

무선랜 환경에서 채널 단축 시간영역 등화기의 성능평가

정회원 윤석현*, 유희정**, 준회원 이일구**, 정회원 전태현***, 이석규**

Performance Evaluation of Channel Shortening Time Domain Equalizer in Wireless LAN Environment

Seokhyun Yoon*, Heejung Yu** *Regular Members*, Il-Gu Lee** *Associate Member*,
Taehyun Jeon***, Sok-kyu Lee** *Regular Members*

요 약

본 연구에서는 OFDM을 사용하는 IEEE802.11p WAVE⁽¹⁾의 기본 spec를 목표로 기존 전송 포맷을 유지하면서 장거리 coverage에서의 feasibility에 대한 연구 및 이를 지원하기 위한 수신 알고리즘에 대한 연구를 수행한다. 특히, 넓은 coverage의 지원을 목적으로 할 때 큰 RMS 지연 확산에 의해 발생할 수 있는 ISI/ICI의 효과를 고려하여 채널 단축 시간영역 등화기(Channel shortening TEQ)를 사용하는 수신 시스템을 구성하였고 기존 무선랜 규격에서 정의하는 프리앰블을 등화기 계수의 추정에 사용할 경우에 대해 시스템의 성능을 평가하였다. 이는 WAVE 환경에서 목표로 하는 확장된 coverage의 경계에서 RMS 지연 확산이 클 때 16QAM을 통한 서비스가 가능함에 대한 부분적인 대답을 제공하기 위한 것으로 (1) 목표 채널 환경에서 어느 정도의 성능을 내기 위해 요구되는 TEQ 파라미터 분석, (2) 지수함수의 Power-delay profile을 갖는 채널에서의 PER 성능의 평가 등을 포함한다.

Key Words : OFDM, 무선랜, 채널단축 등화기, TEQ, 802.11

ABSTRACT

In this paper, we consider an OFDM receiver algorithm design for IEEE 802.11a/p system, which targeting large coverage area while keeping the transmission format unchanged. Particularly, taking into account the inter-symbol interference(ISI) and inter-carrier interference(ICI) that can be induced with large RMS delay spread, we employ channel shortening time-domain equalizer(TEQ) and evaluate the receiver performance in terms of SINR and packet error rate(PER). The preamble defined in IEEE802.11a/p is used to estimated the initial equalizer tap coefficients. Primary purpose of the paper is to give an answer to the question, though partially, whether or not 16-QAM constellation can be used in none line of sight environment at the boundary of a large coverage area. To this end, we first analyze the required TEQ parameters for the target channel environment and then perform simulation for PER performance evaluation in a generic frequency selective fading channel with exponential power-delay profile.

1. 서 론

최근에 기존의 Nomadic/단거리 환경을 목표로

했던 무선랜 등의 시스템에 대한주파수 효율 증가와 커버리지 확장/이동성 지원에 대한 연구 및 표준화가 진행되고 있는데, 그 예로 IEEE 802.11n^(1,2)

* 본 연구는 한국전자통신연구원 (Electronics & Telecommunications Research Institute, ETRI)의 지원으로 수행되었음

* 단국대학교 전기전자컴퓨터공학부 (syoon@dku.edu), ** 한국전자통신연구원, *** 서울산업대학교

논문번호 : KICS2005-12-499, 접수일자 : 2005년 12월 19일, 최종논문접수일자 : 2006년 3월 7일

및 IEEE 802.11p^[3]가 있다. IEEE 802.11n은 역 호환성을 어느 정도 만족하면서 주파수 효율을 향상시키기 위한 논의에 그 목적을 두고 있으며, 기존 무선랜의 채널 및 동작 환경에 다중 안테나 시스템 및 진보적 채널코딩 등 비교적 최신 기술들의 도입을 검토하고 있다. IEEE 802.11p는 역 호환성을 만족시키면서 이동성/coverage 확장 등을 향상시키기 위한 논의를 목적으로 한다. IEEE 802.11p가 IEEE 802.11n과 다른 점은 이동성의 고려 자체가 수신 환경, coverage등의 채널/동작 환경이 기존의 가정과는 크게 변화했다는 것이다. 이 경우 달라진 채널 환경에 대한 기존 시스템의 feasibility연구, 목표 throughput을 지원할 수 있는 구현 가능한 수신 알고리즘의 존재 여부 검토 등이 선행되어야 한다.

본 연구에서는 OFDM을 사용하는 11p와 11a^[4]의 기본규격을 목표로 기존 전송 포맷을 유지하면서 장거리 coverage에서의 feasibility에 대한 연구 및 이를 지원하기 위한 수신 알고리즘에 대한 연구를 수행하였다. 기존 전송 포맷을 유지하고 동기 복조를 가정하면 성능은 (주파수 오프셋의 영향을 무시할 경우) 수신단에서의 채널 추정 성능에 거의 전적으로 의존하게 될 것인데 보다 넓은 coverage(큰 RMS 지연 확산)의 지원을 위해서는 큰 RMS 지연 확산에 기인한 ISI/ICI를 제거 또는 회피할 수 있는 방안으로 채널 shortening TEQ 등의 사용이 요구되는데 본 연구에서는 기존 무선랜 규격을 유지하면서 수신 알고리즘에서 TEQ만을 도입함으로써 얻을 수 있는 성능향상을 평가한다.

