

IEEE 802.11a시스템을 위한 OFDM의 채널추정기법에 관한 연구

A Study on Chanel Estimation Method in OFDM
for IEEE 802.11a System

김 동 옥*, 오 정 균 · 한국정보통신기술대학
Dong Ok, KIM, Chung Gyun, Oh
Korea Information& Communication polytechnic college

요 약

본 논문에서는 IEEE802.11a에서 STBC를 이용하는 시스템에 적합한 채널 추정 기법을 제안하였다.

일반적으로 STTC를 이용하는 OFDM 시스템에 대해 강인한 채널 추정기법이 제안된 바 있으나, 이 방법은 상당한 계산량을 요구한다. 따라서 이 논문에서는 Curve Fitting을 이용하는 채널 추정 기법으로 계산량을 줄이고 채널 추적 성능을 향상시키기 위한 방법이다. 제안된 방법으로 지연확산 도플러 주파수등 여러 그룹의 크기와 수에 따른 성능을 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 비교분석하였다. 실험결과 도플러 주파수 편이는 주파수 오프셋과 동일한 영향을 미친다는 사실을 확인하였고, 채널추정 성능이 기존방법보다 0.9dB의 SNR 개선을 가짐을 확인하였다.

Abstract

This paper presents the channel estimation

method with STBC applied to IEEE802.11a. Tenacious channel estimation method for OFDM system, that generally uses STTC, has been presented once and massive amount of calculation was needed. However, regarding this paper, the amount of calculation can be reduced by using Curve Fitting, and channel tracking performance improvement can be achieved. Based on the estimation method, computer simulation was done for the performance analysis and delay spread Doppler frequency and many other group sizes and numbers were considered. As a result of the testing, we found out that Doppler frequency deviation effects equally as frequency offset. Also compared to the existing technique, channel estimated performance confirmed that have 0.9dB SNR improvement than old method.

Key Word : transmission diversity, OFDM,

I. 서 론

이동통신의 용량 증가를 위한 셀의 소형화와 무선 LAN등과 같은 실내 무선 통신 시스템의 발달과 더불어 실내 무선 채널 특성에 대한 관심이 높아지고 있다. 실내 무선 환경에서의 채널 특성은 기존의 실외 이동통신 채널과 비교해서 신호감쇠 특성과 페이딩 특성이 상이하게 나타난다[1].

무선 통신 환경에서 이동국이 움직일 때, 수신 신호는 크기 변동을 겪게 된다. 이러한 신호의 크기 변동은 경로손실, 도플러 효과, 그리고 다중경로 페이딩의 세가지 현상으로 설명될 수 있다. 특히 실내 환경과 같이 이동성이 제한되는 무선 통신 채널에서 시스템의 성능을 열화 시키는 요인은 다중경로에 의한 페이딩으로 규정 되어질 수 있는데, 이러한 다중경로 페이딩의 영향은 다이버시티 기법의 적용을 통하여 경감 시킬 수 있다[2].

최근 큰 관심을 받고 있는 시공간 부호(STC: Space Time Code)는 페이딩 채널 환경 하에서 여러개의 송신 안테나를 사용하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있어 일반적으로 수신 안테나 다이버시티를 얻기 곤란한 하향링크에 적합한 부호화 방식이다.

최근 시공간 트렐리스 부호들 STTC(Space Time Trellis Code)에 대한 많은 연구 결과들이 발표되었다[1]~[4]. 그러나 시공간 트렐리스 부호의 경우 최대 다이버시티 차수(diversity order)를 얻기 위해서는 최대우도(ML : Maximum Likelihood) 복호화기의 복잡도가 송신 안테나 개수와 송신율에 대하여 지수적으로 증가한다는 단점이 있다[3][5].

