

주파수 영역에서 내삽/외삽을 이용한 OFDM 시스템 채널 추정 알고리즘

준회원 임 덕 수*, 정회원 안 상 식**

A New Channel Estimation Algorithm for OFDM Systems using Interpolation and Extrapolation

Duck-Soo Leem* Associate Member, Sang-Sik Ahn** Regular Member

요 약

본 논문에서는 IEEE 802.11a의 OFDM 방식을 채용한 통신 시스템에 적용될 수 있는 새로운 채널 추정 알고리즘을 제안한다. 기존의 OFDM 방식에서 많이 사용되는 채널 추정 알고리즘으로는 Least-Squares (LS), Minimum Mean-Square Error (MMSE)를 이용하는 방법등이 있는데 각각 잡음의 영향으로 인한 채널 추정 에러가 크고 계산량이 많은 단점이 있다. 제안한 알고리즘은 채널특성과 부가되는 잡음의 변화율에 차이가 있는 점에 착안하여 주파수 영역에서 내삽과 외삽을 수행하여 잡음에 의한 영향을 줄임으로써 채널추정의 성능을 개선한다. 또한 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하여 제안한 알고리즘이 기존의 방법들보다 우수한 성능을 발휘함을 확인한다. 시뮬레이션 결과 BER에서 제안된 알고리즘이 MMSE 보다 1.2dB 이상의 이득을 얻는다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a new channel estimation algorithm for IEEE 802.11a OFDM systems. The currently employed channel estimation algorithms are based on least-squares (LS) or minimum mean-square error (MMSE) criteria. These algorithms have large channel estimation error or need lots of computation. Recognizing the difference in the level of correlation, we propose a new algorithm which employs interpolation and extrapolation to reduce the residual estimation error due to noise. We also perform computer simulations to show the performance improvement of the proposed algorithm. In a result of the simulations, the proposed algorithm has more gain than MMSE by 1.2dB at BER.

1. 서 론

오늘날 통신기술이 고도로 발달함에 따라 서비스 시장이 급격히 늘어나면서 음성, 데이터 뿐만 아니라 동영상과 같은 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있는 고속의 데이터 통신이 요구되고 있고, 직교 주파수 분할방식 (OFDM)은 주파수 선택적인 채널에서 강한 성능을 보이며 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 각광받고 있다. 대표적인 예로는 디지털 오디오 방송 (DAB)^[1], 디지털 비디오 방송 (DVB)^[2]

시스템을 들수 있다. 또한 IEEE 802.11a (USA), ETSI HIPERLAN/2 (Europe) 그리고 ARIB MMAC (Japan)에서 무선랜의 표준으로 OFDM 방식이 채택되고 있으며^[3], 전송속도는 5 GHz 밴드에서 6 ~ 54 Mbps 범위로 정해져 있다. OFDM 시스템에서는 채널 추정을 위해 pilot symbol assisted modulation (PSAM)이 널리 사용되는데^[4], 시간 영역에서 컨볼루션된 채널 파라미터를 주파수 영역에서 추정한다. 대표적인 채널 추정방법에는 least-squares (LS)와 minimum mean-square error (MMSE)

* 고려대학교 전자 및 정보공학부 신호처리연구실(lemduck@korea.ac.kr)
논문번호 : 020293-0708, 접수일자 : 2002년 7월 8일

방식이 있다. LS 방식은 파일럿 심볼을 사용한 가장 간단한 채널 추정방법이지만 잡음의 영향으로 인한 추정오차가 심하고^[5], MMSE 방식은 LS보다 좋은 성능을 발휘하지만 많은 계산량을 필요로 하는 단점이 있다^[6]. 본 논문에서는 IEEE 802.11a를 채용한 OFDM 시스템의 채널 추정에서 LS 추정법으로 구한 채널 파라미터에 새로운 알고리즘을 적용함으로써 LS, MMSE 채널 추정방식보다 좋은 성능을 보이며 계산량도 많지 않은 새로운 채널 추정방식을 제안한다. 제안된 알고리즘의 우수성을 확인하기 위해 수식전개와 컴퓨터 시뮬레이션을 수행한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 기존의 채널 추정 알고리즘에 대해 알아보고 III장에서는 제안된 채널 추정 방식에 대해 살펴봄 IV장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 모의실험을 수행한다. 마지막 V장의 결론으로 구성되었다.