Time-Domain eQualizer(TEQ)는 수신기의 앞단에 삽입하여 쉽게 사용할 수 있는데 이를 적절히 이용하여 실제 채널과 TEQ가 결합된 합성채널의 길이가 효과적으로 CP길이보다 작게 만들어줌으로서 큰 RMS 지연 확산으로 인한 ICI/ISI를 제거하여 OFDM 시스템의 부반송파간의 직교성을 유지시킬 수 있다. 현재까지 TEQ 설계를 위한 많은 연구가 수행되었으며 Minimum Mean Squared Error TEQ^[5], Maximum Shortening SNR TEQ^[6], Maximum Bit Rate TEQ^[7] 및 minimum-ISI TEQ^[8] 등을 포함하여 많은 알고리즘들이 제시되었다.

본 연구에서는 구현 복잡성을 감안하여, MMSE-type TEQ 디자인만을 고려하고 이에 대한 WAVE 환경에서의 성능분석을 수행하고자 한다. 이는 WAVE환경에서 목표로하는 확장된 coverage의 boundary에서 RMS 지연 확산이 클 때 16QAM을 통한 서비스가 가능한가에 대한 실제적인 궁금증에

대한 대답을 제공하기 위한 것으로 특히, 2-channel Levinson 알고리즘을 이용하는 MMSE-type shortening TEQ에 대해 (1) 목표 채널 환경에서 적당한 성능을 내기 위해 필요한 디자인 파라미터 분석, (2) 지수함수의 전력지연 profile을 갖는 채널에서의 PER 성능의 평가 등을 고려한다.

II. 시스템 및 신호 모델

2.1 WAVE 시스템

IEEE802.11p WAVE(wireless access in vehicle environment)는 IEEE802.11 Plenary 회의에서 공식적인 승인 절차가 필요한 상태이나 2005년 7월에 개최된 포틀랜드 IEEE802.11 회의에서 새로운 작업반을 형성하여 북미에서 ITS용으로 할당된 주파수를 활용하기 위한 무선접속 표준화를 추진하고 있다. 기존의 IEEE 802.11a와 ASTM 기반의 규격안으로 IEEE802.11a 규격의 일부 내용을 수정하여 작성된 규격으로 IEEE802.11a무선랜과 병행하여 사용할 수 있고 기본적으로 10 MHz 대역폭의 고속 패킷 서비스를 제공하며 핸드오버를 지원하는데 최대통달거리 1km, 차량속도 최대 200km의 수신 환경을 고려하고 있다.

기존의 IEEE802.11a의 채널/수신 환경과 비교할 때 IEEE802.11p의 채널/수신 환경은 무선 단말들의 이동에 의한 채널의 시간 변화와 이에 따른 확장된 coverage, shadowing(non line of sight reception)에 의한 RMS 지연의 증가(이로 인한 주파수 선택성의 증가)로 특징지을 수 있다. OFDM의 경우 이들 채널 파라미터들에 따른 채널/주파수 오프셋 추정기의 성능열화 등을 우선적으로 고려해야 하는데, 일반적으로, 실외/NLOS 환경에서의 RMS 지연 확산은 1-3km 반경의 coverage를 갖는 셀룰라 시스템에서도 1us정도로 가정하므로 링크 레벨에서의 성능 평가는 1us이내의 범위내에서 support 할 수 있는 정도를 평가하는 것으로 충분하다고 판단된다.

한편, 커버리지 확장에 의한 RMS 지연 확산의 증가는 OFDM 심볼 간의 간섭을 유도할 수 있다. 현재 IEEE802.11p는 cyclic prefix(CP)의 길이를 1.6us로 확장 하였으나 실외/NLOS환경에서 RMS 지연 확산이 1us정도까지 된다면 최대 실효 지연 확산은 4~5us 혹은 그 이상이 될 수도 있으며, 이러한 환경에서는 OFDM 심볼간의 간섭이 무시할 수 없게 된다. 물론 실제 채널에 대한 통계자료를 통해 이러한 영향의 무시 여부를 판단할 수 있지만,

수신 알고리즘의 설계에서는 이와 같은 영향을 일 부는 고려해야 할 것이며 이를 위해서는 간섭으로 인한 성능 변화에 대한 평가도 이루어져야 한다.

2.2 신호 및 간섭 모델

채널은 기본적으로 지수함수 profile의 random 지연 확산을 갖는 ISI채널을 가정한다. 우선, OFDM의 FFT 길이와 CP길이를 각각 N 및 M 이라 하자. 길이 L 의 채널의 임펄스 응답을 $h_n(n=0,1, \dots, L-1)$ 로 표기하고 다음의 $N \times 1$ 행렬을 정의한다.

$$h_{(k)} \equiv \underbrace{[0, 0, \dots, 0]}_k, h_0, h_1, \dots, h_{L-1}, \underbrace{[0, 0, \dots, 0]}_{N-L-k} \quad (1)$$

여기서, $L < N$ 를 가정하였고 위의 벡터는 길이 L 의 채널 벡터를 k 만큼 순환 이동시켜 얻는다. 이를 이용하면 CP를 사용하고 블록처리를 하는 시스템의 등가 채널 행렬은 다음과 같다.

$$H = [h_{(0)} h_{(1)} \dots h_{(N-1)}] \quad (2)$$

예를 들어, $N=8, M=2, L=3$ 인 OFDM 시스템의 등가 채널 행렬을 나타내면 다음과 같다.