또한 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 유·무선채널에서 고속

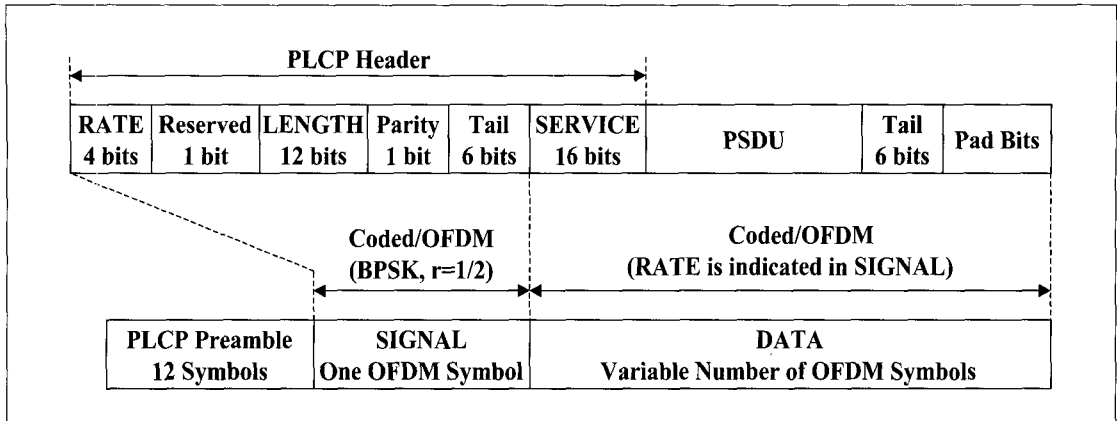
데이터 전송에 적합한 방식으로 특정 부반송파에서의 신호대 잡음비에 따라 각 부반송파에 대한 데이터 전송률을 적응적으로 조절하여 전송용량을 크게 향상 시킬 수 있다. 그러나 이 기술방식은 반송파의 주파수 오프셋(Frequency Offset)과 위상잡음(Phase Noise)에 민감한 특성을 보인다[6].

이러한 특성은 직교성 확보에 영향이 미치고 곧 시스템 성능을 열화 시키므로 매우 중요한 요소이다. 뿐만 아니라 OFDM 방식은 단일반송파 변조에 비해 상대적으로 큰 최대 전력대 평균전력비(PAPR :Peak to Average Power Ratio)를 가지며 이는 RF 전력증폭기의 전력 효율을 감소시키는 요인이다[7].

본 논문에서는 무선 멀티미디어용 OFDM 시스템에 적용할 수 있는 송신 다이버시티 기술과 MIMO 채널에 적합한 space-time coding 기법을 이용한 송신 다이버시티 기법에 대해 논하고, 이를 토대로 IEEE802.11a에서 STBC(Space time block code)를 이용하는 시스템에 적합한 채널 추정 기법을 제안하고자 한다.

II. 시스템의 프레임구조

본 절에서는 IEEE 802.11a의 프레임 PDU(PLCP Protocol Data Unit) 전체 구조와 주파수 분배에 대해 소개한다. [그림 1]은 PDU 프레임 구조를 나타내었다. PDU는 프리엠블, 헤더, 그리고 페이로드에 해당되는 PDU로 구성되어있다. PLCP (Physical Layer Convergence Protocol) 프리엠블에는 채널 예측과 주파수 동기 및 시간동기를 위한 기저의 심볼을 삽입한다. 헤더는 PDU의 길이와 전송률, 패리티



[그림 1] IEEE 802.11a의 PDU 프레임 구조

비트, 그리고 6개의 0으로 이루어진 Tail 비트들로 구성되어있다. 헤더에 포함된 정보들은 높은 신뢰도를 유지하기 위해 항상 가장 낮은 전송률의 전송모드로 동작한다. 즉, 헤더 정보들은 BPSK 변조와 부호율 1/2인 부호화를 거쳐 전송된다.

구체적으로 PLCP 헤더의 RATE 정보비트들은 PDU 정보들에 대한 변조방식의 종류와 부호율을 결정하는 4비트로 구성되어있다.

LENGTH는 1~4095의 값을 2진수 비트열들로 지정하여 PSDU에 포함되는 정보에 대한 바이트 수를 결정한다. Parity 는 헤더의 앞부분의 17비트들에 대한 짝수 패리티로 작용한다. 6개의 0비트들로 구성되는 Tail비트들은 컨벌루션 부호 기를 초기화시키고 복호기의 부호 트렐리스를 종료시키는데 이용된다.