II. 기존의 채널 추정 알고리즘

본 논문의 채널 추정 알고리즘은 OFDM의 IEEE 802.11a의 프리앰블을 사용한다. IEEE 802.11a에는 동기, 채널 추정을 위한 훈련심볼인 프리앰블(Preamble)이 규격으로 정해져 있다. 이 구조를 시간영역에서 보면 그림 1과 같다.

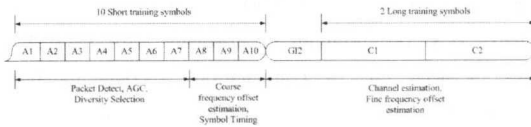


그림 1. IEEE 802.11a 의 프리앰블 구조

프리앰블은 10개의 Short training symbols 와 2개의 Long training symbols 로 구성되어 있고 전자는 그림 1의 A1 ~ A10 구간에서 Signal detect, AGC, Diversity selection, Coarse frequency offset estimation, Timing synchronization을 하고 후자는 C1 ~ C2 구간에서 Fine frequency offset estimation, Channel estimation을 한다. 그리고 데이터 심볼내의 pilot tone 은 채널상의 페이즈 추적을 위해 사용된다. 본 논문의 채널 추정은 그림 1의 C1 ~ C2의 훈련심볼을 이용한다. 기존의 채널 추정 알고리즘은 채널의 주파수 응답을 $H_c(f)$ 로 정의하고 k 번째 부반송파에 해당하는 이산시간의 채널 응답을 $H(k)$ 로 나타낼때, $H_c(f)$ 와 $H(k)$ 사이의 관계식은 다음과 같다.

$$H(k) = H_c(f_k) = H_c(k \frac{B}{N}) \quad (1)$$

여기서 $f_k = k \frac{B}{N}$ $k=0, \dots, N-1$, B 는 가용대역, N 은 부반송파의 개수이다. 따라서 수신된 신호의 시간영역 표현은 다음과 같다.

$$r[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} P(k)H(k)e^{j\frac{2\pi k}{N}n} + w[n] \quad (2)$$

$P(k)$ 는 k 번째 부반송파로 전송되는 파일럿 심볼이고 $w[n]$ 은 백색 가우시안 잡음이다. 수신된 신호를 FFT 하면 다음과 같이 표현된다.

$$R(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r[n]e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (3)$$

심볼 타이밍 및 주파수 동기가 이상적으로 이루어졌다고 가정하면 주파수 영역에서 수신된 심볼 R 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R = PH + W \quad (4)$$

여기서

$$\begin{aligned} R &= \{R(0) R(1) \dots R(N-1)\}^T \\ P &= \text{diag}\{P(0) P(1) \dots P(N-1)\}^T \\ H &= \{H(0) H(1) \dots H(N-1)\}^T \\ W &= \{W(0) W(1) \dots W(N-1)\}^T \end{aligned}$$

W 는 이산시간 백색 가우시안 잡음 $w[n]$ 의 N 포인트 FFT이다. LS 방식은 (4)식을 이용해 구할 수 있으며 채널 파라미터를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{H}_ls = P^{-1}R = H + P^{-1}W \quad (5)$$

한편 MMSE 추정방식을 이용하면 LS 방식으로 추정된 \hat{H}_ls 보다 백색 가우시안 잡음에 강건한 채널 추정을 할 수 있는데 선형추정방식의 직교성을 이용하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$E\{(H - K \hat{H}_ls) \hat{H}_ls^T\} = 0 \quad (6)$$

따라서 $K = E\{H \hat{H}_ls^T\} E\{\hat{H}_ls \hat{H}_ls^T\}^{-1}$ 가 되며 (5)식을 이용하면

$$E\{\hat{H}_ls \hat{H}_ls^T\} = E\{HH^T\} + \frac{1}{SNR} I \quad (7)$$

이므로 MMSE \hat{H}_{mmse} 는 다음과 같이 된다.

$$\hat{H}_{mmse} = E(H \hat{H}_{ls}^T) \left\{ E(HH^T) + \frac{1}{SNR} I \right\}^{-1} \hat{H}_{ls} \quad (8)$$

한편 (5)식과 [10]으로부터

$$E\{H \hat{H}_{ls}^T\} = E\{HH^T\} = r(k-k') \quad (9)$$

$$r(k-k') = \frac{1}{1 + j2\pi\tau_{rms}(k-k')/T_{FFT}} \quad (10)$$

여기서 k, k' 은 부반송파의 위치, T_{FFT} 는 FFT 구간의 길이를 나타내고 τ_{rms} 은 실제 채널의 *rms* 지연확산으로 다음과 같다.

