법의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 MSE 및 BER을 통해 분석한다.

### ABSTRACT

Transmit diversity is an efficient diversity technique to improve performance and spectrum efficiency in wireless communication. Coding scheme designed for the transmit diversity is called space-time coding. In this paper, we propose a training structure to apply the transmit diversity to improve the performance of IEEE802.11a OFDM systems. Based on this training structure, we propose a channel estimation scheme using curve fitting. Also we compare and evaluate the performance of space-time codes. The performance of both diversity using space-time codes and channel estimation scheme is investigated by computer simulation in quasi-static 2-ray rayleigh fading environment.

### 1. 서론

최근 수년 동안 무선 이동 통신 가입자의 수는 높은 성장세로 증가하고 있다. 이와 동시에 가입자에게는 언제 어디서나 높은 통화 품질을 제공받을 수 있는 서비스에 대한 요구가 발생하게 되었다. 또한, 기존의 음성 통화뿐만 아니라 인터넷의 빠른 확산과 함께 고속 멀티미디어 데이터 서비스에 대한 수요가 날이 증가하고 추세이다<sup>[1]</sup>. 이러한 추세에

부응하여 최근 이동 무선 채널에 대해 데이터의 고속 전송의 서비스를 제공하기 위한 목적으로 무선 통신 시스템의 신호 품질과 스펙트럼 효율을 개선하기 위한 요소별 기술, 즉 효율적인 부호화 기법, 변조방식, 신호처리 기술 등의 개발이 활발하다<sup>[2]</sup>.

무선통신 시스템의 정보 용량은 다중 송수신 안테나를 이용함으로써 상당히 증가시킬 수 있다. 무선 채널에 대해 데이터 속도의 증가를 위한 효과적인 접근법은 다중 송신 안테나에 적당한 부호화 기

\* 문경대학 정보통신계열

\*\* 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부

논문번호 : 010405-1231, 접수일자 : 2001년 12월 31일

\* 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(과제번호: R01-2000-00279)지원으로 수행되었습니다.

법을 이용하는 것으로 대표적인 부호화 기법이 시공간 부호(STC : space-time coding)이다<sup>[3-4]</sup>. 시공간 부호는 수신기에서 완전한 다이버시티 효과와 대역폭의 희생 없이 부호이득을 제공하기 위하여 다른 안테나로부터 전송되어진 신호들에 시간과 공간적으로 상관관계를 도입하는 기법이다. 일반적으로 시공간 부호는 크게 STTC(space-time trellis code)와 STBC(space-time block code)로 분류된다. STTC의 복호화는 비터비 알고리즘(Viterbi algorithm)에 의해 복호 되는데, 송신 안테나의 개수가 고정되어 있을 때 다이버시티 차수와 전송율에 따라 복호기의 복잡도는 증가하게 된다. 또한 트렐리스(trellis)의 종료(termination)용으로 부가적인 심볼을 필요로 하게 되어 전송효율을 떨어뜨리게 된다. 이에 반해 STBC는 수신기에서 매우 간단한 최대 유사 복호 알고리즘(maximum likelihood decoding algorithm)을 이용한다<sup>[4]</sup>.

STC를 이용한 송신 다이버시티 기법과 다중 경로 페이딩에 강한 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)방식을 결합한 시스템에 대해 많은 연구가 되어 왔다<sup>[5-10,11-12]</sup>. 송신 다이버시티를 갖는 OFDM 시스템에서 두 개 이상의 다른 신호들은 동시에 다른 안테나를 통해 전송되는데, 이때 수신된 신호는 같은 송신전력을 가지고 전송되어진 신호들의 중첩이 된다. 만일 각 송수신 안테나 쌍에 대응하는 적절한 채널 파라미터가 구하지 못하면 성능 열화를 면치 못하게 된다. 따라서 이러한 점을 고려하여 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에서의 채널 추정 기법이 여러 문헌에서 연구되었다<sup>[7-10]</sup>. 그러나 이러한 채널 추정 기법들 중에서 특히 문헌[7-8,10]은 기본적으로 IFFT와 FFT를 이용하는 것으로 하나의 OFDM 블록에서 모든 부 채널들이 모두 데이터들로 사용되는 경우에는 우수한 성능을 가지고 효과적으로 적용이 가능하나 상당한 계산량을 요구하며, IEEE802.11a<sup>[13]</sup>와 같은 프레임 구조에는 적합하지 않다. 왜냐하면 IEEE802.11a와 같이 64개의 크기를 OFDM 심볼 중에서 사용되지 않는 Null 데이터를 포함하고 있어, 채널 추정 시 성능 열화를 면하기 어렵기 때문이다.

본 논문에서는 IEEE802.11a 무선 인터넷용 OFDM 시스템에 대해 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 송신 다이버시티를 위한 혼련 열 구조를 제시하고, 이에 기반을 둔 채널 추정 알고리즘을 제안하고자 한다. 또한 STTC와 STBC를 IEEE802.11a 시스템에 적용하여 그 성능을 분석한다. 제안된 채널

추정 기법의 성능 및 시공간 부호들의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 시공간 부호를 이용하는 OFDM 시스템의 구조를 기술하고, 3절에서는 채널 추정 기법을 제시하며, 4절에서는 송신다이버시티를 가진 시스템에 대한 시공간 부호들의 성능과 채널 추정 기법의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교 분석하고, 마지막으로 5절에서 결론을 맺는다.

## II. 시공간 부호를 이용한 OFDM 시스템

그림 1은 송신 다이버시티를 얻기 위하여 시공간 부호를 이용하는 OFDM 시스템의 구성 도를 보인 것이다. 이 그림에서 송신 안테나의 수는 2로 가정하였다. 먼저 입력되는 이진 데이터 블록은 시공간 부호화기 의해 두 개의 다른 신호로 부호화되고, 이들 부호화된 신호들은 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 한 후 보호구간을 삽입하여 각각의 OFDM 블록들을 형성한다.

