

# IEEE 802.11a 기반의 MIMO-OFDM 시스템을 위한 채널 추정 기법

준회원 안 치 준\*, 정회원 안 재 민\*

## Channel Estimation scheme for IEEE 802.11a system based on MIMO-OFDM systems

Chi-Jun Ahn\* Associate Member, Jae-Min Ahn\* Regular Members

### 요 약

본 논문에서는 Multiple Input-Multiple output Orthogonal Frequency Division Multiplexing(MIMO-OFDM) 시스템을 위한 채널 추정 기법으로 space-time block coding(STBC) 기법과 space-frequency block coding(SFBC) 기법을 제안한다. 제안된 방식은 각 송신 안테나에서 서로 직교성을 갖는 혼련 심볼을 전송함으로써 수신 안테나에서는 각 송수신 안테나 사이의 채널 계수를 추정한다. 제안된 알고리즘은 IEEE 802.11a 시스템 기반의 MIMO-OFDM 시스템에 적용해 성능 개선 효과를 확인해 보았다. 그 결과 제안된 방법이 기존의 방법보다 더 정확한 채널 계수 추정이 가능함을 확인할 수 있었다. 모의실험은 기존의 추정기법과 제안된 추정 기법이 적용된 시스템을 50ns 와 150ns 의 RMS 지연 확산을 갖는 다중 경로 페이딩 환경에서 수행되었으며 각 변복조 방식에 따른 비트 오류 성능 개선 정도를 확인해 보았다.

Key words : MIMO-OFDM system; channel estimation; space-time block coding; space-frequency block coding; IEEE 802.11a system

### ABSTRACT

Channel estimation schemes are proposed for Multiple Input-Multiple output Orthogonal Frequency Division Multiplexing(MIMO-OFDM) systems based on the physical layer specification of the IEEE 802.11a. By combining the space-time block coding(STBC)/ space-frequency block coding(SFBC) techniques with the transform domain interpolation, the proposed algorithms achieve more accurate channel coefficients for the MIMO channels such that improve the BER performance. The performance improvements of the proposed algorithms are evaluated by simulations under the various multipath fading channel environments and various transmission rates.

### 1. 서 론

무선 멀티미디어 서비스가 본격화되기 시작하면서 무선 통신을 통한 고속 정보전달의 필요성이 요구되고 있다. 더 많은 정보를 전송하기 위해서는 더 많은 주파수 대역을 필요로 하지만, 가용 주파수 대역에 제

약이 존재하므로 제한된 주파수 대역 내에서 시스템의 전송 용량을 극대화하는 방법으로 Multiple-Input Multiple-Output(MIMO) 시스템이 제안되었다. MIMO 시스템과 더불어 Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) 시스템은 각 부반송파의 직교성을 이용한 병렬형태의 데이터 전송 시스

\* 충남대학교 정보통신 공학과 멀티 이동통신 연구실(cjahn@seclhwa.cnu.ac.kr)

논문번호: 040071-0209, 접수일자: 2004년 2월 18일

\* 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구사업(R01-2001-00349)의 지원으로 수행하였음.

템으로 주파수의 이용 효율이 높고, 다중 경로 환경에 강한 특성을 가지며 채널 보상기의 구조가 간단하기 때문에 고속의 데이터 전송을 요구하는 IEEE 802.11a 와 IEEE 802.11g 등의 무선랜 표준 규격에서 기본 전송 방식으로 채용하고 있다. 최근 무선 구간에서의 멀티미디어 데이터 전송에 대한 요구가 증대되면서 무선랜을 기반으로 한 초고속 무선 전송 기술에 대한 수요는 날로 증대되고 있다. 이러한 기대에 부응하기 위한 방편으로서 MIMO와 OFDM을 결합하는 전송 방식에 대한 연구가 IEEE 802.11n을 중심으로 진행되고 있으며 기존의 무선랜을 위한 OFDM 전송 규격을 기반으로 하여 여기에 MIMO 기술을 도입하는 방안이 연구되고 있다.

MIMO-OFDM 시스템에서 용량을 극대화하기 위해서는 다중 송수신 안테나 간의 채널에 대한 정확한 채널 계수 추정이 필요하다. MIMO-OFDM 시스템에서 추정된 채널 계수는 수신된 신호로부터 각 송신 안테나의 송신 신호를 분리하는데 사용된다. 만약, 추정된 채널 계수가 오차를 가지면, 수신 신호에서 각 송신 안테나의 송신 신호들을 정확히 분리하지 못하고 다른 송신 안테나에서 송신하는 신호들이 잡음 형태로 남아있어 시스템의 성능 저하를 가져오게 된다. 이런 관점에서 MIMO-OFDM 시스템을 위한 정확한 채널 계수 추정 기법은 시스템이 추구하는 용량 극대화라는 목표를 달성하기 위해 반드시 필요하다고 할 수 있다.

이러한 필요성에 의해 MIMO-OFDM 시스템을 위한 다양한 채널 추정 기법이 연구되었다<sup>[2]-[15]</sup>. Ye Li는 [2]에서 시공간 부호화 기법과 채널의 지연 프로파일(delay profile)을 이용한 minimum mean-squared error(MMSE) 방식의 추정 기법을 제안하고 있다. 이 방법은 역행렬 연산과 주파수 영역과 시간 영역에 걸친 채널 추정 기법을 이용하여 mean squared error(MSE) 측면에서 효율적인 방법이라고 할 수 있으나 구현 과정에서 매우 큰 복잡도를 가진다. 이에 [3]에서는 복잡도를 줄이기 위해 역행렬을 사용하지 않고 최적의 훈련결과 채널의 지연 프로파일을 이용한 채널 추정 과정을 제안했다. 이 방법은 각 송신 안테나의 훈련 심볼들 사이에 직교성을 보장하기 위해 수신기에서 관찰되는 채널의 최대 시간 지연이 보호구간보다 작을 때를 전제로 하고 있다. 각 송신 안테나는 시간 영역에서 서로 다른 시간 지연을 가지는 훈련 심볼을 전송한다. 채널을 거쳐 수신된 훈련 심볼은 FFT하고 파일럿 신호 성분을 제거한 뒤 다시 IFFT를 해주면 각 송수신 안테나 사