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (11)$$

$$\overline{\tau^n} = \frac{\sum_i \tau_i^n \beta_i^2}{\sum_i \beta_i^2} : n=1,2 \quad (12)$$

β_i, τ_i 는 i 번째 경로의 신호 크기와 전송지연 시간 n , 은 모멘트 차수를 나타낸다. LS 채널 추정법은 계산량은 적은 반면 (5)식에서 오른쪽 부분의 잡음 영향 때문에 MMSE 추정법에 비해 성능이 떨어지고, MMSE 추정법은 MSE를 이용하여 LS 추정법에 의해 구한 채널 파라미터를 가지고 (8)식에 의해 보다 개선된 채널 파라미터를 구한다. 그러나 부정확한 채널상관함수와 추정된 SNR 값에 의한 여러 때문에 여전히 많은 개선의 필요성이 있으며 또 한 계산량도 LS 추정법에 비해 많은 단점이 있다.

III. 제안된 채널 추정 알고리즘

LS, MMSE 채널 추정법을 이용하여 추정된 채널 파라미터에 남아있는 잡음의 영향을 더욱더 줄이기 위한 가장 효율적인 방법은 여러개의 훈련신호를 보내고 이에 대한 평균을 취하는 것이다. 이 방법은 훈련신호의 길이가 늘어감에 따라 점점 더 정확한 채널 파라미터를 추정할 수 있지만 훈련기간이 길어지는 단점이 있기 때문에 훈련신호의 길이에 대한 적절한 선택이 필요하며, IEEE 802.11a의 규격에서는 두개의 훈련신호를 이용하여 잡음의 영향을 3 dB 낮추고 있다. 본 논문에서는 훈련신호의 길이를 늘리지 않고 IEEE 802.11a의 프리앰블에 정해진 두개의 훈련심볼에 의해 구한 기준의 채널

추정 알고리즘에 Interpolation 과 Extrapolation (I&E)을 이용하여 채널 파라미터 추정의 성능을 개선한다. 제안한 알고리즘의 동작원리는 채널 파라미터 사이에는 연관성이 많아 변화율이 작고 잡음의 경우 일반적으로 백색 가우시안으로 모델링하기 때문에 변화율이 커서 평균을 취하면 잡음의 영향을 많이 제거할 수 있다는 사실에서 착안하였다. LS 방식을 통해 구한 채널 파라미터에 남아있는 고주파 잡음의 영향을 줄이기 위해 I&E을 통하여 평균의 효과를 얻는다. 그림 2는 I&E 과정을 보여준다. 첫 단계에서 Interpolation을 통해 두 번째 단계로 넘어간다. 빈 원은 두 채널 파라미터의 평균을 나타낸다. 세 번째 단계는 두 번째 단계에서 구한 빈 원을 이용해 다시 평균을 구함으로써 채널 파라미터를 갱신한다. 'E' 라고 쓰여진 원은 주위의 두 채널 파라미터를 가지고 Extrapolation을 이용해 구한다. 그리고 회색원은 갱신된 채널 파라미터이다. 마지막 단계는 원 채널 파라미터 자리의 값을 Decimation을 통해 구한다.