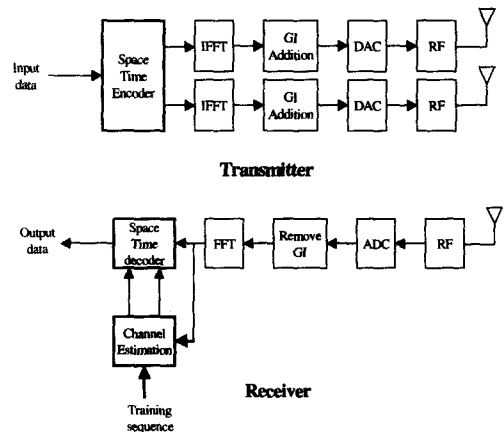


그림 1. 시공간 부호를 이용하는 OFDM 시스템

이들 OFDM 신호들은 2개의 송신 안테나를 통해 각각 전송된다. 1 번째 심볼 주기동안에서  $i$  번째 안테나로부터 전송되는 OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x_i[l, n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[l, k] \exp(j2\pi nk/N), \quad i=1,2 \quad (1)$$

여기서  $N$ 은 IFFT의 크기로서 부 채널의 수를 의미한다. 그리고  $X_i[l, k]$ 와  $x_i[l, n]$ 은 각각  $k$  번째 부

채널에서 시공간 부호화된 심볼과  $n$  번째 순간에서 시간 영역의 샘플 값을 의미한다.  $j$  번째 수신 안테나에서 수신된 신호는 두 개의 송신 안테나로부터 전송되어진 신호들의 중첩으로서 AD 변환기를 거쳐 보호구간을 제거한 후의 FFT 출력 신호는 식(2)와 같이 표현될 수 있다.

$$R_i[l, k] = \sum_{j=1}^2 H_{ij}[l, k] X_j[l, k] + W_i[l, k], \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

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 나타내는 것으로 임펄스 응답은 다음과 같이 정의된다.

$$h_{ij}[l, n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} H_{ij}[l, k] \exp(j2\pi nk/N), \quad i=1, 2, \quad j=1, 2 \quad (3)$$

또한  $W_i[l, k]$ 은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_w^2$  인 AWGN의 FFT출력을 의미한다. 식(2)를 행렬로 나타내면 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$R = H X + W \quad (4)$$

여기서

$$R \triangleq \begin{pmatrix} R_1 \\ R_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1[l, k] \\ R_2[l, k] \end{pmatrix}, \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

$$H \triangleq \begin{pmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{12} & H_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11}[l, k] & H_{21}[l, k] \\ H_{12}[l, k] & H_{22}[l, k] \end{pmatrix}, \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

$$X \triangleq \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_1[l, k] \\ X_2[l, k] \end{pmatrix}, \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

$$W \triangleq \begin{pmatrix} W_1 \\ W_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_1[l, k] \\ W_2[l, k] \end{pmatrix}, \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

### 2.1 STTC의 부호화 및 복호화

그림 1에서 입력되는 데이터는 IFFT 크기로 블록을 형성하고 STTC 부호화 된다<sup>[3]</sup>. 이 부호화 된 신호는 각각 IFFT를 수행하고 보호구간을 삽입한 후 해당되는 송신 안테나를 통해 전송된다. 수신기에서 FFT를 수행한 후의 수신 신호는 space-time decoder에 의해 복호 되는데, 보통 식(9)과 같은 metric을 이용한 비터비 알고리즘(Viterbi algorithm)

에 의해 구현된다<sup>[7]</sup>.

$$\left| R_i[l, k] - \sum_{j=1}^2 \hat{H}_{ij}[l, k] \hat{X}_j[l, k] \right|^2 \quad (9)$$

여기서  $\hat{H}_{ij}[l, k]$ 은 추정된 채널 특성을 의미하며,  $\hat{X}_j$ 는 trellis도의 각 가지(branch)에 대응되는 송신 신호를 의미한다.

### 2.2 STBC의 부호화 및 복호화

본 절에서는 편의상 송신 안테나의 수가 2이고 수신 안테나의 수가 1인 경우를 고려한다. OFDM 시스템에서 STBC 부호화를 하기 위해 먼저 입력되는 데이터는 IFFT 크기에 알맞게 데이터 블록을 형성한다. 이때 홀수 번째 데이터 블록을  $S_o$ 라 하고 짝수 번째 데이터 벡터를  $S_e$ 라고 가정한다. 만일  $S_o$ 가  $l$  번째 데이터 블록 심볼 벡터라고 하면,  $S_e$ 는  $(l+1)$ 번째 데이터 블록 심볼 벡터로서 다음과 같이 각각 표현된다.

$$S_o = [S(l, 1) \dots S(l, M)]^T \quad (10)$$

$$S_e = [S(l+1, 1) \dots S(l+1, M)]^T \quad (11)$$

이때  $S_o$ 와  $S_e$  데이터 블록은 다음과 같은 STBC 전송 부호 행렬에 따라 부호화된다.

$$G_2 = \begin{pmatrix} X_1(l) & X_2(l) \\ X_1(l+1) & X_2(l+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_o & -S_e^* \\ S_e & S_o^* \end{pmatrix} \quad (12)$$

여기서 \* 는 복소 공액을 의미한다. 식(12)에서  $l$  번째 블록동안에 송신 안테나 1로부터  $X_1(l)$ 이 전송되고 송신 안테나 2로부터는  $X_2(l)$ 이 각각 전송된다.  $(l+1)$  번째 블록동안에 송신 안테나 1로부터  $X_1(l+1)$ 이 전송되고 송신 안테나 2로부터는  $X_2(l+1)$ 이 각각 전송된다. 송신 안테나 1과 2로부터 수신 안테나로의 각각에 대한 채널 주파수 응답을 수신 안테나의 첨자를 생략하고  $l$  번째 블록에 대해  $H_1(l)$ 과  $H_2(l)$  라하고,  $(l+1)$  번째 블록에 대해  $H_1(l+1)$ 과  $H_2(l+1)$ 이라고 하자. 여기서  $H_1(l) = [H_1(l, 1), \dots, H_1(l, M)]$ ,  $H_2(l) = [H_2(l, 1), \dots, H_2(l, M)]$ ,

$$H_1(l+1)=[H_1(l+1,1), \dots, H_1(l+1,N)],$$

$$H_2(l+1)=[H_2(l+1,1), \dots, H_2(l+1,N)] \text{ 이다.}$$

이때 수신 신호는 잡음성분을  $W$ 로 표시하면 각각 다음과 같이 표현된다.