이의 채널 계수와 잡음 성분만으로 구성된 신호로 얻어진다. 이때, 각 송신 안테나가 가지고 있던 시간 지연은 그대로 남아있기 때문에, 각 송신 안테나와 해당 수신 안테나 사이의 채널 계수는 그 시간 지연을 가진 채 얻어진다. 이때 채널 계수의 최대 시간 지연이 보호 구간을 넘지 않는다면, 해당 수신 안테나와 각 송신 안테나 사이의 채널 계수는 서로 분리할 수 있다. 하지만, 이 방법은 IEEE 802.11a 시스템이 가지는 훈련 심볼의 구조에 적합하지 않다. IEEE 802.11a 시스템은 52 개의 파일럿 신호로 구성된 훈련 심볼을 사용하기 때문이다. [3]과 같은 방식의 채널 추정 기법이 적용될 경우 52 개의 부반송파에 대한 파일럿 신호를 제거하고 IFFT 연산을 거쳤을 때 모든 시간 영역에서 값을 가지게 된다. 즉, 각 수신 안테나의 훈련 심볼이 가지는 시간 응답이 최대 시간 지연을 넘는 부분에서도 값을 가지게 된다. 따라서 최대 시간 지연을 넘는 영역의 신호를 잡음으로 생각하고 제거한다면 잡음 성분이 제거되는 동시에 훈련 심볼내의 채널 계수 또한 손상을 입게 된다. 또한, 각 송신 안테나가 최대 지연 시간을 넘는 영역에서 신호 성분을 갖는다면, 다른 안테나의 훈련 심볼에 간섭이 되어 성능 저하를 가져오게 된다. [5]와 [6]에서는 훈련 심볼을 사용하고 송신 다이버시티 기법이 적용된 OFDM 시스템에서 least square(LS) 방법에 의한 채널 추정 기법을 제안하고 있다. 이 방법은 채널 계수를 추정하는 과정에서 역행렬 연산을 사용하지 않고 모든 추정 과정이 주파수 영역에서만 이루어지기 때문에 [2]에 비해 매우 작은 복잡도를 가지고 이웃 안테나 신호에 의한 간섭이 없이 채널 계수를 추정할 수 있다는 장점이 있다. 하지만 송신 안테나의 수가 늘어나면 추정되는 채널 계수 사이의 부반송파 간격이 늘어나 요구되는 코히런스 대역폭이 커진다. 또한, 선형 보간법의 사용으로 채널이 급변하거나 신호 대 잡음비가 낮은 환경에서는 높은 MSE를 가진다. [7]에서는 expectation maximization(EM) 방식을 제안함으로써 기존의 채널 추정 기법이 역행렬의 연산으로 가지는 복잡도를 줄이고자 했다. 또한, [8]에서는 EM 방식의 채널 추정 기법을 ST coded OFDM 시스템에서 STBC-OFDM 시스템과 SFBC-OFDM 시스템에까지 확장시켜 개선된 EM 방식의 채널 추정 기법을 서술하고 있다. 이 방법은 초기에 추정된 채널 계수에 의해 전체 시스템의 성능에 큰 영향을 준다. 알고리즘의 초기값이 낮은 신호 대 잡음비에서 잡음의 영향으로 큰 MSE를 가지고 있다면 이상적인 채널 계

수에 도달하기까지의 시간이 길어진다. 따라서 수신기에서는 적정 수준의 MSE를 가지는 채널 계수가 얻어질 때까지 각 송신 안테나의 신호들을 제대로 복구할 수 없다.

이상에서 언급한 기존 방식들의 문제점을 극복하기 위하여 본 논문에서는 채널 계수의 추정 오차를 최소화하기 위한 채널 추정 기법으로써 Space-Time Block Coding(STBC)과 Space-Frequency Block Coding(SFBC)을 이용한 채널 추정 기법을 제안한다. STBC 방법은 연속된 두 개의 혼련 심볼에 시공간 부호화(Space-Time coding) 기법을 이용해 채널 계수를 추정하고 FFT를 이용하여 추정된 채널 계수에 섞여있는 잡음 성분을 제거했다. 시공간 부호화 기법을 이용한 채널 계수 추정 방법은 그 구조가 간단하고 다른 송신 안테나에 의한 간섭 작용을 받지 않으며 다이버시티 이득으로 백색 잡음의 영향을 줄여주는 큰 장점이 있다. 여기에 FFT연산과 지연 프로파일을 이용한 잡음제거 과정을 추가해 줌으로써 채널 계수의 추정 오차를 최소화 했다. 기존의 [5]에서 제안한 방법보다는 FFT를 이용하는 잡음 제거 과정으로 복잡도가 늘어났지만 보다 정확한 채널 계수를 얻음으로 인해 각 송신 안테나 사이에서 송신 심볼의 정확한 분리가 가능해졌다. 또한, [3]에서 문제가 되었던 52개의 파일럿 신호 사용에 따른 각 송신 안테나의 간섭 작용과 최대 시간 지연을 초과하는 채널 계수 성분에 따른 오차가 시공간 부호화 기법을 이용한 1차 채널 계수 추정으로 최소화 할 수 있다. SFBC 방법은 이웃하는 혼련 심볼 사이에 시공간 부호화 기법을 사용하는 STBC 방법과 달리 이웃하는 부반송파 사이에 사용했다. SFBC 방법은 STBC 방법에 비해 2배의 코히런스 대역폭을 요구하지만 한 개의 혼련 심볼만으로도 채널 계수 추정이 가능하다. 따라서 채널 계수의 변화가 크지 않은 환경에서는 SFBC 방법을 사용함으로써 STBC 방법을 사용할 때 보다 혼련 심볼의 사용에 따른 손실을 줄일 수 있다.

서론에 이어 II장에서는 제안된 방법의 성능 검증을 위해 사용한 송수신기 구조와 채널 모델을 설명하고, III장에서는 제안된 채널 추정 방법을 위한 심볼 구조 및 프레임 구조를 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통해 제안된 방법의 성능을 분석해 보고, V장에서 결론을 맺는다.

## II. MIMO-OFDM 시스템의 구조 및 채널 모델

본 장에서는 MIMO-OFDM 시스템의 기본 송수신 구조 및 MIMO 채널 모델에 대해서 설명 한다.

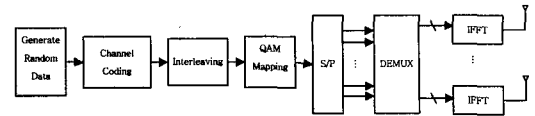


그림 1. MIMO-OFDM시스템의 송신기 구조  
Fig. 1. The structure of the transmitter of the MIMO-OFDM system

그림 1은  $M$ 개의 안테나를 가지는 송신기 구조를 나타낸다. 이와 같은 송신기 구조를 통해서 송신되는  $i$ 번째 안테나의 송신 신호는 식(1)과 같다.

$$s_i[n, v] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} d_i[n, k] e^{j \frac{2\pi kv}{N}} \quad (1)$$

여기에서  $s_i[n, v]$ 는  $i$ 번째 송신 안테나에서 송신되는  $n$ 번째 OFDM 심볼의  $v$  ( $= 0, \dots, N-1$ )번째 표본화 데이터를,  $N$ 은 IFFT크기를,  $d_i[n, k]$ 는  $i$ 번째 송신 안테나에서 송신되는  $n$ 번째 OFDM 심볼의  $k$ 번째 부반송파 신호를 나타낸다.