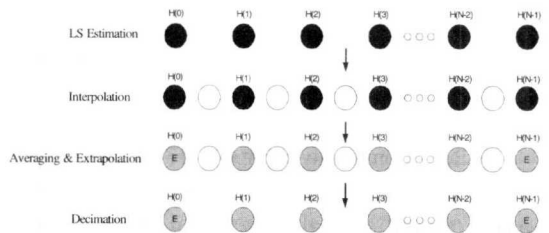


그림 2. I&E 알고리즘

I&E의 과정은 Interpolation 과 Extrapolation으로 구분된다. 여기서 (A1)식은 Interpolation을 수행한 결과식이고 (B1)식은 Extrapolation 결과식이다. 상세한 유도과정은 Appendix에 첨부하였다. (A1)식은 잡음부분에 관련된 서브채널의 수가 I&E 반복횟수에 따라 3, 5, 7개로 늘어나고 있다. 일반적으로 잡음이 백색가우시안으로 모델링되기 때문에 서브채널의 수가 증가할수록 서로 상쇄되는 경우의 수가 커진다. 또한 (B1)식에서도 잡음부분과 관련된 서브채널의 수가 증가하므로 서로 상쇄되는 경우의 수가 많아진다. OFDM 심볼내에 존재하는 채널 파라미터는 전체적으로는 비선형이지만 좁은 구간에서는 선형성을 갖는다. 그림 3 (a)처럼 선형인 경우 $\Delta H_{k-1,k}$, $\Delta H_{k,k+1}$ 은 서로 상쇄되어서 (A1), (B1)식에서 보면 실제채널에 더 접근함을 알수있다. 그림 3 (b)와 같은 경우 그림 3 (a)의 경우보다 실제

채널에 대한 추정오차가 증가하지만 이와 같은 경우가 발생하는 횟수는 전체 서브채널에서 많지 않으므로 채널 추정에는 큰 영향을 미치지 않는다.

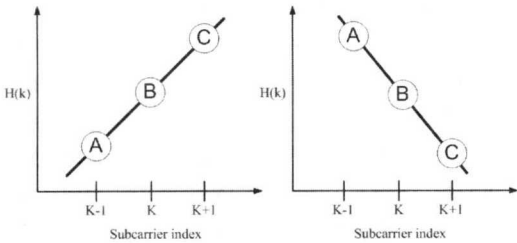


그림 3. (a) 세 개의 서브채널에서의 파라미터 값이 직선 상에 있는 경우

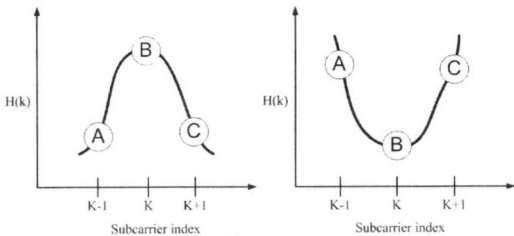


그림 3. (b) 세 개의 서브채널에서의 파라미터 값이 곡선 상에 있는 경우

다음으로 Complexity를 보면 기존의 채널 추정 알고리즘인 least-squares (LS), minimum mean-square (MMSE)와 제안된 I&E를 비교한다. (5)에서 LS 알고리즘은 수신된 신호에 대해 파일럿 심볼을 나눔으로써 채널 파라미터를 추정할 수 있고 (8)에서 MMSE는 앞에서 구한 LS의 채널 추정 파라미터를 이용해 더 나은 성능의 채널 추정을 한다. 그러나 MMSE는 상관 매트릭스와 계산과정의 Matrix Inversion 때문에 많은 계산량을 요구한다. I&E는 LS의 채널 추정 파라미터를 이용하여 평균화 과정을 통해 잡음을 제거하는 방식으로 LS의 계산량에 비해 큰 계산량을 요구하지 않는다. 그러므로 계산량의 관점에서 세 알고리즘을 비교하면

$$LS < I\&E < MMSE$$

이다.