$$R(l) = H_1 X_1(l) + H_2 X_2(l) + W(l) \quad (13)$$

$$R(l+1) = H_1 X_1(l+1) + H_2 X_2(l+1) + W(l+1) \quad (14)$$

채널 응답이 두 개의 데이터 블록 동안 일정하다고 가정하면,  $i=1,2$ 에 대해  $H_i(l) = H_i(l+1)$  이므로, 편의상 이들을  $H_1$ 과  $H_2$ 로 표현하기로 한다. 또한  $R(l)$ 과  $R(l+1)$ 을 각각  $R^1$ 과  $R^2$ 로,  $W(l)$ 과  $W(l+1)$ 을 각각  $W^1$ 과  $W^2$ 로 나타내고, 식(12)를 이용하면 식(13)과 식(14)은 식(15)와 식(16)와 같이 표현할 수 있다.

$$R^1 = H_1 S_o - H_2 S_o^* + W^1 \quad (15)$$

$$R^2 = H_1 S_e + H_2 S_e^* + W^2 \quad (16)$$

만일 수신기에서 채널의 주파수 응답을 정확하게 추정할 수 있다면, 신호의 점출은  $R^1$ 과  $R^2$  및 채널 주파수 응답  $H_1$ 과  $H_2$ 를 결합함으로써 가능하다. 즉,

$$\hat{S}_o = R^1 H_1^* + R^2 H_2 \quad (17)$$

$$\hat{S}_e = -R^1 H_2 + R^2 H_1^* \quad (18)$$

식(15)와 식(16)를 식(17)과 식(18)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 된다.

$$\hat{S}_o = (|H_1|^2 + |H_2|^2) S_o + W^1 H_1^* + W^2 H_2 \quad (19)$$

$$\hat{S}_e = (|H_1|^2 + |H_2|^2) S_e - W^1 H_2 + W^2 H_1^* \quad (20)$$

### III. 채널 추정 기법

일반적으로 시공간 부호를 이용하는 송신 다이버시티에 대해 수신기에서의 채널 추정은 필수적이다. 따라서 보다 효과적인 채널 추정을 위해서는 별도로 훈련열의 설계가 무엇보다 중요하다 할 수 있다. 본 절에서는 IEEE802.11a OFDM 시스템의 다이버시티 성능 및 채널 추정 성능을 분석하기 위하

여 IEEE802.11a 시스템의 훈련 열을 토대로 하여 송신 다이버시티를 적용할 경우 채널 추정을 위한 훈련 열 구조를 설계하고 채널 추정 방법을 제시하고자 한다.

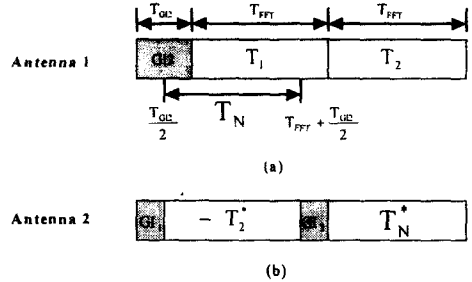


그림 2. 송신 다이버시티를 위한 긴 훈련열의 구조

기본적으로 송신 안테나를 통해 전송되어진 신호들의 중첩 신호로부터 각 안테나에 대응되는 채널을 추정하기 위하여 STBC의 개념을 도입한 훈련 열을 구성한다. IEEE802.11a에서는 채널 추정 및 미세 주파수동기용으로 2개의 긴 훈련열(Long training sequence)  $T_1$ 과  $T_2$ 를 가지고 있다<sup>[13]</sup>. FFT 크기에 대응되는 시간길이를  $T_{FFT}$ 이라고 하고, 다중 경로 채널의 최대 지연 확산이  $T_{FFT}/4$ 를 초과하지 않는다는 가정 하에 본 논문에서 제안된 훈련열의 구조는 그림 2와 같다. 이 그림에서는 송신 안테나 1로부터 전송되는 훈련열 구조는 IEEE802.11a의 구조와 동일하고, 송신 안테나 2로 전송되는 훈련열 구조는 그림(a)를 이용하여 STBC가 되도록 변형한 구조이다. 여기서  $T_N$ 은 수신기에서 STBC의 개념을 이용한 채널 추정을 위해 설정된 훈련열이다.

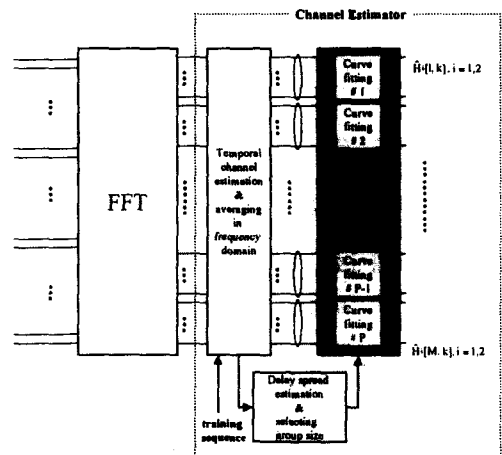


그림 3. curve fitting을 이용한 채널 추정기법

제안되는 채널 추정기는 기본적으로 *curve fitting* 기법을 이용한다. 이 방식에 대한 일반적인 채널 추정의 개념도를 그림 3에 보였다. 수신되는 신호는 보호구간을 제거한 후 FFT에 주파수 영역 신호로 변환된다. 이때 변환된 신호로부터 각 송신 안테나와 수신 안테나에 대응되는 채널특성을 분리한다. 이 과정을 설명하기 위하여 식(15)과 식(16)에서 편의상 잡음을 무시하면, FFT후의 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$R^1 = H_1 S_o - H_2 S_e^* \quad (21)$$