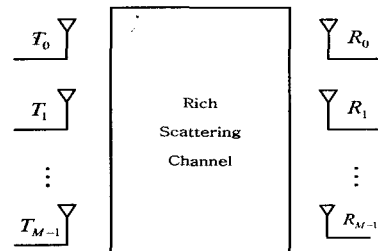


그림 2. MIMO-OFDM 시스템의 채널 구조  
Fig. 2. The channel structure of the MIMO-OFDM system

그림 2는  $M$ 개의 송수신 안테나를 가지는 MIMO-OFDM 시스템의 채널 구조이다. 이때  $i$ 번째 송신 안테나와  $m$ 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득은 식(2)와 같다.

$$h_{i,m}[n, v] = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{i,m,l} \delta[v - \tau_{i,m,l}] \quad (2)$$

여기에서  $L$ 은 다중 경로 수를,  $\alpha_{i,m,l}$ 은  $l$ 번째 경로에서 가지는 채널 이득을,  $\tau_{i,m,l}$ 은  $l$ 번째 경로가 가지는 시간 지연을 나타낸다. 식(1)의 송신 신호가 위와 같은 채널을 거쳐  $m$ 번째 수신 안테나로 수신되는 신호는 식(3)과 같다.

$$r_m[n, v] = \sum_{i=0}^{M-1} h_{i,m}[n, v] * s_i[n, v] + w_m[n, v] \quad (3)$$

여기에서  $[\cdot] * [\cdot]$ 는 컨볼루션을,  $r_m[n, v]$ 는  $m$ 번째 수신 안테나에서 수신한  $n$ 번째 OFDM 심볼 블록의  $v$ 번째 표본화 데이터를,  $w_m[n, v]$ 는  $m$ 번째 수신 안테나에서 수신되는  $n$ 번째 OFDM 심볼의  $v$ 번째 표본화 데이터가 가지는 백색 잡음을 나타낸다.

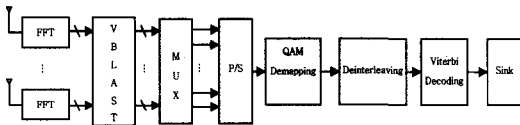


그림 3. MIMO-OFDM시스템의 수신기 구조  
Fig. 3. The structure of the receiver of the MIMO-OFDM system

그림 3은  $M$ 개의 안테나를 가지는 수신기 구조를 나타낸다. 수신된 신호가 FFT 블록을 거쳐  $k$ 번째 부반송파에서 얻어지는 신호는 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} R_m[n, k] &= F\{r_m[n, k]\} \\ &= F\left\{\sum_{i=0}^{M-1} h_{i,m}[n, v] * s_i[n, v] + w_m[n, v]\right\} \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} H_{i,m}[n, k] d_i[n, k] + W_m[n, k] \quad (4) \end{aligned}$$

여기에서  $F\{\cdot\}$ 는 FFT를,  $W_m[n, k]$ 는  $w_m[n, v]$ 의 주파수 영역 백색잡음을,  $H_{i,m}[n, k]$ 는  $h_{i,m}[n, v]$ 의 주파수 응답을 나타낸다. 각 수신 안테나에서 얻어진 신호는 송신 안테나의 신호들이 각 경로의 채널 이득을 가지고 더해진 형태로 수신됨을 확인할 수 있다. VBLAST 검출 과정은 이렇게 수신된 신호들을 nulling과 canceling 동작으로 각 송신 안테나에서 송신한 신호의 간섭을 제거해 주고 각 수신 안테나에서 얻어진 신호들을 더해줌으로써 다이버시

티 이득을 가진 각 송신 안테나의 신호들로 분리해 준다. 이때 VBLAST 검출기가 제대로 동작하기 위해서는 각 송수신 안테나 사이 경로의 채널 계수를 정확히 알아야 한다. 정확한 채널 계수로 VBLAST 검출 과정을 거치면 각 송신 안테나의 신호들은 다른 송신 안테나의 송신 신호에 의한 간섭이 최소화 될 뿐 아니라 각 수신 안테나의 수신 신호들에 의한 다이버시티 이득을 최대화 할 수 있다<sup>[18]</sup>.

### III. 채널 추정 기법

앞 장에서 수신기의 동작을 살펴보면, VBLAST 검출기는 정확한 채널 계수를 통해서 각 송신 안테나의 송신 신호를 분리 가능하며, 각 송신 신호의 다이버시티 이득을 최대화 할 수 있음을 알 수 있다. 본 장에서는 정확한 채널 계수 추정을 위하여 제안된 STBC 기법과 SFBC 기법의 송수신기 구조와 혼련 심볼 구조 및 프레임 구조를 설명한다.

#### 1. Space-Time Block Coding(STBC) 기법

STBC 기법은 이웃하는 두 개의 혼련 심볼이 송신되는 동안 채널 계수가 일정하다는 가정을 전제로 한다. 따라서 두 송신 안테나는 연속된 두 개의 심볼에 직교성을 주는 STBC 부호화 과정을 거친 혼련 심볼을 송신함으로써 채널 계수를 추정한다.

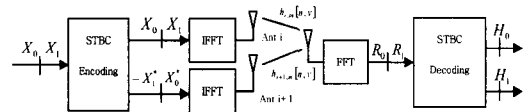


그림 4. STBC 기법이 적용된 MIMO-OFDM시스템의 송수신기 구조  
Fig. 4. The structure of the transmitter and receiver of the MIMO-OFDM system for the STBC scheme

그림 4는  $i(=2u)$  번째 안테나와  $i+1(=2u+1)$  번째 안테나에서 STBC 기법을 위한 혼련 심볼의 송수신 과정을 나타낸다.  $X_0, X_1$ 은 서로 직교성을 갖는 두 송신 안테나에서 전송하는 혼련 심볼을 구성하는 파일럿 신호로써 식(5)와 같다.

$$\begin{aligned} X_0 &= \begin{cases} X[n, k] & , k = u, \frac{M}{2} + u, N - \frac{M}{2} + u \\ 0 & , \text{others} \end{cases} \\ X_1 &= \begin{cases} X[n+1, k] & , k = u, \frac{M}{2} + u, N - \frac{M}{2} + u \\ 0 & , \text{others} \end{cases} \quad (5) \end{aligned}$$

여기에서  $k$ 는 채널 계수 추정을 위해 사용하는 부반송파 번호를 나타내고,  $u = (0, \dots, M/2 - 1)$ 는 직교성을 갖지 않는 다른 안테나에서 송신하는 훈련 심볼의 간섭을 제거하기 위한 부반송파 간격을 나타낸다. 또한, 훈련 심볼들은 모두 동일한 크기를 가지는 파일럿 신호들로 구성된다( $X_0^p = |X_1^p|$ ). 이와 같이 구성된 훈련 심볼은 STBC 부호화 블록과 IFFT 블록을 거쳐 식(6)과 같은 형태로 각 송신 안테나에 의해 송신된다.

$$\begin{cases} s_i[n, v] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_0 e^{j\frac{2\pi kv}{N}} \\ s_i[n+1, v] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_1 e^{j\frac{2\pi kv}{N}} \\ s_{i+1}[n, v] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} (-X_1^*) e^{j\frac{2\pi kv}{N}} \\ s_{i+1}[n+1, v] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} (X_0^*) e^{j\frac{2\pi kv}{N}} \end{cases} \quad (6)$$

여기에서  $(\cdot)^*$ 는 켈레 복소수를 나타낸다. 각 훈련 심볼이 MIMO 채널을 거치고 난 후  $m$ 번째 수신 안테나에서 표본화 된 신호는 식(7)과 같다.