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_2 \\ h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_2 & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

(3)은 채널의 길이 M 이 CP길이 L 보다 작은 경우로 OFDM심볼간 간섭이 생기지 않으나 채널 길이 L 이 CP의 길이 M 보다 큰 경우 ISI/ICI가 생기게 된다. 다음의 두 경우를 고려해보자.

1) $L-1 \leq M$ 인 경우: 이 경우 ISI/ICI는 발생되지 않고 부반송파간에 직교성을 유지할 수 있는데 시간 t 에서 수신단 FFT로 출력되는 신호는 다음과 같다.

$$r^{(t)} = E^H H E s^{(t)} + n^{(t)} \quad (4)$$

여기서, 심볼벡터 s 는 $N \times 1$ 의 행렬이고 n 은 $N \times 1$ 의 잡음벡터로 $E n n^H = \sigma^2 I$ 이며, 일반화한 IFFT 행렬, E 는 $N \times N$ 크기를 갖으며 $E^H E = 1$ 의 성질을

갖는다. H 는 $E A E^H$ 의 형태로 분해될 수 있는 순환(circulant)행렬이고, A 는 각각의 주파수 채널 이득을 나타내는 대각 행렬인데 이를 이용하면 수신된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r^{(t)} = A s^{(t)} + n^{(t)} \rightarrow r_i^{(t)} = \lambda_i s_i^{(t)} + n_i^{(t)} \quad (5)$$

이 경우 수신 신호의 SNR은 다음과 같다.

$$SINR = E \lambda_i^2 / \sigma^2 \quad (6)$$

2) $L > M$ 인 경우: 이 경우 현재 수신신호가 다음에 수신된 신호와 겹쳐지면서 이웃하는 두 심볼 간ISI가 발생하며 동시에 등가 채널 행렬의 순환성질도 파괴되어 ICI 또한 발생한다. 예를 들어 $N=8, M=2, L=5$ 인 경우, 등가 채널, H 는 다음과 같다.

$$H = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 \\ h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 \\ h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & h_4 \\ h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서 H 는 다음의 C 와 D 행렬의 합으로 표현가능하다.

$$C = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_2 & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_3 & h_2 \\ h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 \\ h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & h_4 \\ h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \quad (8.a)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & h_4 & h_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.b)$$

위에서 보는 바와 같은 채널을 통과하여 임의의 시간 t 에 수신된 신호(FFT 출력)은 다음과 같다.

$$r^{(t)} = \underbrace{E^H C E s^{(t)}}_{\text{non-diagonal} \rightarrow \text{ICI}} + \underbrace{E^H D E s^{(t-1)}}_{\text{ISI}} + n^{(t)} \quad (9)$$

$C = E^H C E = [c'_{ij}]$ 와 $D = E^H D E = [d'_{ij}]$ 를 정의하고 수신 신호를 신호 성분, ISI와 ICI 성분으로 분리하여 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \underbrace{E^H C E s^{(t)}}_{\text{non-diagonal} \rightarrow \text{ICI}} + \underbrace{E^H D E s^{(t-1)}}_{\text{ISI}} \quad (10) \\ &= E^H H E s^{(t)} - \underbrace{E^H D E s^{(t)}}_{\text{signal} + \text{ICI}} + \underbrace{E^H D E s^{(t-1)}}_{\text{ISI}} \\ &= A s^{(t)} - \underbrace{E^H D E s^{(t)}}_{\text{signal} + \text{ICI}} + \underbrace{E^H D E s^{(t-1)}}_{\text{ISI}} \\ &= \underbrace{(A - \text{diag} D)}_{\text{signal}} s^{(t)} + \underbrace{(D - \text{diag} D)}_{\text{ICI}} s^{(t)} \\ &+ \underbrace{D s^{(t-1)}}_{\text{ISI}} \end{aligned}$$

(10)을 이용하여 (9)의 벡터를 요소별로 나타내면

$$\begin{aligned} r_i^{(t)} &= c'_{ii} s_i^{(t)} + \sum_{j \neq i} c'_{ij} s_j^{(t)} + \sum_j d'_{ij} s_j^{(t-1)} + n_i^{(t)} \quad (11) \\ &= (\lambda_i - d'_{ii}) s_i^{(t)} - \sum_{j \neq i} d'_{ij} s_j^{(t)} \\ &+ \sum_j d'_{ij} s_j^{(t-1)} + n_i^{(t)} \end{aligned}$$