$$R^2 = H_1 S_e + H_2 S_o^* \quad (22)$$

여기서  $S_o = FFT(T_N)$ ,  $S_e = FFT(T_2)$ 이다. 이때 각 채널에 대해 추정된 채널 주파수 응답은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{H}_1 = \frac{R^1 S_o^* + R^2 S_e^*}{S_o S_o^* + S_e S_e^*} \quad (23)$$

$$\hat{H}_2 = \frac{-R^1 S_e + R^2 S_o}{S_o S_o^* + S_e S_e^*} \quad (24)$$

식(23)와 식(24)의 채널 추정 값은 실제로는 상당한 잡음 및 채널 왜곡을 포함하고 있다. 따라서 이를 좀 더 완화하기 위하여 주파수 영역에서 평균을 취한다. 식(23)에 대해 주파수 영역에서의 평균을 취한 채널 추정 값  $\hat{H}_1 = [\hat{H}_1(1), \dots, \hat{H}_1(M)]$  은 다음 식(25)에 의해 결정된다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_1(1) &= \frac{\hat{H}_1(1) + \hat{H}_1(2)}{2} \\ \hat{H}_1(k) &= \frac{\frac{1}{2} [\hat{H}_1(k-1) + \hat{H}_1(k+1)] + \hat{H}_1(k)}{2}, \quad 1 < k < N \\ \hat{H}_1(N) &= \frac{\hat{H}_1(N-1) + \hat{H}_1(N)}{2} \end{aligned} \quad (25)$$

식(24)에 대해서도 마찬가지로 식(25)의 원리를 적용하여  $\hat{H}_2 = [\hat{H}_2(1), \dots, \hat{H}_2(M)]$ 를 구한다.

일반적으로 *curve fitting*은 많은 관측 데이터를 이용할 수록 더 정확한 결과를 얻을 수 있지만, 부채널간에 채널의 주파수 응답이 급속하게 변할 경우 *curve fitting*을 위한 다항식의 차수가 증가하게 되어 계산 량의 증가를 요구하게 된다. 따라서

OFDM 시스템에 *curve fitting*을 적용하기 위하여 각 부 채널들을  $P$  개의 그룹을 등 간격으로 형성한다. 그룹의 수  $P$ 가 작을수록 다항식의 차수를 줄일 수 있지만 채널 추정의 성능은 떨어진다. 따라서 OFDM의 FFT 크기, 시스템 성능 및 계산의 복잡도를 고려하여 적절한  $P$ 를 선택한 후 각 그룹에 대해 *curve fitting*을 수행해야 한다. 주파수 영역에서 일시적으로 추정된 채널 추정 값인 식(25)의 결과를 그룹별로 각각 *curve fitting*을 수행하기 위하여 먼저 각 그룹에 대한 관측 채널 추정 값을 설정한다.  $p$  번째 그룹의  $N_c$ 개의 관측 채널 추정 값  $\hat{H}^p(1), \hat{H}^p(2), \dots, \hat{H}^p(N_c)$  들에 대해  $u_1, u_2, \dots, u_{N_c}$  와 같이 인덱스 값을 설정한다. 여기서  $N_c$ 는 각 그룹의 부 채널의 개수를 의미한다. 이때 관측 채널 추정 값들은 미리 설정된 인덱스 값들에 대해 식(26)와 같이 차수가  $L$ 인 다항식의 형태를 갖도록 한다.

$$\hat{H}^p(u) = a_L u^L + a_{L-1} u^{L-1} + \dots + a_1 u + a_0, \quad u_1 \leq u \leq u_{N_c} \quad (26)$$

이 식을 행렬로 나타내면 식(27)과 같이 표현할 수 있다.

$$Ua = \hat{H}^p \quad (27)$$

여기서

$$U = \begin{bmatrix} 1 & u_1 & \dots & u_1^L \\ 1 & u_2 & \dots & u_2^L \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & u_{N_c} & \dots & u_{N_c}^L \end{bmatrix}, \quad a = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_L \end{bmatrix}, \quad \hat{H}^p = \begin{bmatrix} \hat{H}^p(u_1) \\ \hat{H}^p(u_2) \\ \vdots \\ \hat{H}^p(u_{N_c}) \end{bmatrix}$$

식(27)은 변수들의 수보다 식의 수가 더 많기 때문에 유일한 해는 존재하지 않는다.

그러므로  $E^2 = \| \hat{H}^p - Ua \|^2$ 를 최소화하는  $\bar{a} = [\bar{a}_0 \ \bar{a}_1 \ \dots \ \bar{a}_L]^T$ 를 구해야 한다. 식(27)의 해는 다음과 같이 구해진다<sup>[4]</sup>.

$$U^T U a = U^T \hat{H}^p \quad (28)$$

$$\bar{a} = (U^T U)^{-1} U^T \hat{H}^p \quad (29)$$

따라서  $p$  번째 그룹에 대한 최종적인 채널 추정 값은 다음과 같이 표현된다.

$$\widehat{H}_1^p(u) = \bar{a}_L u^L + \bar{a}_{L-1} u^{L-1} \dots \bar{a}_1 u + \bar{a}_0 \quad (30)$$

여기서  $u_1 \leq u \leq u_{N_c}$  이다.

식(29)에서  $\bar{a}$ 를 구하기 위하여 매번  $(U^T U)^{-1} U^T$  를 계산할 필요는 없다. 왜냐하면 행렬  $U$ 의 각 요소들은 이미 알고 있는 값이므로  $(U^T U)^{-1} U^T$  는 채널 추정을 하기 전에 미리 계산될 수 있기 때문이다. 이와 같이 각 그룹 별로 curve fitting이 동시에 적용되어 병렬처리가 가능하므로 전체적인 계산 량은 많지 않게 된다.