$$\begin{aligned} r_m[n, v] &= h_{i, m}[n, v] * s_i[n, v] + h_{i+1, m}[n, v] * s_{i+1}[n, v] \\ &\quad + u_m[n, v] \\ r_m[n+1, v] &= h_{i, m}[n+1, v] * s_i[n+1, v] \\ &\quad + h_{i+1, m}[n+1, v] * s_{i+1}[n+1, v] + u_m[n+1, v] \end{aligned} \quad (7)$$

이렇게 수신된 신호는 FFT 블록을 통과한 후 식(8)과 같은 형태로 얻어진다.

$$\begin{aligned} R_0 &= R_m[n, k] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{v=0}^{N-1} r_m[n, v] e^{-j\frac{2\pi kv}{N}} \\ &= H_{i, m}[n, k] X_0 - H_{i+1, m}[n, k] X_1^* + W_m[n, k] \\ R_1 &= R_m[n+1, k] \\ &= H_{i, m}[n+1, k] X_1 + H_{i+1, m}[n+1, k] X_0^* \\ &\quad + W_m[n+1, k] \end{aligned} \quad (8)$$

이와 같은 수신 신호로부터 STBC 복호화 과정을 거쳐 얻어지는 채널 계수는 식(9)와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_{i, m}[n, k] &= \frac{R_0 X_0^*}{2|X_0|^2} + \frac{R_1 X_1^*}{2|X_1|^2} \\ &= H_{i, m}[n, k] + W_m[n, k] \\ \hat{H}_{i+1, m}[n, k] &= \frac{R_1 X_0}{2|X_0|^2} - \frac{R_0 X_1}{2|X_1|^2} \\ &= H_{i+1, m}[n, k] + W_m[n+1, k] \end{aligned} \quad (9)$$

여기에서  $W_m[\cdot]$ 는 STBC 복호화 과정을 거치면서 동안 변형된 백색 잡음을 나타낸다. 위에서 추정된 채널 계수 값들은 일정한 부반송파 간격으로 얻어진다. 따라서 그 사이의 부반송파가 가지는 채널 계수 값들을 얻기 위한 과정이 필요하다.

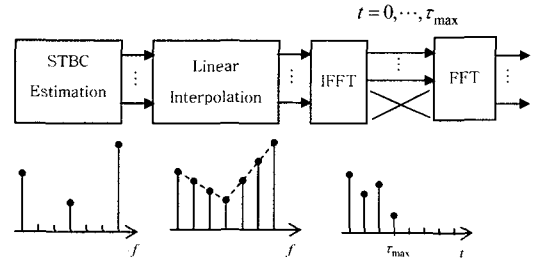


그림 5. FFT 연산을 이용한 추정된 채널 계수의 잡음 제거  
Fig. 5. Removing the interference of the estimated channel coefficient by using the FFT operation

그림 5는 1차 추정된 채널 계수로 나머지 부반송파의 채널 계수를 구하고 추정된 채널 계수에 포함된 잡음 성분을 제거하기 위한 동작을 나타낸다. 1차로 추정된 채널 계수 사이의 부반송파에 대한 채널 계수는 선형 보간법으로 채워주고 FFT를 거쳐 최대 시간 지연( $\tau_{\max}$ )을 초과하는 부분의 신호 성분을 제거해 주었다<sup>[2]</sup>. 이로써 채널 계수에 포함된 잡음 성분을 줄이고 더 정확한 채널 계수를 얻도록 해주었다. 1차로 추정된 채널 계수는 52개의 부반송파 중 파일럿 신호가 전송되는 일부 부반송파에 대해서만 얻어진다. 이때 얻어진 일부 부반송파의 채널 계수를 바로 FFT한다면, 최대 시간 지연을 초과하는 부분에서도 채널 계수 성분을 가지게 된다. 따라서 최대 시간 지연을 초과하는 신호 성분의 제거는 잡음 성분의 제거와 동시에 채널 계수 성분도 제거하는 동작이 된다. 즉 채널 계수의 추정 오차에 대한 개선 효과를 얻지 못하게 된다. 이와 같은 문제점을 최소화하기 위해 FFT 동작 이전에 선형 보간

법을 통해 데이터 부반송파와 사용하지 않던 모든 부반송파의 채널 계수 값을 채워주었다. 이렇게 모든 부반송파의 채널 계수를 채우고 난 후에 FFT하면 최대 시간 지연을 초과하는 부분에 포함되는 채널 계수 성분은 줄어든다. 그 결과 최대 시간 지연을 초과하는 신호 성분을 제거하는 동작에 의한 채널 계수의 손상이 최소화 되었다.

지금까지의 동작은 두 개의 훈련 심볼을 전송함으로써 한 순간의 채널 계수 값을 추정하는 동작이다. 하지만, 전체 프레임이 전송되는 시간 동안 채널 계수는 변하기 때문에, 변하는 채널 계수 값을 추정하기 위해 프레임 중간에 훈련 심볼을 삽입하였다.

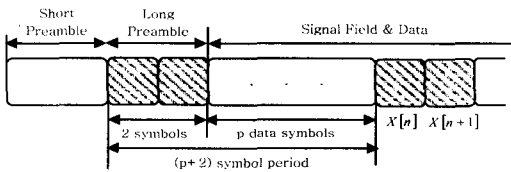


그림 6. STBC 기법을 위한 MIMO-OFDM시스템의 프레임 구조  
Fig. 6. The frame structure of the MIMO-OFDM system for the STBC scheme

그림 6은 한 프레임의 데이터가 전송되는 시간 동안 변하는 채널 계수를 추정하기 위해 훈련 심볼이 추가된 프레임 구조를 나타낸다. 훈련 심볼은  $p$  개의 데이터 심볼 간격으로 2개의 훈련 심볼이 추가되어  $p+2$ 의 주기를 갖도록 한다. 프레임 내에서 심볼 단위의 채널 계수는 크게 변하지 않기 때문에 선형 보간법으로써 각 훈련 심볼 사이의 데이터 심볼에 대한 채널 계수를 추정한다.

2. Space-Frequency Block Coding(SFBC) 기법

SFBC 기법은 이웃하는 부반송파 사이에 일정한 채널 계수를 갖는다는 가정을 전제로 한다. 따라서 두 송신 안테나에서는 연속된 두 부반송파 사이에 직교성을 주는 SFBC 부호화 과정을 거친 훈련 심볼을 전송함으로써 채널 계수를 추정한다.

그림 7은  $i(=2u)$  번째 안테나와  $i+1(=2u+1)$  번째 안테나에서 SFBC 기법을 위한 훈련 심볼의 송수신 과정을 나타낸다.  $X_0, X_1$ 은 서로 직교성을 갖는 두 송신 안테나의 훈련 심볼을 구성하는 파일럿 신호로써 식(10)과 같다.