IV. 모의 실험

본 실험에서는 채널 파라미터 추정방법에 따른 성능을 비교분석하기 위해 심볼 타이밍은 완전하게

이루어졌다고 가정한다. IEEE 802.11a의 기준에 따라 데이터 신호를 보내기 전에 두 개의 연속적인 훈련신호를 보낸다. 그리고 OFDM 심볼내에는 채널 변화가 없다고 가정한다. 채널 코딩은 코딩율 1/2, 구속장의 길이 7인 컨볼루션 인코더를 사용하였고 경로메모리의 길이가 56인 경관정 Viterbi 디코더를 사용하였으며, 24 Mbps의 데이터를 16-QAM^[7]의 성상도로 사상하였다. 총 64 포인트의 FFT는 다음과 같이 구성되었다. 인접한 신호와의 간섭을 방지하기 위한 제로페딩 11개, 주파수 및 타이밍 동기를 위한 파일럿 심볼 4개, 케리어 신호의 영향을 줄이기 위한 제로페딩 1개, 그리고 48개의 데이터 심볼이다. 한편 FFT 후에는 각각 8개의 prefix와 postfix를 사용하고 윈도우는 [8]에 있는 식을 사용하였다. 채널은 모빌의 속도를 4 km/h를 가정하여 Doppler 주파수 천이가 18.5 Hz인 Rayleigh 다중경로 페이딩 채널을 모델링하기 위해 그림 4에 보인 JTC 실내 상용지역 채널모델을 사용하였으며 채널잡음은 백색가우시안 잡음이 더해진다고 가정한다.

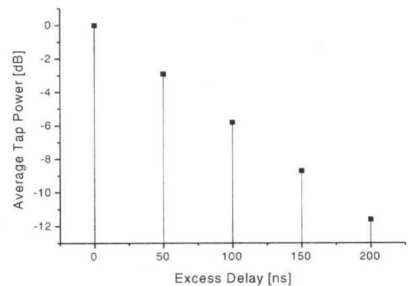


그림 4. JTC 실내상용지역 채널 프로파일

먼저 I&E 채널 추정의 우수성을 확인하기 위해 그림 5의 IEEE 802.11a 표준 프리앰블 구조를 이용한다^[9].

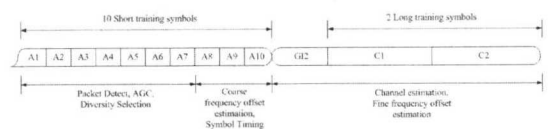


그림 5. IEEE 802.11a의 표준 프리앰블 구조

그림 5에서 C1, C2는 채널 추정을 위한 2개의 연속적인 훈련신호이다. 이 실험에서는 IEEE 802.11a 규격의 프리앰블을 이용한 경우와 본 논문에서 제안한 I&E를 1회 수행한 경우의 성능을 비교한다.

표 1. 추정법에 따른 실제 채널과의 분산(비)

IEEE 802.11a 규격의 프리엠프 채널추정법	I&E 1회 수행
1	0.48

위 실험에서 1회의 I&E가 더 우수한 성능을 발휘함을 알 수 있다. 또한 기존의 채널 추정 알고리즘인 LS, MMSE 추정법과 제안된 알고리즘 I&E 사이에서 실제 채널과의 분산과 BER을 기준으로 성능평가를 한다. 그리고 I&E의 반복횟수는 3회까지 한다. 그림 6의 (a), (b), (c), (d), (e)에 실제채널과 추정된 채널을 보였다. 점선은 주파수 영역에서 실제 채널이고, 실선은 추정된 채널이다.

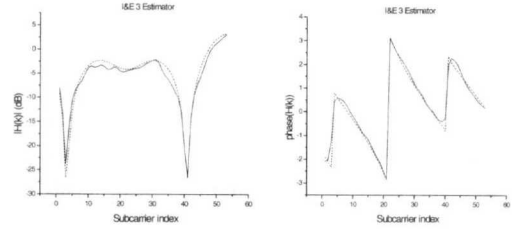


그림 6. (e) I&E 3 Estimator

LS, MMSE 알고리즘보다 I&E가 더욱더 개선된 성능을 발휘함을 확인할 수 있다. 알고리즘의 정량적인 성능평가를 위해, 표 2에 실제채널과 각각의 알고리즘으로 추정된 채널사이의 분산을 보였다.

표 2. 실제 채널과 추정된 채널 사이의 분산(비)

알고리즘	$E\{(\hat{H}-H)^2\}$
LS	1
MMSE	0.57
I&E 1회 수행	0.41
I&E 2회 수행	0.33
I&E 3회 수행	0.29