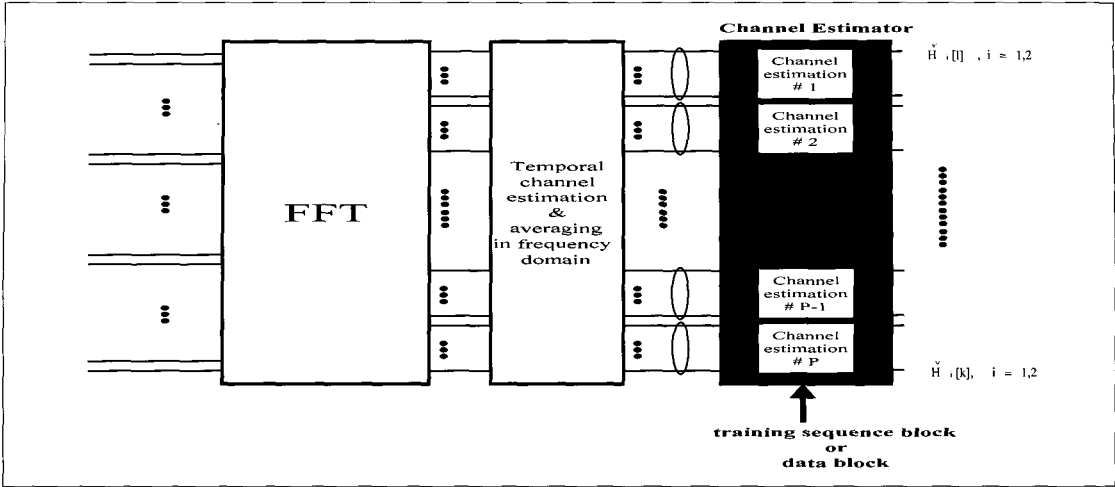
SERVICE 필드의 처음 7비트들은 수신기의 디스크램블러를 초기화시키는데 사용되며 나머지 9비트들은 추후의 기능 확장을 위해 남겨놓은 비트들이다. Pad 비트들은 PDU내의 비트들의 수가 하나의 OFDM 심볼이 포함하는 비트 수의 정수배로 구성되도록 삽입되는 비트들이다.

최종적으로, RATE 필드에 정의된 데이터의 전송률에 맞추어 PLCP 헤더의 SERVICE 필드, PSDU, Tail 비트, Pad 비트가 한 프레임으로 구성되어 전송된다.

Ⅲ. 채널추정

OFDM의 장점 중의 하나는 채널에 의해 생긴 감쇠를 보상하기 위해 복잡한 등화기가 필요 없다는 것이다. 시간영역에서 복잡한 등화기를 사용하는 대신 OFDM 수신기는 덜 복잡한 주파수 영역에서 채널응답을 보상 할 수 있다. IEEE802.11a에서는 긴 훈련 심볼 2개를 사용하여 채널 추정을 하는데, 2개의 심볼을 각각 주파수 영역에서 탭이1개인 등화기를 사용하고, 다시2개의 평균을 취해 채널을 간단하게 추정할 수 있다. 이 알고리즘은 간단한 채널 추정방법으로 계산량도 적고, 비교적 정확한 채널을 추정하지만, 낮은 SNR의 경우에 성능의 열화가 발생 할 수 있다.

일반적으로 IEEE802.11a 시스템에서 사용되는 ZF(zero forcing) 방법은 긴 훈련 심볼을



[그림 2] Curve Fitting을 이용한 채널추정 기법

2개만을 사용하여 평균하여 사용한다.

$$H_1(k) = \sum_{m=1}^2 \frac{Y_{i_m}(k)}{X_m(k)}, k = -26, -1, 1, 26 \quad (1)$$

그러나 일반적으로 그것만으로는 낮은 SNR에서 만족할 만한 성능을 얻을 수 없기 때문에 낮은 SNR에서 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널의 영향을 감소시키기 위해 짧은 심볼 8개를 추가로 사용하여 채널추정치들 2개 더 얻는다.

$$H_2(k) = \frac{Y(k)}{X(k)}, k = -26, -22, \dots, 6, 26, \quad (2)$$

짧은 훈련 심볼은 주파수 대역에서 4개마다 하나의 반송파만을 가지고 있기 때문에 그중간 값 3개를 보관하여 보간법으로 구하여 사용한다. 짧은 심볼은 모두 10개로 구성되어 있으므로 그중 8개를 사용하여 2개의 채널 추정치를 얻을 수 있다. 따라서 총 4개의 채널 추정치를