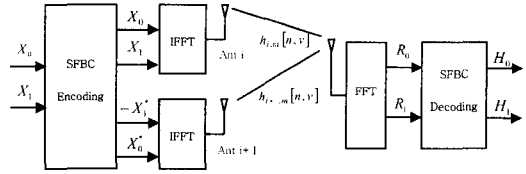


그림 7. SFBC 기법이 적용된 MIMO-OFDM시스템의 송수신 구조  
Fig. 7. The structure of the transmitter and receiver of the MIMO-OFDM system for the SFBC scheme

$$X_0 = \begin{cases} X[n, 2k] & , k = u, \frac{M}{2} + u, \dots, \frac{N}{2} - \frac{M}{2} + u \\ 0 & , \text{others} \end{cases}$$

$$X_1 = \begin{cases} X[n, 2k+1] & , k = u, \frac{M}{2} + u, \dots, \frac{N}{2} - \frac{M}{2} + u \\ 0 & , \text{others} \end{cases} \quad (10)$$

여기에서  $u(=0, 2, \dots, M-2)$ 는 직교성을 갖지 않는 다른 송신 안테나에서 송신하는 훈련 심볼의 간섭을 제거하기 위해 주어지는 간격을 나타낸다. 또한 훈련 심볼들은 동일한 크기를 가지는 파일럿 신호들로 구성한다( $|X_0|^2 = |X_1|^2$ ). SFBC 기법은 연속된 두 개의 부반송파 신호를 시공간 부호화하기 때문에 한 개의 OFDM 심볼만으로도 채널 추정이 가능하다. 하지만 훈련 심볼 내의 파일럿 신호가 가지는 부반송파 간격은 STBC 기법의 두 배 크기를 가진다. 이와 같이 구성된 훈련 심볼은 SFBC 부호화 블록과 IFFT 블록을 거쳐 식(11)과 같은 형태로 각 송신 안테나에서 송신된다.

$$s_i[n, v] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N/2-1} \left( X_0 e^{j\frac{2\pi(2k)v}{N}} + X_1 e^{j\frac{2\pi(2k+1)v}{N}} \right)$$

$$s_{i+1}[n, v] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N/2-1} \left( -X_1^* e^{j\frac{2\pi(2k)v}{N}} + X_0 e^{j\frac{2\pi(2k+1)v}{N}} \right) \quad (11)$$

이와 같이 구성된 훈련 심볼이 MIMO 채널을 거쳐  $m$ 번째 수신 안테나에서 표본화 된 신호는 식(12)와 같다.

$$r_m[n, v] = h_{i,m}[n, v] * s_i[n, v] + h_{i+1,m}[n, v] * s_{i+1}[n, v] + w_m[n, v] \quad (12)$$

이렇게 수신된 신호가 FFT 블록을 통과한 후 얻어지는 신호는 식(13)과 같다.

$$\begin{aligned}
 R_m[n, 2k] &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} r_m[n, v] e^{-j \frac{2\pi(2k)v}{N}} \\
 &= H_{i,m}[n, 2k] X_0 - H_{i+1,m}[n, 2k] X_1^* + W_m[n, 2k] \\
 R_m[n, 2k+1] &= H_{i,m}[n, 2k+1] X_1 \\
 &\quad + H_{i+1,m}[n, 2k+1] X_0^* + W_m[n, 2k+1] \quad (13)
 \end{aligned}$$

서로 직교성을 가지는 두 송신 안테나는 다른 안테나와 중첩되지 않은 부반송파에 파일럿 신호를 전송하기 때문에 특정 부반송파에서는 직교성을 가지는 두 송신 안테나의 파일럿 신호들만이 더해진 형태로 얻어진다. 이렇게 수신된 혼련 심볼로부터 SFBC 복호화 과정을 거쳐 얻어지는 채널 계수는 식(14)와 같다.

$$\begin{aligned}
 \hat{H}_{i,m}[n, 2k] &= \frac{R_m[n, 2k] X_0^*}{2|X_0|^2} + \frac{R_m[n, 2k+1] X_1^*}{2|X_1|^2} \\
 &= H_{i,m}[n, 2k] + W'_m[n, 2k] \\
 \hat{H}_{i+1,m}[n, 2k] &= \frac{R_m[n, 2k+1] X_0}{2|X_0|^2} - \frac{R_m[n, 2k] X_1}{2|X_1|^2} \\
 &= H_{i+1,m}[n, 2k] + W'_m[n, 2k] \quad (14)
 \end{aligned}$$

이렇게 추정된 채널 계수는 일정한 부반송파 간격으로 얻어지기 때문에, 추정된 채널 계수 사이의 부반송파에 대한 채널 계수는 그림 5의 방법으로써 채워준다.

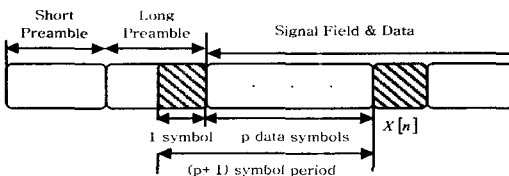


그림 8. SFBC 기법을 위한 MIMO-OFDM시스템의 프레임 구조

Fig. 8. The frame structure of the MIMO-OFDM system for the SFBC scheme

그림 8은 한 프레임의 데이터가 전송하는 시간 동안 변하는 채널 계수를 추정하기 위한 프레임 구조를 나타낸다. STBC 기법과 달리 SFBC 기법은 한 개의 혼련 심볼을 통해서도 채널 추정이 가능하다. 따라서 혼련 심볼은  $p$ 개의 데이터 심볼 간격으로 1개의 혼련 심볼이 추가되어  $p+1$ 의 주기를 갖는다. 그리고 혼련 심볼 사이의 데이터 심볼에 대한 채널 계수는 STBC 기법과 동일하게 선형 보간법으로써 채워 넣는다.

#### IV. 모의실험 결과 및 성능 분석

모의실험에서는 제안한 방식의 성능 검증을 위해 다음과 같은 환경을 설정했다. 4개의 송수신 안테나를 가지는 MIMO-OFDM 시스템을 구성했다. 각 송수신 안테나 사이의 경로는 5GHz의 통과 대역에서 3Km/h의 이동 속도로써 13.8Hz의 도플러 확산을 가지고 서로 독립인 레일리 페이딩 채널을 설정하였다. 또한, 지연 확산의 정도에 따른 성능 평가를 위하여 지수 함수적인 감소 특성을 갖는 50ns RMS 지연 확산과 150ns RMS 지연 확산을 가지는 다중 경로 페이딩 환경을 설정해 주고 모든 동기는 완벽

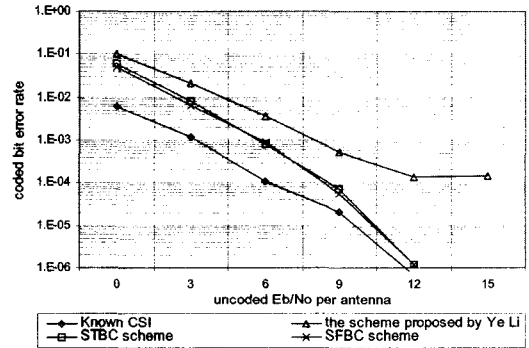


그림 9. 50ns RMS 지연 확산 페이딩 채널 환경에서 24Mbps의 전송률을 가지는 MIMO-OFDM 시스템의 각 채널 추정 기법에 따른 비트 에러 성능 곡선