이 되며 이 경우 수신 신호의 SINR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{SINR} &= \frac{E \lambda_i - d'_{ii}{}^2}{E \left| \sum_{j \neq i} d'_{ij} s_j^{(t)} + \sum_j d'_{ij} s_j^{(t-1)} + n_i^{(t)} \right|^2} \quad (12) \\ &= \frac{E \lambda_i - d'_{ii}{}^2}{E d'_{ii}{}^2 + 2 \sum_{j \neq i} E d'_{ij}{}^2 + \sigma^2} \end{aligned}$$

III. ISI/ICI 억제를 위한 TEQ

3.1 시스템 구성

앞 절에서 언급한 바와 같이 채널 길이(최대 지연 확산)가 CP길이보다 커지면 ISI/ICI가 발생하여 시스템의 성능열화로 이어지는데 특히 16-QAM은 간섭에 매우 민감하기 때문에 ISI/ICI가 존재하는 환경에서 16-QAM을 지원하도록 하기 위해서는 ISI/ICI를 제거하는 기술이 요구된다. TEQ는 OFDM 송수신기의 큰 변형없이 사용할 수 있는 기술로 최근 이를 이용한 채널 단축기법들이 DMT(Discrete Multi-Tone) 시스템을 대상으로 연구되었으며, Minimum Mean Squared Error(MMSE) TEQ^[5]를 포함하여 많은 알고리즘들이 제시되었다^[6-8]. 본 연구에서는 구현 복잡성을 감안하여 MMSE-type TEQ 디

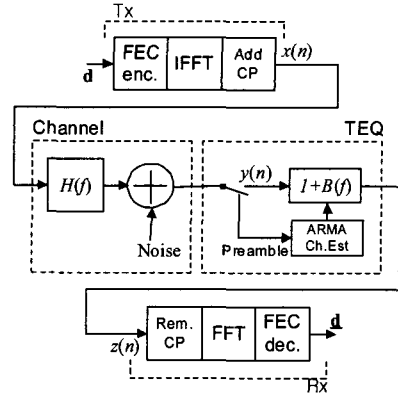


그림 1. TEQ를 사용하는 시스템 구성도

자인만을 고려한다.

앞서 언급했듯이 TEQ를 사용할 때의 잊점은 기존 수신 구조를 변경하지 않고 수신기 앞단에 붙여서 사용할 수 있다는 것인데 그림 1에 TEQ를 사용하는 시스템의 구조 나타내었다. 그림에 나타낸 바와 같이 송신단(Tx)와 수신단(Rx)의 구조는 그대로 유지하면서 수신단 앞단에 TEQ(전달함수 $1+B(f)$ 로 표기)를 사용한다. TEQ의 탭 계수를 구하기 위하여 본 논문에서는 LS 단축기법^[6]을 사용하고자하는데 이 때 먼저 WLAN 802.11a와 11p 규격에서 정하는 2 OFDM 심볼의 길이의 긴 프리앰블을 사용하여 채널의 임펄스 응답을 추정하고 이로부터 LS 단축 기법을 이용하여 TEQ의 탭 계수를 얻을 수 있다. 이에 대한 자세한 과정을 다음의 부절에서 설명한다.

3.2 ARMA 모델에 기초한 LS shortening 기법

LS 단축기법은 MMSE 단축 기법에서 잡음전력을 고려하지 않은 단순화된 형태로 [6]에서 제시되었다. 실제로 16-QAM이 적용될 수 있는 채널은 평균 SNR이 10-15dB 보다 큰 영역으로 이 경우 잡음전력은 무시할 수 있을 만큼 MMSE와 LS 단축 기법의 성능상 차이는 없다.

우선 앞서와 마찬가지로 채널의 임펄스 응답을 $h_n (0 \leq n \leq L-1)$ 로 채널의 입력을 x_n 로 표기하면 채널 출력 y_n 은 다음과 같다.

$$y_n = h_n^* x_n \equiv \sum_{j=0}^{N-1} h_j x_{n-j} \quad (13)$$

채널 임펄스 응답 h_n 의 길이가 긴 경우 이의 효

과적인 등화를 위하여 ARMA 모델을 사용하는데, ARMA 모델의 MA 및 AR성분에 대한 차수가 각각 v 및 t 라 할 때, 수신신호 y_n 의 추정치 \hat{y}_n 은 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{y}_n = \sum_{j=0}^v a_j x_{n-j} - \sum_{j=0}^t b_j y_{n-j} \quad (14)$$

여기서 a_n 과 b_n 은 각각 (길이 v 및 t 의) MA 및 AR 필터계수이며 이에 대한 Z변환은 다음과 같다.

$$Y(z^{-1}) = X(z^{-1})A(z^{-1})/[1+B(z^{-1})] \quad (15)$$

식 (14)의 ARMA 모델링에서 $A(z^{-1})$ 의 최대차수 즉, 채널의 FIR 성분에 해당하는 필터의 길이는 CP길이보다 작거나 같게 설정하며 $B'(z^{-1}) = [1+B(z^{-1})]$ 를 TEQ 필터계수로 사용함으로써 TEQ 출력단에서의 등가채널이 $A(z^{-1})$ 가 되도록 하여 ISI/ICI가 생기지 않도록 한다.