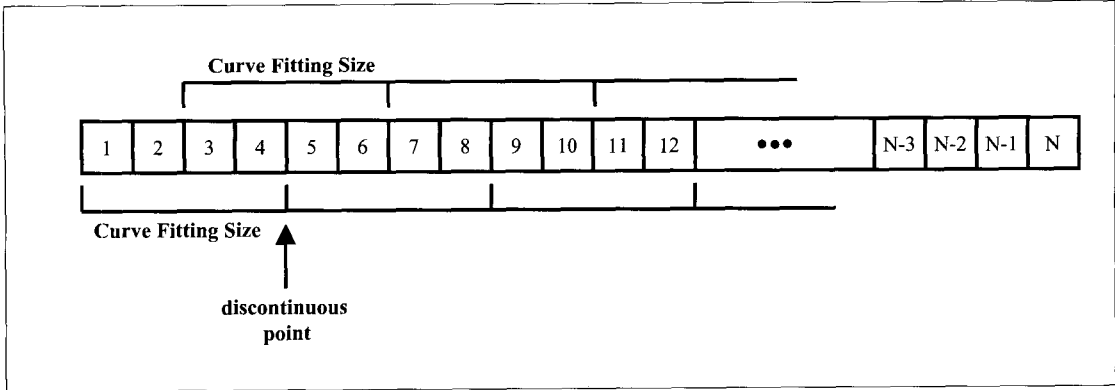
얻을 수 있고, 이들을 평균하여 긴 훈련심볼 2개만을 사용할 때보다 낮은 SNR에서 더 좋은 성능을 보여 주고 있다. 여기서 2차 보간법을 이용하여 식을 정리하면 다음과 같이 식을 쓸 수 있다.

$$H_2(k-\beta) = C_1 H_2(k-4) + C_0 H_2(k) + C_{-1} H_2(k+4) \quad (3)$$

이렇게 구한 채널 추정치를 판정 귀환법을 이용하여 MSE를 감소시킬 수 있다.

IV. STBC를 이용한 채널 추정 기법

송신 다이버시티에서 수신기가 가져야할 가장 중요한 요소들 중의 하나가 채널 추정기이다. 따라서 본 논문에서는 IEEE802.11a에서 STBC를 이용하는 시스템에 적합한 채널 추정 기법을 제안한다.



[그림 3] 부분송파의 그룹화

일반적으로 STTC를 이용하는 OFDM 시스템에 대해 강인한 채널 추정기법이 제안된 바 있으나, 이 방법은 IEEE802.11a 시스템에 그대로 적용하기가 어려울 뿐만 아니라 상당한 계산량을 요구하는 단점을 가지고 있다[10].

본 논문에서 제안되는 채널 추정기는 기본적으로 Curve Fitting 기법을 이용한다. 이 방식을 적용하는데 있어서 일반적인 채널 추정의 개념도는 [그림 2]와 같다. 채널 추정의 동작원리는 수신되는 신호는 보호구간을 제거한 후 FFT에 주파수 영역 신호로 변환된다. 이때 변환된 신호로부터 각 채널에 대응되는 일시적인 채널상태를 추정한다. 이 과정의 설명을 위하여 편의상 잡음을 무시하면, FFT후의 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 Y_1 &= H_1 X_o - H_2 X_e^* \\
 Y_2 &= H_1 X_e + H_2 X_o^*
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

이때 각 채널에 대해 추정된 채널 주파수 응답은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{H}_1 = \frac{Y_1 X_o^* + Y_2 X_e^*}{X_o X_o^* + X_e X_e^*}$$

$$\hat{H}_2 = \frac{-Y_1 X_e + Y_2 X_o}{X_o X_o^* + X_e X_e^*}
 \tag{5}$$

식 (5)의 채널 추정 값은 실제로는 상당한 잡음 및 채널 왜곡을 포함하고 있다. 따라서 이를 좀 더 완화하기 위한 방법을 적용하기로 한다. 먼저 식(4)과 식 (5)로 부터 잡음에 의한 영향을 완화하기 위하여 주파수영역에서 평균을 취하기로 한다. 주파수 영역에서의 평균이 다음과 같이 이루어진다.