Fig. 9. The bit error performance of the MIMO-OFDM system with 24Mbps data rate in 50ns RMS delay spread fading channel

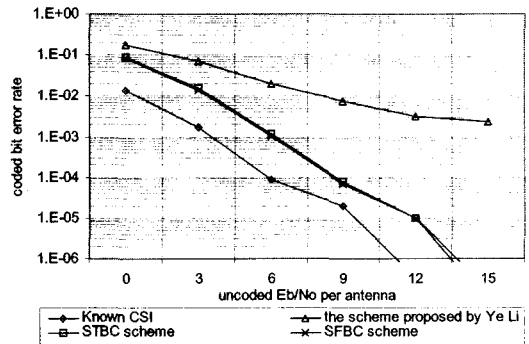


그림 10. 50ns RMS 지연 확산 페이딩 채널 환경에서 48Mbps의 전송률을 가지는 MIMO-OFDM 시스템의 각 채널 추정 기법에 따른 비트 에러 성능 곡선

Fig. 10. The bit error performance of the MIMO-OFDM system with 48Mbps data rate in 50ns RMS delay spread fading channel

하다고 가정하였다. 각 경로의 채널 계수들은 서로 상관성이 없으며 한 개의 OFDM 심볼 구간 동안 채널 계수가 일정함을 가정하였다. 앞서 가정한 채널의 도플러 효과를 고려할 때 프레임이 전송되는 시간 동안 변하는 채널 계수를 추정하기 위해  $p$  값을 21로 설정하였다. 각 송신 안테나의 전송률은 6Mbps, 12Mbps, 24Mbps, 48Mbps로 전체 시스템이 가지는 전송률은 24Mbps, 48Mbps, 96Mbps, 192Mbps가 되도록 설정해 주었다. 채널 코딩은 9의 구속장을 가지는 길쌈 부호기를 사용하였으며, 각 전송률에서 가지는 부호율과 변복조 방식을 살펴보면 24Mbps(1/2, BPSK), 48Mbps(1/2, QPSK), 96Mbps(1/2, 16QAM), 192Mbps(2/3, 64QAM)이다. 본 장에서는 이와 같은 환경에서 각 추정 기법

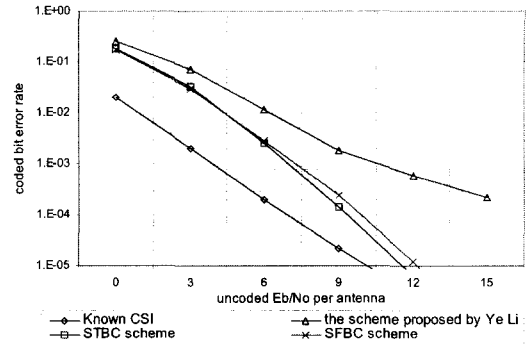


그림 13. 150ns RMS 지연 확산 페이딩 채널 환경에서 24Mbps의 전송률을 가지는 MIMO-OFDM 시스템의 각 채널 추정 기법에 따른 비트 에러 성능 곡선  
 Fig. 13. The bit error performance of the MIMO-OFDM system with 24Mbps data rate in 150ns RMS delay spread fading channel

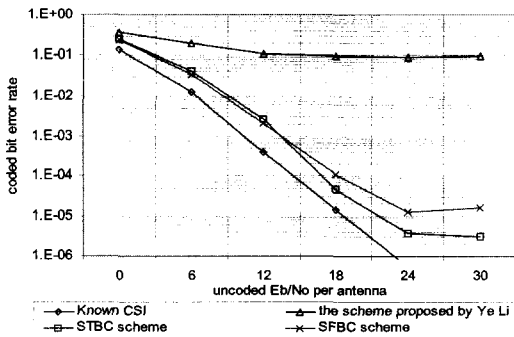


그림 11. 50ns RMS 지연 확산 페이딩 채널 환경에서 96Mbps의 전송률을 가지는 MIMO-OFDM 시스템의 각 채널 추정 기법에 따른 비트 에러 성능 곡선  
 Fig. 11. The bit error performance of the MIMO-OFDM system with 96Mbps data rate in 50ns RMS delay spread fading channel

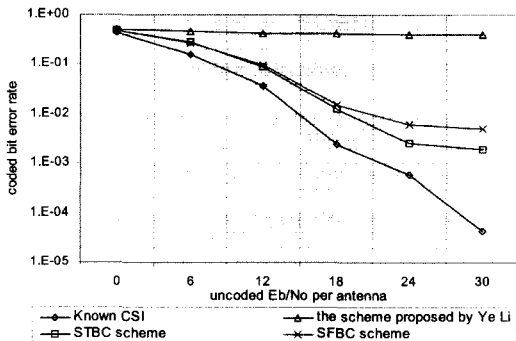


그림 12. 50ns RMS 지연 확산 페이딩 채널 환경에서 192Mbps의 전송률을 가지는 MIMO-OFDM 시스템의 각 채널 추정 기법에 따른 비트 에러 성능 곡선  
 Fig. 12. The bit error performance of the MIMO-OFDM system with 192Mbps data rate in 50ns RMS delay spread fading channel

의 성능을 평가하기 위해 5000프레임의 반복 실험을 통해 얻어진 비트 오류 성능을 분석해 보았다. 기존의 방식과 비교해 보기 위해서 Ye Li가 제안 하였던 방법([3])을 동일한 환경에서 모의실험 하고, 이 기법에 의한 성능과 제안한 방법의 비트 오류 성능을 비교 분석해 보았다.

그림 9~12는 50ns 지연 확산 페이딩 환경에서 각 추정 기법의 변복조 방식에 따른 성능 곡선을 나타낸다. 24Mbps의 전송률을 사용할 때는 기존의 방법은 1.E-03에서 이상적인 채널 계수(Known CSI)에 의한 성능보다 약 5dB가량의 성능 저하를 보여 주고 있다. 제안된 기법은 이상적인 채널 계수에 의한 성능보다 3dB의 성능 저하로써 기존의 방법보다 2dB가량 성능 개선을 보이고 있다. 기존의 방법과 제안된 기법과의 성능 차이는 52개의 부반송파를 사용함으로써 가지는 간섭의 영향 때문이다. 기존의 방법에서는 파일럿 신호의 손상과 이웃 안테나에서 송신하는 혼련 심볼에 의한 간섭으로 추정된 채널 계수의 오차가 커지는 반면에 제안된 방법은 시공간 부호화 기법과 각 송신 안테나의 파일럿 신호가 가지는 부반송파 사이의 간격으로 이웃하는 송신 안테나에서 송신하는 혼련 심볼의 간섭을 제거해 주었다. 따라서 제안된 방법은 기존의 방법보다 더 정확한 채널 계수 추정으로 성능 개선을 가져왔다. 전송률이 올라가면서 기존의 방법은 제대로 된 성능을 얻을 수 없으며, 제안된 방법은 성능의 차이가 나타나고 있다. 전송률이 올라가면 송신 신호의 변조 레벨이 높아지기 때문에 채널 계수의 작은 오차에 매우 민감해진다. 192Mbps에서 각 방식의 채널 추정