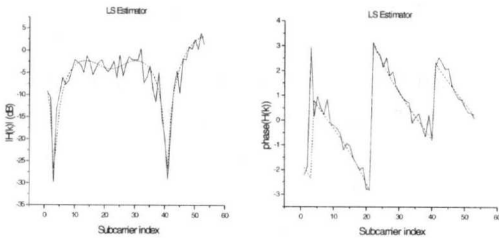


그림 6. (a) LS Estimator

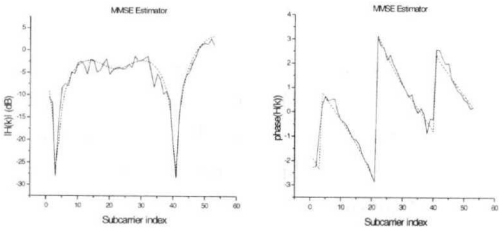


그림 6. (b) MMSE Estimator

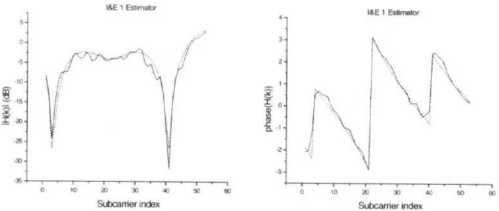


그림 6. (c) I&E 1 Estimator

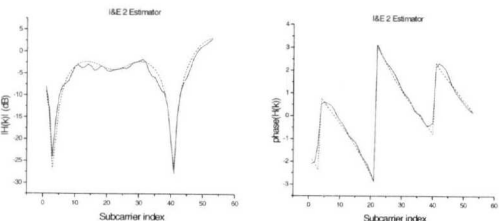


그림 6. (d) I&E 2 Estimator

위의 실험결과를 통해 I&E 알고리즘을 적용하면 채널 추정오차가 감소함을 확인할 수 있다. 그리고 제안한 알고리즘의 전체적인 성능향상을 확인하기 위하여 그림 7에서 BER 대 Eb/No를 통해 제안한 알고리즘의 성능이 더욱 우수함을 확인할 수 있으며 알고리즘 사이의 Eb/No 이득은 표 3과 같다. 표 3은 BER=10⁻³을 기준으로 알고리즘 1의 성능과 알고리즘 2의 성능을 비교한 것이다.

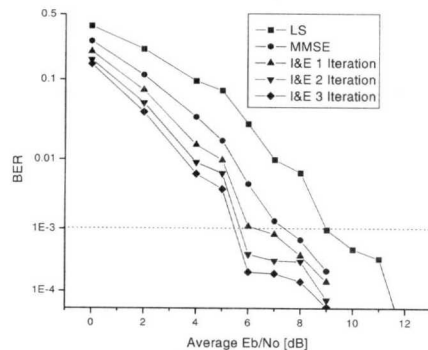


그림 7. BER 대 Eb/No

표 3에서 I&E를 3회 반복했을 때 MMSE 보다 약 1.6dB 이득이 있는 것을 확인할 수 있다.

표 3. 알고리즘2에 대한 알고리즘 1의 이득

알고리즘 1	알고리즘 2	Eb/No
MMSE	LS	1.7dB
I&E 1회 수행	MMSE	1.2dB
I&E 2회 수행	MMSE	1.4dB
I&E 3회 수행	MMSE	1.6dB

V. 결론

OFDM 통신 방식에서 PSAM을 이용하여 채널을 추정하는 LS 알고리즘은 잡음의 영향이 아직 많이 남아 있어서 추정오차가 크고, MMSE 알고리즘은 잡음에 의한 영향은 많이 줄일 수 있지만 채널상관 함수 및 채널 상관행렬추정에 어려움이 따르며 계산량이 많다는 문제점을 안고 있다. 이를 개선하기 위하여 본 논문에서는 송신하는 훈련신호를 늘리지 않고, LS 알고리즘에서 추정한 채널 파라미터를 Interpolation 및 Extrapolation 하여 백색가우시안 잡음에 의한 영향을 줄임으로써 기존의 알고리즘보다 개선된 성능을 발휘하는 새로운 채널 추정 알고리즘을 제안하였다. 또한 I&E를 반복 사용하여 채널에 대한 잡음의 영향을 더욱더 줄일 수 있음을 확인하기 위하여 실제채널과 추정한 채널사이의 분산, 그리고 BER 대 Eb/No, 알고리즘 사이의 Eb/No의 이득을 이용하였다. 계산량에 있어서도 I&E는 LS의 비해서는 다소 증가된 계산량을 요구 하지만 MMSE 보다는 적은 계산량을 필요로 한다. 앞으로의 연구방향은 I&E의 적절한 반복횟수를 찾아내는데 있다.