이를 설명하기 위하여

$\hat{H}_1 = [\hat{H}_1(1), \dots, \hat{H}_1(N)]$ 에 대해서만 고려하기로 한다. 주파수 영역에서의 평균을 취한 채널 추정 값 $\bar{H}_1 = [\bar{H}_1(1), \dots, \bar{H}_1(N)]$ 은 다음과 같이 이루어진다.

$$\begin{aligned}
 \bar{H}_1(1) &= \frac{\hat{H}_1(1) + \hat{H}_1(2)}{2} \\
 \bar{H}_1(k) &= \frac{\frac{1}{2} [\hat{H}_1(k-1) + \hat{H}_1(k+1)] + \hat{H}_1(k)}{2}, \quad 1 < k < N \\
 \bar{H}_1(N) &= \frac{\hat{H}_1(N-1) + \hat{H}_1(N)}{2}
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

일반적으로 Curve Fitting을 적용하기 위하

여 많은 데이터를 이용할수록 더 정확한 결과를 얻을 수 있지만, 부 채널간에 채널의 주파수 응답이 급속하게 변할 경우 Curve Fitting을 위한 다항식의 차수가 증가하게 되어 상당한 계산량을 요구하게 된다. 따라서 OFDM 시스템에 Curve Fitting을 적용하기 위하여 각 부 채널들을 P 개의 그룹을 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 가 선택되어야 한다. 이렇게 하여 설정된 각 그룹에 대해 Curve Fitting을 적용하게 된다.

[그림 2]와 같이 각 그룹 별로 Curve Fitting이 적용되어 동시에 병렬처리가 가능하므로 전체적인 계산량은 많지 않게 된다. 한편 채널 추정을 위하여 그룹을 형성하는 과정에서 [그림 3]과 같이 불연속적인 부분이 발생하게 된다. 이 불연속적인 부분에서의 채널 추정의 오차를 줄이기 위하여 불연속적인 부분을 중심으로 Curve Fitting을 수행하게 된다.

주파수 영역에서 일시적으로 추정된 채널 추정 값인 식 (6)의 결과를 그룹별로 Curve Fitting을 수행하기 위하여 먼저 각 그룹에 대해 $Ax_1, x_2, \dots, x_{N_G}$ 와 같이 인덱스 번호를 부여한다. 여기서 N_G 는 각 그룹의 부 채널의 개수를 의미한다. 이제 특정 p 번째 그룹에 대응되는 일시적인 채널 추정 값들을 다음과 같이 정의하도록 하자.

$$\begin{aligned} \mathbf{h} &= [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{N_G}]^T \\ &= [\tilde{H}_1(k), \tilde{H}_1(k+1), \dots, \tilde{H}_1(k+N_G)]^T \end{aligned} \quad (7)$$

이 때 Curve Fitting의 차수 L 은 그룹내의 일시적인 채널 추정 값들의 개수 N_G 보다 작아야 한다. 이러한 경우 일반적인 해는 Least square적인 측면에서 접근될 수 있으며 다음과 같은 행렬식으로 표현된다.

$$\mathbf{U}\mathbf{a} = \mathbf{h} \quad (8)$$

여기서

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & u_1 & \dots & u_1^L \\ 1 & u_2 & \dots & u_2^L \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & u_{N_G} & \dots & u_{N_G}^L \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_{N_G} \end{bmatrix}$$

식 (8)는 변수들의 수보다 식의 수가 더 많기 때문에 유일한 해는 존재하지 않는다. 그러므로 $E^2 = \|\mathbf{h} - \mathbf{U}\mathbf{a}\|^2$ 최소화하는 $\hat{\mathbf{a}} = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_L]^T$ 를 구해야만 한다.

식 (11)의 해는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{U}^T \mathbf{U} \mathbf{a} &= \mathbf{U}^T \mathbf{h} \\ \hat{\mathbf{a}} &= (\mathbf{U}^T \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^T \mathbf{h} \end{aligned} \quad (9)$$

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

$$\tilde{H}_1^p(u) = a_L * u^L + a_{L-1} u^{L-1} + \dots + a_1 u + a_0 \quad (10)$$