한편 curve fitting을 하기 위한 그룹의 크기는 다중경로의 지연확산에 의존한다. 그러므로 실제적인 채널에 보다 효과적으로 적용되기 위해서는 채널 환경에 따라 그룹의 크기를 변경해야 할 필요가 있다. 이를 위해 먼저 채널의 지연확산이 어느 정도 인지를 추정해야 해야 한다. 따라서 본 논문에서는 다중 경로 채널의 지연확산의 추정 방법 및 지연확산에 따른 그룹의 크기를 자동적으로 변화시키는 방법을 소개하고자 한다.

지연확산은 식(25)의 일시적인 주파수영역의 채널 추정 값에 대한 시간영역에서의 임펄스 응답을 구하여 추정한다. 식(25)으로부터 채널 주파수 응답  $\widehat{H}_1[k]$ 에 대한 시간영역에서의 임펄스 응답  $\widehat{h}_1[n]$ 은 식(31)과 같이 구해진다.

$$\widehat{h}_1[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{K-1} \widehat{H}_1[k] \exp(j2\pi nk/N), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (31)$$

$\sum_m |\widehat{h}_1[n_m]|^2$ 의 값들을 보호구간에 대응되는  $K_G$  개들 중에서 가장 큰 순서대로  $K_d$  개를 선택하여 이 들을 합한 값이 보호구간내의 최대 값의 일정 비보다 크거나 같을 때까지의  $K_d$ 개에 대응되는  $n$  값들 중 최대 값을 최대 지연시간에 대응되는 것으로 정의한다. 즉, 최대지연시간은 다음 식을 만족하는  $n_{K_d}$ 로 정의한다.

$$\sum_{m=1}^{K_d} \left( \sum_{n=0}^{N-1} |\widehat{h}_1[n_m]|^2 \right) \geq Q \times \max \left( \sum_{n=0}^{N-1} |\widehat{h}_1[n]|^2 \right), \quad m=1, 2, \dots, K_d \quad (0 \leq n_1 < n_2 < \dots < n_m \leq K_G - 1) \quad (32)$$

여기서  $Q$ 는  $0 < Q \leq 1$ 의 조건을 가진다. 이와 같은

방법으로 결정된 지연확산에 따라 그룹의 크기를 다르게 적용하는 채널 추정 방법은 다음과 같다.

```

if  $n_{K_d} \leq n_{\tau_1}$ 
    curve fitting with group size # 1
elseif  $(n_{K_d} > n_{\tau_1})$  and  $(n_{K_d} \leq n_{\tau_2})$ 
    curve fitting with group size # 2
elseif  $(n_{K_d} > n_{\tau_2})$  and  $(n_{K_d} \leq n_{\tau_3})$ 
    .....
    .....
end
    
```

여기서  $n_{\tau_1}, n_{\tau_2}, \dots$  는 각 채널의 지연확산  $\tau_1, \tau_2, \dots$  에 대응되는  $n$ 을 의미한다.

#### IV. 모의 실험 및 결과

시공간 부호를 이용하는 시스템 및 채널 추정 기법의 성능을 다중 경로 채널에 대해 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 평가하였다. 시뮬레이션에서 평균 전력이 같고 독립적인 2 경로 레일리 페이딩 채널을 사용하였으며, 하나의 프레임 구간에 대해서는 채널 이득이 일정하다고 가정하였다. 또한 다중 경로 채널의 rms 지연 확산은 50 nsec 와 100 nsec 및 150 nsec를 고려하였다. rms 지연 확산은  $\tau_d = (\tau_1 - \tau_0)/2$  로서 정의되고,  $\tau_0$ 와  $\tau_1$ 은 첫 번째 경로와 두 번째 경로에 대한 지연 시간을 각각 의미한다. 변조방식은 QPSK이고 STTC는 16상태를 이용하였으며, 하나의 프레임은 프리앰블 구간과 20개의 데이터 블록으로 구성하였다. 그리고 모든 동기 문제는 완벽하다고 가정하였다. 채널추정은 혼련열 구간에 대해서만 수행되며, 이 채널 추정은 모든 프레임에 적용된다.

Curve fitting을 위한 계산의 복잡도를 완화하기 위하여 다항식의 차수를 2로 설정하였다. 제안된 curve fitting을 이용하는 채널 추정 기법은 IEEE802.11a 시스템에 적용하기 위해서는 약간 수정이 요구된다. 이것은 IEEE802.11a에서 OFDM 심볼자체에 NULL 데이터를 포함하고 있어 등 간격으로 그룹이 형성되지 않는다. 따라서 본 논문에서는 부 채널들을 가능한 한 등 간격으로 나누고, 그렇지 않은 경우는 일부를 중첩시켰다. 이 중첩된 부분은 채널 추정을 한 후 평균을 취하게 된다. 그림 4는 curve fitting을 위한 그룹의 크기가 4, 7, 13인 경우를 보인 것이다.

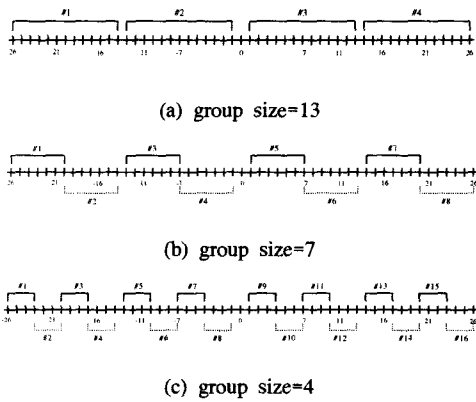


그림 4. IEEE802.11a 시스템에 curve fitting을 위한 그룹의 형성

그림 5, 그림 6과 그림 7은 rms 지연확산이 50 nsec, 100 nsec, 150 nsec 일 때 채널 추정 기법의 MSE(Mean Square Error) 성능을 curve fitting을 위한 그룹의 크기에 따라 나타낸 것으로 지연확산을 정확히 알고 있는 경우에 대한 결과이다. 이 그림으로부터 rms 지연확산이 50 nsec인 경우 그룹의 크기가 13일 때 가장 우수한 MSE 성능을 가지며, 100 nsec인 경우는 그룹의 크기가 7일 때 가장 우수함을 알 수 있다. 그리고 150 nsec인 경우는 SNR이 8dB 이하에서는 그룹의 크기가 7일 때, SNR이 8dB 이상에서는 그룹의 크기가 4일 때 가장 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다. 따라서 curve fitting을 위한 다항식의 차수가 고정되어 있을 때, 채널이 급속히 변할수록 그룹의 크기를 작게 해야 함을 의미한다.