이러한 채널 모델 파라미터 값들은 적절한 에러 신호를 정의함으로써 추정이 가능한데 본 연구에서는 잡음전력의 효과를 고려하지 않고 계산상 가장 간단한 LS 공식화를 사용한다. 다음의 식 (16)에 ARMA 채널 모델을 이용하여 정의되는 에러 신호를 정의하였다.

$$e_n = \hat{y}_n - y_n = \theta^H z - y_n \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \theta &= [a_0 a_1 \dots a_v - b_1 - b_2 \dots - b_t]^H \\ \mathbf{x}_n &= [x_n x_{n-1} \dots x_{n-v}]^H \\ \mathbf{y}_n &= [y_{n-1} y_{n-2} \dots y_{n-t}]^H \\ \mathbf{z}_n &= [x_n^H \mathbf{y}_n^H]^H \end{aligned}$$

에러 신호의 평균전력, $E|e_n|^2$ 을 최소화하는 파라미터 벡터 θ_0 는 다음의 Wiener-Hopf 방정식을 풀어 얻어진다.

$$\mathbf{R}\theta_0 = \mathbf{r} \quad (17)$$

여기서 $(1+v+t) \times (1+v+t)$ 행렬 $\mathbf{R} = E[\mathbf{z}_n \mathbf{z}_n^H]$ 이고 $(1+v+t) \times 1$ 벡터 $\mathbf{r} = E[\mathbf{z}_n y_n^*]$ 이다. 채널 임펄스 응답 h_n 이 주어졌을 때 \mathbf{R} 과 \mathbf{r} 의 각 원소의 값은 식 (13)으로부터 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} E[x_n^* x_{n+k}] &\equiv R_{xx}(k) = S_x \delta_k \\ E[x_n^* y_{n+k}] &\equiv R_{xy}(k) = R_{yx}^*(-k) = S_x h_k \\ E[y_n^* y_{n+k}] &\equiv R_{yy}(k) = S_x \sum_{m=0}^{L-1} h_m h_{m-k} \end{aligned}$$

AR 모델의 경우 상관 행렬 \mathbf{R} 은 Toeplitz 형태로 주어지며 Levinson recursion을 이용한 빠른 알고리즘으로 해의 연산이 가능하나 일반적인 ARMA 모델의 경우 Levinson recursion의 직접적용은 불가능하다. 한편, [9]에서의 연구를 기반으로 최근 multi-channel Levinson 알고리즘이 [10] 및 [11]의 논문에서 제안되었고, ARMA 모델에 기초한 Wiener-Hopf 방정식의 해에 적용 가능함을 보였다.

3.3 잔여 ISI/ICI

TEQ 출력단에서 본 등가 채널 임펄스응답을 g_n 이라 하면 이는 실제 채널 임펄스응답 h_n 과 TEQ의 임펄스응답 $b'_n \equiv \mathcal{Z}^{-1}[1+B(z^{-1})]$ 의 합성(convolution)으로 주어지며 다음의 식이 성립한다.

$$g_n = b'_n * h_n \xrightarrow{\mathcal{Z}} G(z^{-1}) = B'(z^{-1})H(z^{-1}) \quad (18)$$

잔여 ISI와 ICI는 합성 채널의 임펄스 응답 g_n 의 길이가 CP길이보다 같거나 큰 부분에서 영이 아닌 값을 갖기 때문에 발생하며 2절에서의 방법과 동일한 방법으로 이 경우에 대한 간섭을 고려한 SINR 분석이 가능하다. 즉, 2절에서 등가 채널 행렬을 정의한 것과 동일하게 합성 채널의 등가 채널 행렬 \mathbf{G} 을 g_n 의 순환 이동 벡터들로 구성된 행렬로 정의하고 이를 식(8)과 같이 분해하여 나타내면 식(9)에서 (12)까지의 동일한 과정에 의해 잔여 ISI/ICI에 기인한 SINR을 계산할 수 있다. 한편, g_n 의 길이가 N 보다 큰 경우($n > N-1$ 이 되는 경우)도 발생할 수 있으나 coverage가 큰 셀룰라 망에서도 RMS 지연 확산은 $1\mu s$ 내외(최대 임펄스응답 길이 $5\mu s$ 내외) 정도이므로 11a/p 규격에서의 10FDM 심볼길이보다는 작다고 가정되므로 $n > N-1$ 에 대한 g_n 의 꼬리 효과는 무시할 수 있으며, 따라서 다음절에서 수행될 SINR 분석에서도 이는 무시하기로 한다.

IV. 모의실험 및 성능평가

본 장에서는 본 연구에서 사용하는 지수함수의 power-delay 프로파일을 갖는 채널에 대해 802.11p

규격에 적합한 TEQ의 설계 파라미터(채널 shortening 필터의 길이)를 정하고 이의 성능을 평가하기 위해 수행한 모의 실험 결과를 제시한다. 모의실험에서는 802.11p 규격을 기본으로 채널 환경은 RMS 지연 확산이 0.3~1.0 μ s인 지수함수의 power-delay 프로파일을 가정하였고 반송파는 5GHz로 이동체의 속도는 0로 가정하고 모의실험을 수행하였다. 모의 실험에서 사용한 WAVE 시스템의 OFDM 심볼 규격은 표 1과 같다.