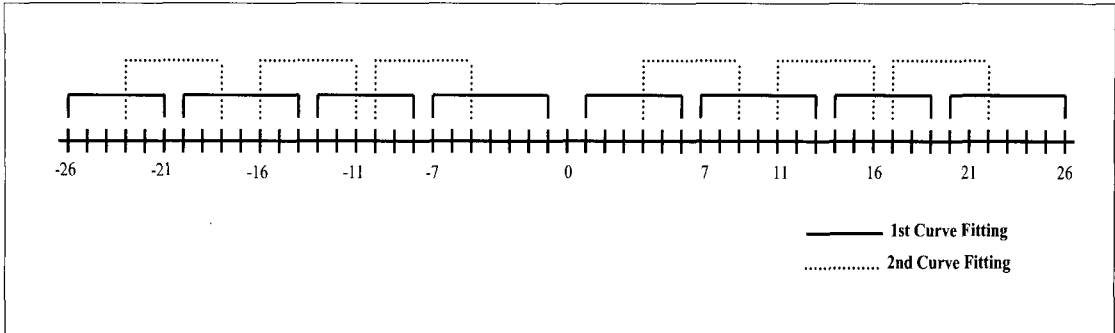


그림 4. IEEE 802.11a 시스템에 Curve Fitting 적용 기법

여기서 $u_1 \leq u \leq u_{N_c}$ 이다.

[그림 3]에서 Curve Fitting 구간이 중첩된 경우는 그 결과는 평균을 취하게 된다. 이렇게 불연속적인 부분에 대해 Curve Fitting을 추가적으로 수행하더라도 전체적인 계산량은 크게 증가되지 않는다.

한편 일반적으로 도플러 주파수가 증가함에 따라 인접한 OFDM 심볼간의 채널변화는 무시할 수 없다. 따라서 도플러주파수에 의한 성능열화를 줄이기 위하여 인접한 OFDM 심볼간의 상관관계가 고려되어야 한다. 이를 위한 하나의 기법은 시간영역에서 이전의 채널 상태와 현재의 채널상태에 각각 다른 가중치를 부여하여 평균을 취하는 것이다. 이 시간 영역에서의 평균은 훈련열 이후의 데이터 구간에서부터 적용된다. 따라서 시간영역에서 평균은 편의상 송신안테나를 의미하는 첨자는 생략하기로 하면 다음 식(14)와 같이 수행된다[4].

$$\bar{H}(M_B + 1, k) = (1 - \beta) \check{H}(M_B - 1, k) + \beta \check{H}(M_B, k), \quad 1 \leq k \leq N \quad (11)$$

여기서 M_B 는 STBC가 적용된 OFDM 심볼 구간을 의미하고, β 는 도플러 주파수에 의존

하는 파라미터로서, 본 연구에서는 0.3으로 설정하였다.

한편, IEEE802.11a는 패킷단위로 전송하기 때문에 시간영역에서의 평균은 하나의 프레임 내에서만 이루어져야 한다. IEEE802.11a에서 하나의 프레임은 크게 preamble과 데이터 부분으로 구성되어 있다. preamble구간내의 긴 훈련 열을 이용하여 채널추정을 한 후 이 채널 추정 값은 다음 데이터 블록에 적용된다. 이 데이터블록을 이용하여 이 데이터 블록에 대한 채널 추정 값을 구한 후 다시 다음 데이터 블록에 대해 적용한다.

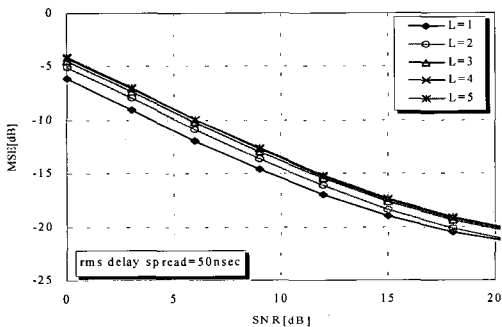
V. 모의실험 및 성능 평가

제안된 Curve Fitting을 이용하는 채널 추정 기법은 IEEE 802.11a 시스템에 적용하기 위해 OFDM FFT 크기 그리고 여러 그룹의 크기와 수를 고려하여 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다. 그림4와 같이 기본적인 Curve Fitting 크기는 6과 7로 교번적으로 설정하였고, 두 번째 curve fitting의 크기는 6으로 설정하였다.