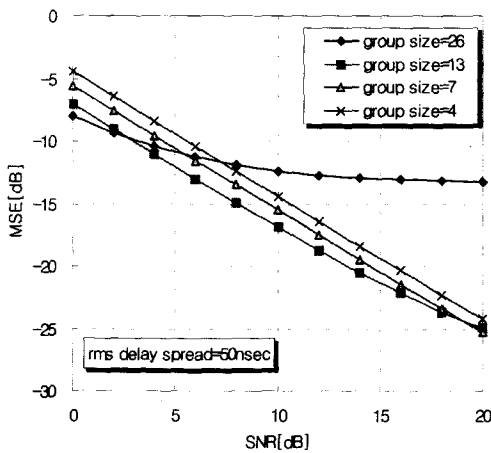


그림 5. MSE 성능(rms delay spread=50nsec)

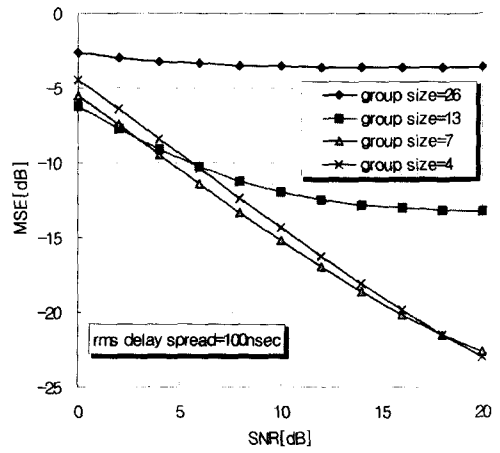


그림 6. MSE 성능(rms delay spread=100nsec)

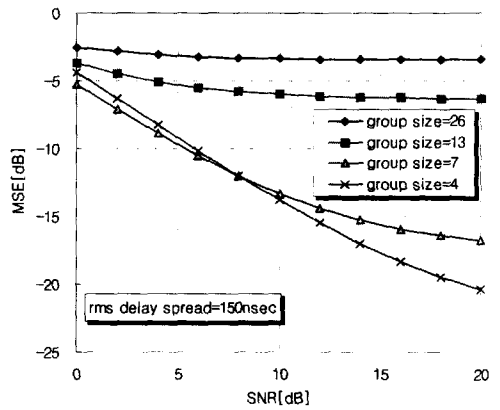


그림 7. MSE 성능(rms delay spread=150nsec)

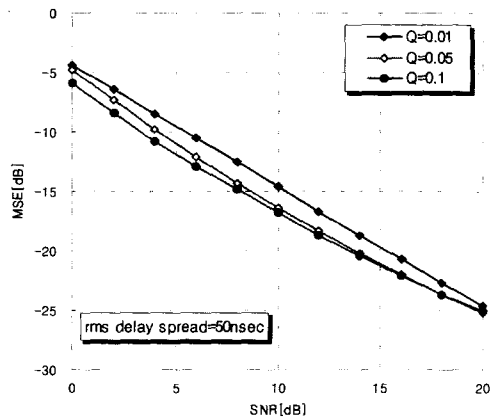


그림 8. MSE 성능(rms delay spread=50nsec)

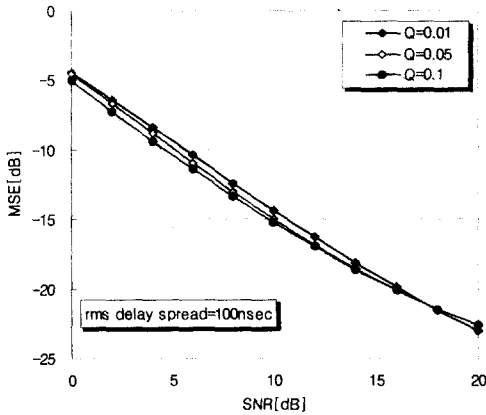


그림 9. MSE 성능(rms delay spread=100nsec)

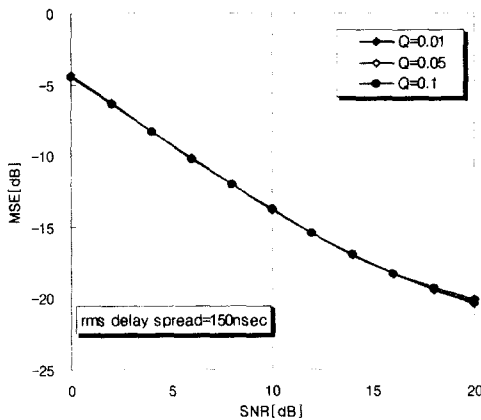


그림 10. MSE 성능(rms delay spread=150nsec)

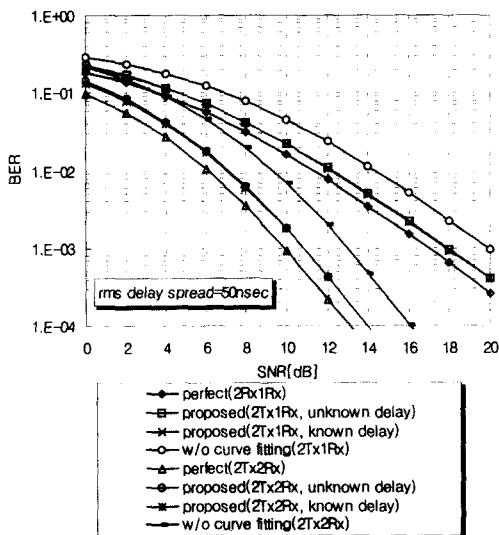


그림 11. STBC의 BER 성능(rms delay spread=50nsec)