참고 문헌

[1] Radio broadcasting systems: "Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers," ETS 300-401, ETSI-European

Telecommunications Standard Institute, Valbonne France, Feb. 1995.

[2] U. Reimers, "Digital Video Broadcasting," IEEE Communications Magazine, pp. 104-110, June, 1998.

[3] R. van Nee, "A New OFDM Standard for High bit Rate Wireless LAN in the 5GHz Band," Proc. VTC'99-Fall, Vol 1, pp. 258-262, Amsterdam, The Netherlands, Sept. 19-22, 1999.

[4] M. Hsieh and C. Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels," IEEE Trans. Consumer Electronics, vol. 44, no.1, pp. 217-225, Jan. 1998.

[5] J.-J. vand de Beek, O. Edfors, M. Sandell and S. K.Wilson, "On Channel estimation in OFDM systems," in Proc. 45th IEEE Vehicular Technology Conf., Chicago, IL, July 1995, pp. 815-819.

[6] 임덕수, 안상식, "Interpolation과 Extrapolation을 이용한 OFDM 시스템의 Channel Estimation 성능향상," 한국통신 하계 종합학술대회, July, 2002.

[7] SKLAR, "Digital Communications Fundamentals and Applications," Prentice Hall, pp. 407-409.

[8] Richard van Nee, Ramjee Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech house Publishers, pp. 43.

[9] Juha Heiskala, John Terry, Ph.D., "OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide," SAMS, pp. 54.

[10] 류은숙, 이종길, "OFDM 방식을 적용한 고속 LAN 시스템의 채널 및 등화기법에 따른 성능분석에 관한 연구," 한국통신학회 논문지 '01-6 Vol 26 No.6A, pp. 1099-1106.

Appendix

I&E 반복과정은 다음과 같다. k 는 서브채널 인덱스, H_k 는 k 번째 서브채널의 주파수응답, P_k 는 k 번째 서브채널의 파일럿 심볼, W_k 는 k 번째 서브채널의 백색가우시안 잡음이다. 단 k 인덱스에서 $k=0, \dots, N-1$ 을 벗어난 파라미터에 대해서는 0 으로 처리한다.

1. Interpolation

($k=1, \dots, N-2$, $\Delta H_{k-1,k} = H_{k-1} - H_k$, $\Delta H_{k,k+1} = H_k - H_{k+1}$) 으로 결과는

1) 1 회

$$\hat{H}_{k,1} = H_k + \frac{1}{4}(\Delta H_{k-1,k} - \Delta H_{k,k+1}) + \frac{1}{4}(2\frac{W_k}{P_k} + \frac{W_{k-1}}{P_{k-1}} + \frac{W_{k+1}}{P_{k+1}})$$

2) 2 회 반복

$$\hat{H}_{k,2} = H_k + \frac{1}{16}(5\Delta H_{k-1,k} - 5\Delta H_{k,k+1} + \Delta H_{k-2,k-1} - \Delta H_{k+1,k+2}) + \frac{1}{16}(6\frac{W_k}{P_k} + 4\frac{W_{k-1}}{P_{k-1}} + 4\frac{W_{k+1}}{P_{k+1}} + \frac{W_{k-2}}{P_{k-2}} + \frac{W_{k+2}}{P_{k+2}})$$

3) 3 회 반복

$$\hat{H}_{k,3} = H_k + \frac{1}{64}(22\Delta H_{k-1,k} - 22\Delta H_{k,k+1} + 7\Delta H_{k-2,k-1} - 7\Delta H_{k+1,k+2} + \Delta H_{k-3,k-2} - \Delta H_{k+2,k+3}) + \frac{1}{64}(20\frac{W_k}{P_k} + 15\frac{W_{k-1}}{P_{k-1}} + 15\frac{W_{k+1}}{P_{k+1}} + 6\frac{W_{k-2}}{P_{k-2}} + 6\frac{W_{k+2}}{P_{k+2}} + \frac{W_{k-3}}{P_{k-3}} + \frac{W_{k+3}}{P_{k+3}}) \quad (A1)$$