표 1. WAVE 시스템의 OFDM 심볼 규격^[3]

파라미터	값
NSD: 데이터 부반송파수	48
NPS: 파일럿 부반송파수	4
NST: 전체 부반송파수	52(NSD + NPS)
Df: 부반송파 간격	0.15625 MHz
TFFT: IFFT/FFT 시간길이	6.4 μ s(1/Df)
TPRE: PLCP 프리앰블 길이	32 μ s
TSIGNAL : OFDM 심볼 길이	8.0 μ s(TGI + TFFT)
TGI : GI 길이	1.6 μ s(TFFT /4)
TGI2: 학습 심볼 GI 길이	3.2 μ s(TFFT /2)

4.1 SNIR 성능분석을 통한 TEQ 길이의 선택
본 절에서는 앞서 제시한 SINR 분석 결과에 이용 하여 적절한 TEQ 길이를 선택하기 위해 간단한 모의 실험을 수행하는데 다음의 5단계로 수행하였다.

- (1) 주어진 RMS 지연 확산을 갖는 채널 임펄스 응답 h_n 를 랜덤하게 생성하고
- (2) $M|h_n|^2/SNR$ 의 전력을 갖는 채널 응답 추정 오류를 랜덤하게 생성하여 h_n 에 부가 한다
- (3) 추정오류를 갖는 채널 임펄스 응답 h_n 로부터 LS과정을 통해 TEQ필터 계수 b_n 을 추출하고 식(12)을 이용하여 SINR을 계산한다.
- (4) 1~4의 단계를 여러 번 수행하여 평균 SINR을 계산한다.

위의 과정을 통하여 RMS 지연 확산이 0.3~1.0 μ s인 지수함수 power-delay profile을 갖는 채널에 대해 TEQ길이를 0(No TEQ), 16, 32, 48, 64로 놓고 SNR에 대한 SINR 특성을 비교하였는데 FFT/IFFT 크기와 CP길이는 802.11p 규격인 64와 16으로 놓았고 MA 필터의 길이 v 는 CP길이와 동일한 16으로 설정하였다. 그림 2에는 신호대 배경 잡음비 SNR을 20dB로 고정시키고 길이가 0(No

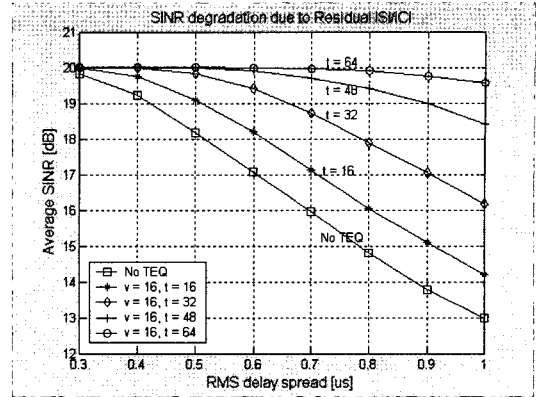


그림 2. RMS 지연 확산에 따른 평균 SINR

TEQ), 16, 32, 48, 64인 TEQ를 사용한 경우 RMS 지연 확산의 함수로 ISI/ICI가 고려된 SINR을 도시 하였다. 앞에서 언급한 바와 같이 계산의 단순화를 위하여 분석 시 $n > N-1$ 에 대한 g_n 의 꼬리 효과는 무시하였다.

그림 2에서 볼 수 있듯이 TEQ를 사용하여 어느 정도의 이득을 얻기 위해서는 TEQ 길이가 32이상 은 되어야 하며 1.0 μ s정도의 RMS 지연 확산을 갖 는 채널에서 큰 성능 저하 없이 서비스를 제공하기 위해서는 TEQ길이가 최소한 64이상 이 되어야함을 보여준다. 또한, SINR 1dB 이내의 성능열화를 target으로 볼 때, 32-tap TEQ는 RMS 지연 확산 0.65 μ s까지 support가 가능하며, 48-tap TEQ에서는 0.9 μ s, 64-tap TEQ에서는 1.0 μ s까지 support가 가능할 것으로 예상된다. 그러나 분석시 $n > N-1$ 에 대한 g_n 의 꼬리 효과를 무시하였으므로 이에 의한 추가 적인 성능열화는 여전히 존재할 것으로 판단된다.

4.2 PER 성능

TEQ의 성능을 평가하기 위해 802.11p 시스템의 PER 성능에 대한 모의실험을 하였다. 모의실험에서 채널 환경은 RMS 지연 확산이 0.6, 0.8 및 1.0 μ s 로 놓았고 RMS 지연 확산이 0.3 μ s인 ISI/ICI가 없 는 경우와 비교한다. 반송파는 5GHz로 이동체의 속도는 0km/hr로 설정하였다. 복조과정은 (1) 프리 앰블을 이용한 채널 임펄스 응답 추정 (2) Least square를 이용한 단축 필터 계수의 획득 (3) 복호기 앞단에서 $|G(f)/B'(f)|$ 를 이용한 Log-likelihood ratio (LLR) 값의 weighting을 포함한다.