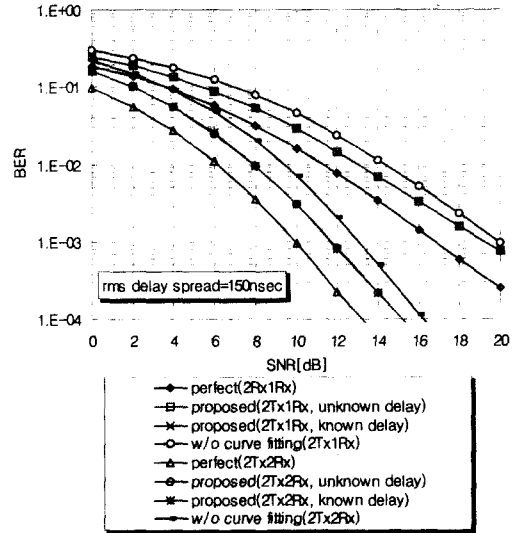


그림 12. STBC의 BER 성능(rms delay spread=150nsec)

그림 8, 그림 9와 그림 10은 rms 지연확산이 50 nsec, 100 nsec, 150 nsec 일 때 채널 추정 기법의 MSE(Mean Square Error) 성능을 지연확산을 정확히 모르는 경우 식(31)의 Q 값에 따른 채널 추정 기법의 MSE(Mean Square Error) 성능을 나타낸 것이다. 여기서 지연확산이 50 nsec이하에서는 그룹의 크기를 13, 50 nsec보다 크고 100 nsec이하에서는 그룹의 크기를 7, 100 nsec 보다 크고 150 nsec이하에서는 그룹의 크기를 4로 설정하였다. 이들 그림으로부터 Q값이 0.1인 경우가 가장 성능이 우수함을 알 수 있다.

그림 11과 그림 12는 각각 rms 지연확산이 50 nsec와 150 nsec이고, 시공간 부호로서 STBC를 이용하는 경우 채널 추정의 BER성능을 보여준 것이다. 그림 11로부터 수신 안테나가 1, 2인 경우 모두 제안된 채널 추정의 성능은 완벽한 채널 추정에 비해 1dB이내에서 유지됨을 알 수 있다. 또한 curve fitting을 하지 않은 경우에 비해 약 2dB의 SNR 개선을 가져옴을 알 수 있다. 그리고 수신측에서 다중 경로의 지연확산을 정확히 알고 있는 경우와 모르는 경우 BER성능이 거의 동일함을 알 수 있다. 이 결과는 본 논문에서 소개한 지연확산 추정 방법의 유효성을 말해준다. 그림 12의 BER 성능의 전체적인 경향은 그림 11과 비슷한 양상을 가짐을 알 수 있다. 그러나 그림 11과 비교해 볼 때 지연 확산이 클수록 BER성능이 떨어짐을 볼 수가 있는데 이것은 채널 추정의 어려움에 의한 영향을 받기 때문이다.



그림 13은 rms 지연확산이 50 nsec인 경우 STTC와 STBC 및 uncoded인 경우에 대한 BER 성능을 나타낸 것이다. 송신 안테나의 개수가 각각 1인 경우 즉, uncoded인 경우는 BER=10<sup>-2</sup>을 얻기 위한 SNR이 약 17.2dB임을 보여준다. 이 그림에서 보면 송신 안테나의 개수가 2이고 수신 안테나가 1인 경우 BER=10<sup>-2</sup>을 얻기 위한 SNR이 STBC는 12.2dB이고, STTC는 13.4dB로서 STBC가 STTC에 비해 1.2dB SNR 이득이 있음을 알 수 있다. BER=10<sup>-3</sup>에 대해서도 역시 STBC가 STTC에 비해 약 1.2dB SNR 이득을 가져옴을 알 수 있다. 그러나 송신 안테나의 개수가 2이고 수신 안테나가 2인 경우는 BER=10<sup>-2</sup>을 얻기 위한 SNR이 STBC는 약 7dB로서 STTC와 거의 같음을 알 수 있다. BER=10<sup>-3</sup>에 대해서는 역시 STTC가 STBC에 비해

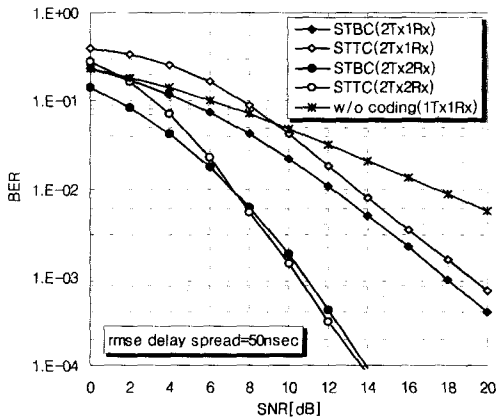


그림 13. BER 성능(rms delay spread=50nsec)

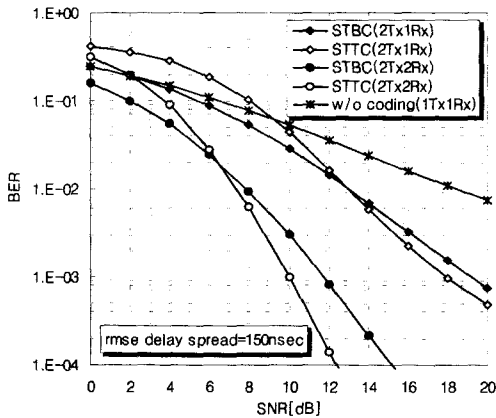


그림 14. BER 성능(rms delay spread=150nsec)

약 0.3dB SNR 이득을 가져옴을 보여준다. 전반적으로 송신 다이버시티를 적용하지 않은 경우 보다 적용한 경우가 상당한 다이버시티 이득을 얻을 수 있으며, 수신기의 복잡도 및 성능을 고려할 때 STBC가 STTC에 비해 유리하다고 할 수 있다.