2. Extrapolation

($k=0, N-1$) 에 대하여 결과는

1) 1 회

$$\hat{H}_{0,1} = H_0 - \frac{1}{4}(\Delta H_{0,1} - \Delta H_{1,2}) - \frac{1}{4}(2\frac{W_1}{P_1} + \frac{W_0}{P_0} + \frac{W_2}{P_2}) + \frac{W_0}{P_0} + \frac{W_1}{P_1}$$

$$\hat{H}_{N-1,1} = H_{N-1} - \frac{1}{4}(\Delta H_{N-3,N-2} - \Delta H_{N-2,N-1}) - \frac{1}{4}(2\frac{W_{N-2}}{P_{N-2}} + \frac{W_{N-3}}{P_{N-3}} + \frac{W_{N-1}}{P_{N-1}}) + \frac{W_{N-2}}{P_{N-2}} + \frac{W_{N-1}}{P_{N-1}}$$

2) 2 회 반복

$$\hat{H}_{0,2} = H_0 - \frac{1}{16}(5\Delta H_{0,1} - 5\Delta H_{1,2} - \Delta H_{2,3}) - \frac{1}{16}(6\frac{W_1}{P_1} + 4\frac{W_0}{P_0} + 4\frac{W_2}{P_2} + \frac{W_3}{P_3}) + \frac{W_0}{P_0} + \frac{W_1}{P_1}$$

$$\hat{H}_{N-1,2} = H_{N-1} - \frac{1}{16}(5\Delta H_{N-3,N-2} - 5\Delta H_{N-2,N-1} + \Delta H_{N-4,N-3}) - \frac{1}{16}(6\frac{W_{N-2}}{P_{N-2}} + 4\frac{W_{N-3}}{P_{N-3}} + 4\frac{W_{N-1}}{P_{N-1}} + \frac{W_{N-4}}{P_{N-4}}) + \frac{W_{N-2}}{P_{N-2}} + \frac{W_{N-1}}{P_{N-1}}$$

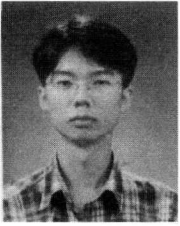
3) 3 회 반복

$$\hat{H}_{0,3} = H_0 - \frac{1}{64}(22\Delta H_{0,1} - 22\Delta H_{1,2} - 7\Delta H_{2,3} - \Delta H_{3,4}) - \frac{1}{64}(20\frac{W_1}{P_1} + 15\frac{W_0}{P_0} + 15\frac{W_2}{P_2} + 6\frac{W_3}{P_3} + \frac{W_4}{P_4}) + \frac{W_0}{P_0} + \frac{W_1}{P_1}$$

$$\hat{H}_{N-1,3} = H_{N-1} - \frac{1}{64}(22\Delta H_{N-3,N-2} - 22\Delta H_{N-2,N-1} + 7\Delta H_{N-4,N-3} + \Delta H_{N-5,N-4}) - \frac{1}{64}(20\frac{W_{N-2}}{P_{N-2}} + 15\frac{W_{N-3}}{P_{N-3}} + 15\frac{W_{N-1}}{P_{N-1}} + 6\frac{W_{N-4}}{P_{N-4}} + \frac{W_{N-5}}{P_{N-5}}) + \frac{W_{N-2}}{P_{N-2}} + \frac{W_{N-1}}{P_{N-1}} \quad (B1)$$

임 덕 수(Duck-soo Leem)

준회원



2000년 2월 : 고려대학교 전자 및
정보공학부 졸업
2000년 9월~현재 : 고려대학교
전자 정보공학과 석사과정
<주관심 분야> 이동통신공학,
WLANs, 채널 등화기.

안 상 식(Sang-sik Ahn)

정회원



1983년 2월 : 고려대학교
전자공학과 졸업
1985년 2월 : 고려대학교
전기공학과 석사
1987년 : 금성중앙연구소
주임연구원

1993년 : 폴리테크닉 대학교 전기공학과 박사

1995년 : LG중앙연구소 책임연구원

1995년~현재 : 고려대학교 전자 및 정보공학부 부교수
<주관심 분야> 노이즈 제거기, 채널 등화기등과 같
은 적응 알고리즘 응용분야, 통신신호처리
및 시스템 구현, 어레이 시그널 프로세싱,
음성 신호처리등