채널임펄스 응답의 추정에 대한 고려: ARMA 모델의 파라미터추정을 위해서는 먼저 채널 임펄스 응답의 추정이 선행되어야 한다. 802.11a/p 규격에

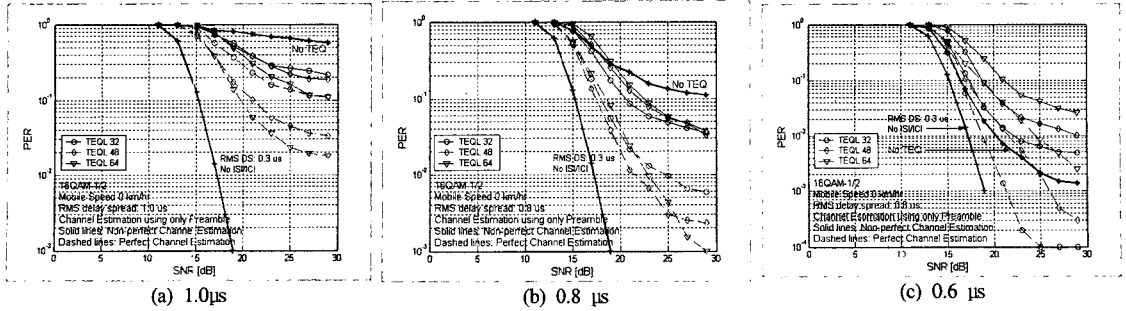


그림 3. RMS 지연 확산에 따른 PER(16-QAM 1/2)

서 제공하는 긴 프리앰블을 이용하여 추정이 가능하나 Guard-band의 사용 때문에 실제 채널입력 신호는 White하지 않고 따라서 채널입력 신호가 White하다는 가정하에 유도된 ARMA 파라미터 추정 알고리즘과 이로부터 추정된 TEQ 필터 계수가 적절히 동작할지에 대한 의문이 생긴다. 즉, 채널 임펄스 응답을 긴 프리앰블로 얻는 과정에서 sub-carrier를 64개 모두 사용하지 않고 guard band를 위해 비워놓은 것 때문에 실제 10MHz 대역의 채널 응답을 못 얻을 수 없고 부분대역에 대한 채널 응답만을 얻기 때문에 degradation이 생길 수 있는데 이를 위해 두가지 정도를 고려해 볼 수 있다. 첫 번째는 Partial Sampling을 하여(Up sample를 해서 다시 down sample을 하여) 입력신호를 강제로 White하게 만들어 놓고 추정을 한 후, 추정된 임펄스 응답을 다시 up-sampling하여 사용하는 것인데 이 경우 여전히 DC성분에 Null이 있고 FFT/IFFT를 수행하기 위해 2의 power로 길이를 맞추기가 어려워 문제가 된다. 두 번째로는 입력 신호가 White하지 않다는 가정하에 파라미터 추정을 하는 것인데 이는 입력 신호의 자기상관 함수, $R_{xx}(k)$ 를 단위행렬 대신 Sinc함수의 요소를 갖는 행렬로 놓고 LS 문제를 푸는 것과 동일하다. 그러나 그렇다하더라도 일부 대역에 아예 신호가 없다면 그 부분의 전달 특성은 추정이 불가능하고 따라서 신호가 있는 주파수 쪽만 추정이 되어 프리앰블이 있는 부분과 부분만 가지고 IFFT를 하여 임펄스 응답을 얻어서 LS문제를 푸는 것과 차이는 없을 것으로 판단된다.

따라서 본 연구에서는 프리앰블에서 신호가 존재하는 부분과 부분만을 이용하고 나머지 부분은 0으로 놓고 IFFT를 취하여 채널 임펄스 응답을 얻는 간단한 방법만을 우선 고려하고 이의 성능을 실제 채널 임펄스 응답을 사용하는 이상적인 경우의 성능과 비교하도록 한다.

그림 3 (a), (b), (c)에 16-QAM, 1/2 code rate를 사용한 수신기에 대해 RMS 지연 확산이 각각 1.0, 0.8 및 0.6 μ s인 PER 성능 곡선을 도시하였다. 각 실험 결과에서 TEQ 길이 t 는 32, 48 및 64로 놓았으며, 비교를 위하여 ISI/ICI가 존재하지 않는 RMS 지연 확산이 0.3 μ s인 경우의 성능과 TEQ를 사용하지 않은 경우의 PER 성능을 포함하였다(굵은 실선). 또한 실제 채널 임펄스 응답을 사용한 이상적인 경우의 PER 성능에 대해서도 모의실험을 수행하여 도시하였다 (Dashed line).