[그림 5]는 rms 지연확산이 50 nsec일 때 제안된 채널 추정 기법의 MSE(Mean Square

Error)를 Curve Fitting을 위한 다항식의 차수에 따라 나타낸 것이다. 이 경우는 지연확산이 작은 경우로서 주파수응답

이 인접 부반송파 간에 완만하게 변하는 경우이다. 이 그림에서 보는 바와 같이 다항식의 차수 L 이 작을수록 MSE 성능이 우수함을 볼 수가 있다. 이것은 인접 부반송파간의 채널 변화가 완만하므로 차수를 증가하는 것은 오히려 채널 추정을 왜곡되게 함을 의미한다.

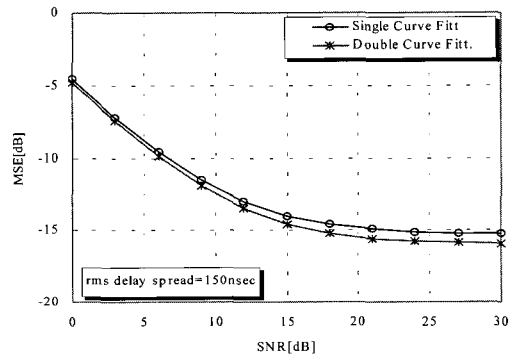


[그림 5] MSE 성능(rms delay spread=50nsec)

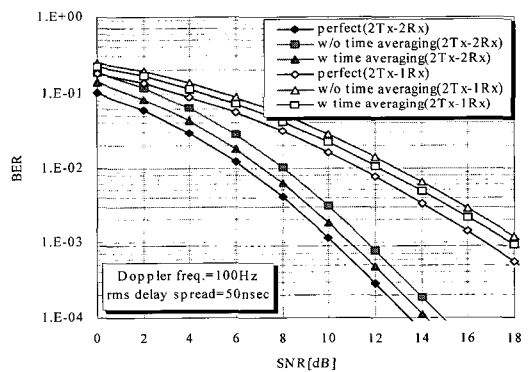
[그림 6]은 rms 지연확산이 150 nsec 이고 Curve Fitting을 위한 다항식의 차수 $L = 2$ 인 경우의 MSE성능을 나타낸 것이다. Curve Fitting을 하기 위하여 그룹을 형성하였을 때 생기는 불연속 부분에 대한 채널 왜곡을 줄이기 위하여 불연속 부분을 중심으로 Curve Fitting을 다시 한번 한 경우의 성능을 보였다. 이 경우는 불연속 부분에 대한 Curve Fitting을 추가한 결과가 추가하지 않은 결과보다 더 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다. 이것은 인접 부반송파간의 채널 변화가 급속하게 변하기 때문에 불연속에 의한 채널왜곡이 심함을 말해 준다.

[그림 7]은 채널 추정의 시간영역에서 평균의 효과를 보였다. 시간영역에서의 채널추정의 평균의 효과는 평균을 취하지 않은 경우에 비해 $BER = 10^{-3}$ 을 얻기 위해 약 0.75 dB의 SNR 개선을 가짐을 알 수 있다.

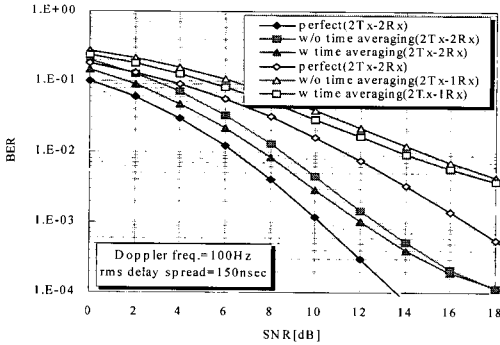
[그림 8]은 $BER = 10^{-3}$ 을 얻기 위한 SNR은 6.75 dB임을 알 수 있고 $BER = 10^{-3}$ 을 얻기 위해 약 6.55 dB의 다이버시티 이득을 가짐을 알 수 있다.



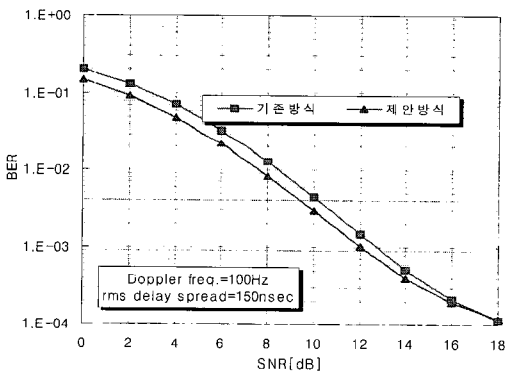
[그림 6] MSE 성능(rms delay spread=50nsec)



[그림 7] BER 성능 (fd=100Hz, rms delay spread=50nsec)



[그림 8] BER 성능 (fd=100Hz, rms delay spread=50nsec)



[그림 9] 기존방식과 제안한 방식의 BER 성능비교.