그림 14는 rms 지연확산이 150 nsec인 경우 STTC와 STBC 및 uncoded인 경우에 대한 BER 성능을 나타낸 것이다. uncoded인 경우는 BER=10<sup>-2</sup>을 얻기 위한 SNR이 약 18.2dB임을 보여준다. 그리고 송신 안테나의 개수가 2이고 수신 안테나가 1인 경우 BER=10<sup>-2</sup>을 얻기 위한 SNR이 STBC는 13dB로서 STTC와 같음을 알 수 있다. BER=10<sup>-3</sup>에 대해서는 역시 STTC가 STBC에 비해 약 1.3dB SNR 이득을 가짐을 알 수 있다. 송신 안테나의 개수가 2이고 수신 안테나가 2인 경우는 BER=10<sup>-2</sup>을 얻기 위한 SNR이 STTC는 약 7.3dB로서 7.8dB인 STBC에 비해 약 0.5dB의 SNR 이득을 가진다. BER=10<sup>-3</sup>에 대해서는 STTC가 STBC에 비해 약 1.5dB SNR 이득을 가져옴을 보여준다. 요약하면, 송신 다이버시티를 적용하지 않은 경우 보다 적용한 경우가 상당한 다이버시티 이득을 얻을 수 있으며, 수신 안테나의 개수가 2인 경우는 STTC가 전반적으로 성능이 우수함을 알 수가 있다.

### V. 결론

송신 다이버시티는 무선 통신 시스템에서 고속 데이터의 전송 및 스펙트럼의 효율을 개선하기 위한 효과적인 다이버시티 기법이다. 송신 다이버시티를 이용하는 경우 각 송신 안테나로부터 수신기까지의 채널 정보가 수신기에서 필수적이다. 따라서 송신기의 구조는 이에 적합하도록 설계되어야 하는 것이 원칙이다. 본 논문에서는 IEEE802.11a 무선 인터넷용 OFDM 시스템에서 송신 다이버시티에서 필수적인 채널 추정을 위한 훈련열의 구조를 제시하였으며, 이 구조를 기반으로 하여 채널 추정 알고리즘을 제시하였다. 제안된 채널 추정 기법은 일반적인 OFDM 시스템에도 효과적으로 적용이 가능하다. 채널 추정의 성능 및 STTC와 STBC의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석하였다.

시뮬레이션 결과로부터 채널 추정 기법으로 curve fitting을 적용한 경우가 적용하지 않은 경우에 비해 우수한 성능을 가짐을 확인하였다. 그리고 시공간 부호를 적용한 IEEE802.11a 시스템에서 수

신 안테나의 개수가 1인 경우는 수신기의 복잡도 및 성능을 고려할 때 STBC가 STTC에 대해 유리하고, 수신 안테나의 개수가 2이고 지연확산이 큰 경우는 STTC가 유리함을 알 수 있었다.

향후 송신 다이버시티를 목적으로 한 훈련열 구조에 대해 주파수 오프셋 동기에 관련된 연구가 진행되어야 할 것으로 사료된다.

### 참고 문헌

[1] L. J. Cimini, Jr., J. C.-I. Chuang, and N. R. Sollenberger, "Advanced cellular internet service (ACIS)," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 10, pp. 150-159, Oct. 1998.

[2] 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.

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

[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] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels," in *Proc. IEEE VTC'98*, pp. 2232-2236, 1998.

[6] Ye Li, J. C. Chuang, 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.

[7] 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.

[8] Ye Li, "Optimum training sequences for OFDM systems with multiple transmit antennas," *Proc.*

*IEEE GLOBECOM'00*, pp. 1478-1482, San Francisco, CA, Nov. 2000.

[9] Won Gi Jeon, Kyung Hyun Paik and Yong Soo Cho, "An efficient channel estimation technique for OFDM systems with transmitter diversity," *Proc. IEEE PIMRC'00*, vol. 2, pp. 1246 -1250, 2000.

[10] 이상문, 최형진, "Space-time trellis coding을 이용한 송신 다이버시티를 가진 OFDM 시스템에 대한 효율적인 채널 추정 기법", *한국통신학회논문지*, 제26권, 제9B호, pp.1243-1250, Sept. 2001.

[11] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems," *Proc. IEEE GLOBECOM, Sanfrancisco, CA*, vol. 3, pp.1473-1477, Nov. 2000.

[12] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels," *Proc. IEEE J. Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, pp.149-152, Cambridge, MA, Mar. 2000.

[13] IEEE 802.11a/D5.0 High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band, 1999.

[14] Samuel D. Stearns and Ruth A. David, *Signal Processing Algorithms*, Prentice-Hall International, Inc., 1988.

### 이 상 문(Sang-Mun Lee)

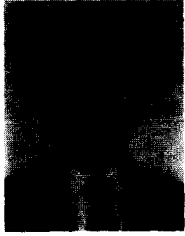
정회원

1991년 2월: 성균관대학교 전자공학과(공학사)  
 1993년 2월: 성균관대학교 대학원 전자공학과(공학석사)  
 2000년 8월 현재: 성균관대학교 대학원 전기전자 및 컴퓨터공학부 박사수료

1993년 1월~1998년 1월: LG전자 디지털미디어 연구소 선임연구원  
 1998년 3월~현재: 문경대학 정보통신계열 교수  
 <주관심 분야> 디지털통신, 이동통신, 통신신호처리

최 형 진(Hyung-Jin Choi)

정회원



1974년 2월: 서울대학교

전자공학과(공학사)

1976년 2월: 한국과학기술원

전기전자공학과

(공학석사)

1976년 3월~1979년 7월 : (주)

금성사 중앙연구소 연구원

1979년 9월~1982년 12월: 미국 University of

Southern California 전기공학과(공학

박사)

1982년 10월~1989년 2월: 미국 Lincom Corp. 연구

원

1989년 3월~현재: 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터

공학부 교수

<주관심 분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성

통신 및 동기화 기술을 포함한

MODEM기술