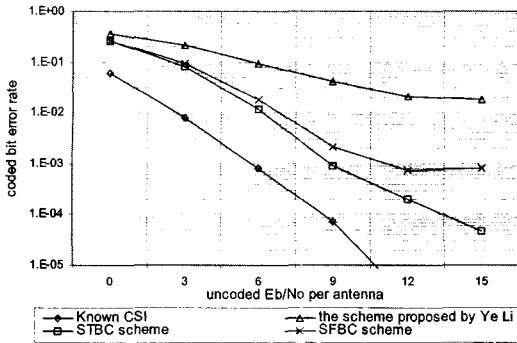


그림 14. 150ns RMS 지연 확산 페이딩 채널 환경에서 48Mbps의 전송률을 가지는 MIMO-OFDM 시스템의 각 채널 추정 기법에 따른 비트 에러 성능 곡선  
 Fig. 14. The bit error performance of the MIMO-OFDM system with 48Mbps data rate in 150ns RMS delay spread fading channel

기법에 따른 성능을 살펴보면, 기존의 방법에서 추정된 채널 계수는 각 송신 안테나의 신호를 분리해 낼 수 없을 정도로 큰 오차를 가지고 있으며 제안된 방법도 보간법으로 가지는 오차로 인해 일정 수준 이상의 성능을 가질 수 없음을 알 수 있다. 또한, 제안된 방법 중 STBC 기법은 SFBC 기법에 비해 좁은 파일럿 신호 간격을 가지고 있기 때문에 더 정확한 채널 추정이 가능함을 수렴하는 BER을 통해 확인할 수 있다.

그림 13~16은 150ns RMS 지연 확산 페이딩 채널 환경에서 각 채널 추정 기법이 가지는 성능 곡선을 나타낸다. 다중 경로 환경이 50ns RMS 지연 확산에서 150ns RMS 지연 확산으로 바뀌면서 각 부반송파 사이의 채널 계수가 급격히 변하게 되었다. 이때 각 추정 기법을 적용한 시스템 성능으로 각 추정 기법에서 얻어진 채널 계수의 오차 정도를 확인해 보았다. 기존의 방법은 제대로 된 성능을 얻지 못할 정도로 채널 계수의 추정 오차가 커져 있음을 알 수 있다. 이는 150ns RMS 지연 확산 환경이 되면서 채널 계수가 최대 지연 시간을 초과하는 영역에서 가지는 신호 성분이 많아졌기 때문이다. 따라서 잡음을 제거하는 동작으로 제거되는 채널 계수 성분이 더 많아지고 그 만큼 이웃 안테나에서 송신하는 혼련 심볼에 의한 간섭양도 많아졌다. 제안된 방법이 50ns RMS 지연 확산 페이딩 환경에서는 어느 정도 성능을 보여주다가 150ns RMS 지연 확산 페이딩 환경으로 바뀌면서 전송률에 따라 급격한 성능 저하가 나타나고 있다. 이는 150ns RMS 지연 확산 페이딩 환경이 되면서 채널 계수가 가지는 코히런스 대역폭이 좁아졌기 때문이다. 각 채널 추정

기법은 한 혼련 심볼 내에서 일정한 부반송파 간격을 두고 파일럿 신호를 전송해 채널 계수를 구하고 비어있는 부반송파의 채널 계수는 DFT를 이용한 보간법으로써 추정해낸다. 하지만, 각 부반송파 사이의 채널 계수가 빠르게 변하면서 코히런스 대역폭이 좁아지고 보간법으로 얻어지는 채널 계수의 오차가 커졌다. 이렇게 커진 채널 계수의 오차는 전송률이 올라가면서 현격한 성능 저하로 나타나고 있다. 또한 비슷한 성능을 보이던 제안된 두 방법이 전송률이 올라가거나 채널 상황이 악화되면서 성능의 차이가 나타나고 있다. 이는 SFBC 기법은 한 심볼 내에서 이웃하는 부반송파 사이에 직교성을 주기 때문에 STBC 기법보다 2배의 부반송파 간격을 가지게 된다. 따라서 SFBC 기법은 동일한 환경에서 STBC

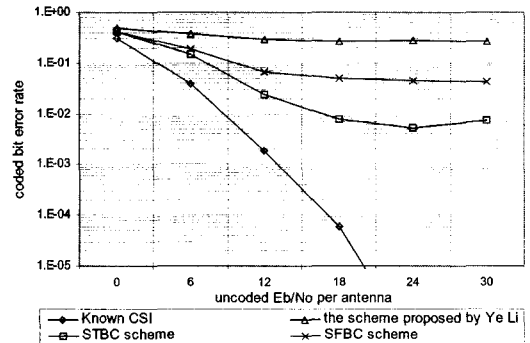


그림 15. 150ns RMS 지연 확산 페이딩 채널 환경에서 96Mbps 전송률을 가지는 MIMO-OFDM 시스템의 각 채널 추정 기법에 따른 비트 에러 성능 곡선  
 Fig. 15. The bit error performance of the MIMO-OFDM system with 96Mbps data rate in 150ns RMS delay spread fading channel

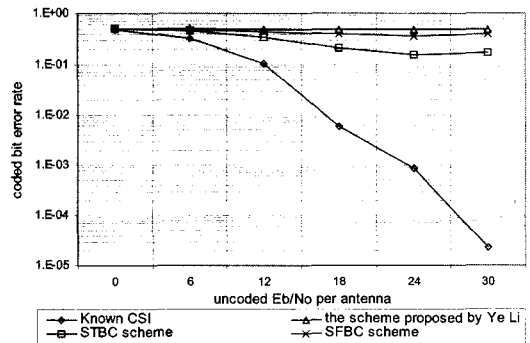


그림 16. 150ns RMS 지연 확산 페이딩 채널 환경에서 192Mbps의 전송률을 가지는 MIMO-OFDM 시스템의 각 채널 추정 기법에 따른 비트 에러 성능 곡선  
 Fig. 16. The bit error performance of the MIMO-OFDM system with 192Mbps data rate in 150ns RMS delay spread fading channel

기법보다 2배의 코히런스 대역폭을 필요로 한다. 그 결과 SFBC 기법이 STBC 기법보다 전송률이 올라가거나 채널의 악화에 따른 성능 저하가 더 일찍 나타나게 된다.

지금까지의 결과를 살펴보면 STBC 기법이 전반적으로 가장 좋은 성능을 보여주고 있다. SFBC 기법은 채널의 지연 확산이 약한 환경에서는 STBC 기법과 거의 동일한 성능을 보이고 있지만 지연 확산이 커지면서 성능 차이를 확인할 수 있었다. STBC 기법은 채널 추정을 위해서 두 개의 훈련 심볼을 이용하기 때문에 하나의 훈련 심볼을 이용하는 SFBC 기법에 비해 시스템의 전송률이 떨어지는 단점을 가지고 있다. 이러한 점들을 고려해 볼 때 STBC 기법은 다른 방법들에 비해 정확한 채널 계수를 얻을 수 있는 방법으로 시스템의 성능을 어느 정도 보장해 주겠지만 프레임의 길이가 길어져 미드 앰블이 필요해지고 채널의 지연확산이 코히런스 대역폭을 만족시킬 정도로 충분하다면 SFBC 기법으로도 충분함을 확인할 수 있었다.