[그림 9]는 기존방식과 비교한 데이터로 BER 성능이 기존방식에 비교하여 제안한 방식이 BER=10⁻³에서 약 0.95 dB정도 성능이 향상 되었음을 확인할 수 있었다.

VI. 결론

본 논문에서는 IEEE802.11a 에서 STBC-OFDM 시스템에 적합한 효율적인 채널 추정 기법을 제안하였다.

이 논문에서 제안한 방법은 Curve Fitting을 이용하는 채널 추정 기법으로 계산량을 줄이고 채널추적 성능을 향상시키기 위한 방법이다. 제안된 방법으로 지연확산 도플러 주파수등 여러 그룹의 크기와 수에 따른 성능을 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 비교분석하였다. 실험결과 도플러 주파수 편이는 주파수 옵셋과 동일한 영향을 미친다는 사실을 확인하였다.

채널 추정기법은 지연확산과 도플러 주파수에 따른 BER 성과 Block Error Rate 의 전반적인 모의실험 성능의 사실로부터 채널추정의 성능이 도플러 주파수에 민감하게 작용하는 것을 확인하였다. 향후 연구로는 선형, 고정 보간 방법을 사용하지 않고 현재와 이전 파일럿의 크기 비율과 평균 변화량, 그리고 파일럿을 사용하지 않고 추정 된 데이터 신호를 사용하는 방법들을 이용하여 채널 추정하는 방법을 연구중이다.

■참고 문헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come,"IEEE Commun. Mag., Vol. 28, Mar. 1990, pp. 17-25.
- [2] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Commun. Mag., Vol. 33, Feb. 1995, pp. 100-109.
- [3] 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.
- [4] L. J. Cimini, Jr. J. C.-I. Chuang and N. R. Sollenberger, "Advanced cellular internet service(ACIS)," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, No. 10, Oct. 1998, pp. 150-159.
- [5] 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.
- [6] 유형준 외2명, "다중사용자 STBC-OFDM 시스템에 대한 효율적인 채널추정기법", *Telecommunication Review*, Vol.12, No.4, pp. 490-500, Sep. 2002.
- [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] 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.
- [9] 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.
- [10] 박경원, 김태곤, 조용수, "고속 무선 전송을 위한 MIMO-OFDM 기술," *Telecommunications Review*, Vol. 12, No. 2, 2002.
- [11] 김동옥, "무선디지털 수신기를 위한 보간 방식의 반송파 동기 방법", *전자정보통신공학 논문지*, Vol.7, No.2, pp. 55-67, Dec. 2001.
- [12] 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.
- [13] 정태진외2명 "신호 공간 다이버시티와 Alamouti 구조를 이용한 연접 시공간 블록 부호 설계," *Telecommunications Review*, Vol. 12, 2, pp. 461-471 Mar.2002.
- [14] 홍순학외4명, "실내 환경에서 다이버시티 기법의 성능 분석을 위한 페이딩 특성 모델링에 관한 연구," 1999년도 추계 아마 크로파 및 전파 학술대회 pp. 489-492, Sep,1999.

저자 소개



김 동 옥 (金 東 玉)

- 서울산대학교 전자공학과졸업 (공학사)
- 광운대학교 전자통신공학과졸업 (공학석사)
- 한국항공대학교 통신정보공학과 (공학박사)

- 현재 한국정보통신기능대학 전임강사
<주관심분야> 이동통신시스템, 디지털통신이론, 디지털 통신시스템, 무선통신망 구성



오 정 균 (吳 正 均)

- 서울산업대학교 전자공학과 졸업 (공학사)
- 중앙대학교 전자공학과 졸업 (공학석사)
- 현재 : 인천대학교 전자공학과 박사과정

- 현재 : 한국정보통신기능대학 전임강사
<주관심분야> 마이크로파 및 밀리미터파 회로설계, RF모듈 및 고효율 MMIC 설계