### V. 결 론

본 논문에서는 IEEE 802.11a 시스템에 기반한 MIMO-OFDM 시스템을 위한 채널 추정 기법에 대해서 살펴보았다. 기존의 제안되었던 채널 추정 기법은 각 안테나에서 송신하는 훈련 심볼들 사이의 직교성을 이용하여 채널 계수를 추정하였다. 하지만, 이 기법은 52개의 파일럿 심볼로 구성된 훈련 심볼을 사용하는 IEEE 802.11a 시스템 구조에 적합하지 않음을 알 수 있었다. 이는 훈련 심볼의 시간 응답이 최대 시간 지연을 넘는 부분에서도 값을 가짐으로 인해 훈련 심볼 사이의 직교성을 갖지 못하기 때문이다. 이로써 훈련 심볼에서는 채널에 의한 잡음에 이웃 안테나의 훈련 심볼에 의한 간섭이 더해짐으로써 이상적인 채널 계수에 의한 성능 곡선과 많은 차이를 보였다. 본 논문에서 제안된 기법은 IEEE 802.11a 시스템이 가지는 훈련 심볼 구조를 가지더라도 각 송신 안테나의 훈련 심볼들이 직교성을 유지하면서 더 정확한 채널 계수를 추정할 수 있도록 해주었다. 기존의 방법보다 복잡도가 커지기는 했지만 이웃 안테나의 훈련 심볼에 의한 잡음이 없어지고 다이버시티 이득을 가지게 됨으로써 더 정확한 채널 계수 추정이 가능해 짐을 모의실험을 통해 확인할 수 있었다. 따라서 IEEE 802.11a 시스템에 기반한 MIMO-OFDM 시스템에는 제안된 기법이 더

적합한 추정 기법으로 생각된다.

### 참 고 문 헌

- [1] Y. (G.) Li, L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels," *IEEE Trans. Comm.*, VOL. 46, no.7, pp.902-915, July 1998
- [2] Y. (G.) Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," *IEEE J. Select. Areas Comm.*, vol. 17, pp. 461-471, Mar. 1999
- [3] Y. (G.) Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with transmit antenna" *IEEE Trans. On Comm.*, VOL. 1, pp. 67-75, January 2002
- [4] Y. (G.) Li, "Optimum training sequence for OFDM systems with multiple transmit antenna," *Global Telecommunication conference, 2000. GLOBECOM '00. IEEE*, VOL. 3, 27, pp.1478-1482, Dec. 2000
- [5] Won Gi Jeon, KyungHyun Paik, Yong Soo Cho, "An efficient channel estimation technique for OFDM systems with transmitter diversity," *Personal, Indoor and Mobile Radio Comm., 2000. PIMRC 2000. The 11th IEEE International Symposium on*, VOL.2, pp. 1246-1250, 18-21 Sept. 2000
- [6] Shuangchun Liang, Weiling Wu, "Channel estimation based on pilot subcarrier in space-time block coded OFDM system," *Comm. Tech. Proceedings, 2003. ICCT 2003. International Conference on*, VOL.2, pp.1795-1798, 9-11 April 2003
- [7] Yongzhe Xie, Georghiadis, C.N., "An EM-based channel estimation algorithm for OFDM with transmitter diversity," *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE*, VOL.2, pp.871875, 25-29 Nov. 2001
- [8] Xiaoqiang Ma, Kobayashi, H., Schwartz, S.C., "An EM-based channel estimation algorithm for space-time and space-frequency block

coded OFDM," *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03). 2003 IEEE International Conference on, VOL.4* , pp. 389-392, 6-10 April 2003

[9] Yi Gong, Letaief, K.B., "Low complexity channel estimation for space-time coded wideband OFDM systems," *Wireless Comm., IEEE Transactions on, VOL.2*, pp.876-882 Sept. 2003

[10] S. Ben Slimane, "Channel estimation for OFDM based systems with transmitter diversity," *Systems, Man and Cybernetics, 2002 IEEE International Conference on, VOL.1*, pp.397-402, Oct. 2002

[11] Jianxin Guo, Daming Wang, Chongsen Ran, "Simple channel estimator for STBC-based OFDM systems," *Electronics Letters, VOL.39*, pp.445-447, 6 March 2003

[12] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity scheme for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Comm., VOL.16*, pp.1451-1458, Oct. 1998

[13] Ben Lu, Xiaodong Wang, Ye Li, "Iterative receivers for space-time block coded OFDM systems in dispersive fading channels," *Global Telecomm. Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE, VOL.1*, pp.514-518, 25-29 Nov. 2001

[14] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S.K. Wilson, P.O. Borjesson, "On Channel Estimation in OFDM Systems," *Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th, VOL.2*, pp.815-819, 25-28 July 1995

[15] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results," *IEEE J. Select. Areas Comm., vol. 17, NO. 3*, pp.451-460, March 1999

[16] G.D. Golden, C.J. Foschini, R.A. Valenzuela and P.W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," *Electronics Letters, VOL.35*, 7th January 1999

[17] GOLDEN, G.D., et al., "V-BLAST: An

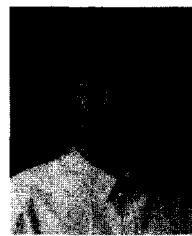
architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *Proc. 1998 Int. Symp. On Advanced Radio Technologies, Boulder, Colorado, 9-11 September 1998*

[18] 안치준, 임신민, 안재민, 은창수, "IEEE 802.11a 기반의 MIMO-OFDM 시스템을 위한 VBLAST 기법의 성능" *한국 통신학회 하계 종합 학술발표대회, VOL.27*, p440, 2003년 7 월.

[19] 안치준, 안재민 "IEEE 802.11a 기반의 MIMO-OFDM 시스템을 채널 추정 기법", *대한 전자공학회 추계 학술대회*, 2003년 11월.

안 치 준(Chi-Jun Ahn)

준회원

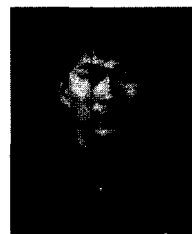


2003년 2월 : 충남대학교  
정보통신 공학과 졸업(학사)  
2003년 2월~현재 : 충남대학교  
정보통신 공학과 석사과정

<관심분야> 차세대 이동통신, CDMA 이동통신, OFDM 이동통신, MIMO 시스템

안 재 민(Jae-Min Ahn)

정회원



1987년: 서울대학교전자공학과  
졸업(학사)  
1989년: 한국과학기술원  
전기 및전자공학과 졸업(석사)  
1994년: 한국과학기술원  
전기 및전자공학과 졸업(박사)  
1994년 ~ 1999년: 삼성전자  
선임연구원

1999년 ~ 현재: 충남대학교 전기정보통신공학부  
부교수

<관심분야> 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio Resource management