결과의 요약. 우선, TEQ 성능이 예상만큼 크게 성능향상을 가져오지는 못했는데 특히 작은 RMS 지연 확산(0.6 μ s 이하)에 대해서는 오히려 성능이 나빠지는 것으로 나타났다. 1차적인 이유는 길이가 너무 긴 TEQ는 계산상의 부정확성으로 오히려 성능열화를 가져올 수 있기 때문이며 두 번째 이유는 앞서 언급한 바와 같이 프리앰블로 채널 임펄스 응답을 얻는 부분에서 사용하지 않는 부분과 부분 때문에 채널 임펄스 응답이 제대로 얻어지지 못하기 때문인 것으로 판단된다. 그러나 RMS 지연 확산이 큰 경우 (0.8 μ s 이상)에서는 어느 정도의 성능향상이 나타났으며 향후 RMS 지연 확산 정도에 따라 선택적으로 적용하는 방안과 채널 임펄스 응답의 추정을 위한 보완책 등이 추가적으로 연구되어야 할 것으로 판단된다.

V. 결론

본 연구에서는 IEEE802.11p를 위한 수신성능 향상 방안을 연구하였다. 구체적으로는 큰 RMS 지연 확산에 기인한 ISI/ICI를 제거/회피할 수 있는 방안으로 수신 알고리즘에 TEQ를 추가하는 방안에 대한 연구를 진행하였고 결과를 정리하면 다음과 같다.

우선, TEQ 성능이 예상만큼 큰 성능향상을 가져

오지는 못했는데 1차적인 이유는 길이가 너무 긴 TEQ는 계산상의 부정확성으로 오히려 성능열화를 가져올 수 있기 때문이며 두 번째 이유는 프리앰블로 채널 임펄스 응답을 얻는 부분에서 사용하지 않는 부반송파 부분 때문에 채널 임펄스 응답이 제대로 얻어지지 못하기 때문이다. 한편, RMS 지연 확산이 큰 경우 (0.8 us 이상)에서는 어느 정도의 성능향상이 나타났으며 향후 RMS 지연 확산 정도에 따라 선택적으로 적용하는 방안과 채널 임펄스 응답의 추정을 위한 보완책 등이 추가적으로 연구되어야 한다.

참고 문헌

[1] Sean Coffey, et al. "WWiSE IEEE 802.11n Proposal," IEEE 802.11 WG Mtg., Atlanta, GA, Doc. no.: 11-05-0150-01-000n, Mar., 2005.

[2] Syed Aon Mujtaba, et al. "TGn Sync proposal technical specification," IEEE 802.11 WG Mtg., Atlanta, GA, Doc. no.: 11-04-0889-04-000n, Mar. 2005

[3] IEEE P802.11p/D1.1, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and physical Layer (PHY) Specifications : Wireless Access in Vehicle Environment (WAVE), May. 2005

[4] IEEE Std 802.11a, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and physical Layer (PHY) Specifications : High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band, 1999

[5] J.S. Chow and J.M. Cioffi, "A Cost-Effective Maximum Likelihood Receiver for Multicarrier Systems", Proc. of ICC 1992, pp.948-952

[6] P.J.W. Melsa, R.C. Younce and C.E. Rohrs, "Impulse Response Shortening for Discrete Multitone Transceivers", IEEE Trans. on Communications, Vol.44, No.12, pp.1662-1672, Dec. 1996

[7] G. Arslan, B. L. Evans, and S. Kiaei, "Equalization for Discrete Multitone Receivers To Maximize Bit Rate", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 49, no. 12, pp. 3123-3135, Dec. 2001.

[8] M. Ding, B. L. Evans, R. K. Martin, and C. R. Johnson, Jr, "Minimum Intersymbol Interference Methods for Time Domain Equalizer Design", Proc. IEEE Global

Comm. Conf., Dec. 1-5, 2003, vol. 4, pp. 2146-2150, San Francisco, CA USA

[9] D. Lee, B. Friedlander and M. Morf, "Recursive Ladder Algorithms for ARMA Modeling", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol.AC-27, pp.753-764, Aug. 1982

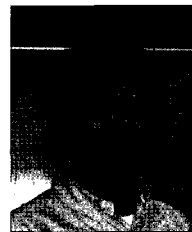
[10] J. Tu, "Theory, Design and Application of Multi-channel Modulation for Digital Communications", Ph.D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA, June 1991

[11] N. AIDhahir, A.H. Sayed and J.M. Cioffi, "Stable Pole-Zero Modeling of Long FIR Filters with Application to the MMSE-DFE", IEEE Trans. on Communications, Vol.45, No.5, pp.508-513, May. 1997

[12] L.J. Greenstein, V. Erceg, Y.S. Yeh and M.C. Clark, "A New Path-Gain/Delay Spread Propagation Model for Digital Cellular Channels", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol.46, No.2, pp.477-485, May 1997

윤 석 현 (Seokhyun Yoon)

정회원



1992년 2월 성균관대학교 전자공학 학사

1996년 2월 성균관대학교 전자공학 석사

1999년 3~8월 한국전자통신연구원 선임연구원

2003년 1월 New Jersey Institute of Technology, 전기 및 컴퓨터 공학과 박사

2003년 3월~2005년 2월 삼성전자 정보통신총괄 통신연구소 책임연구원

2005년 3월~현재 단국대 전자컴퓨터공학부 전임강사 <관심분야> 무선 전송접속, 채널부호, 다중안테나

유 희 정 (Heejung Yu)

정회원



1999년 2월 고려대학교 전파공학 학사

2001년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학 석사

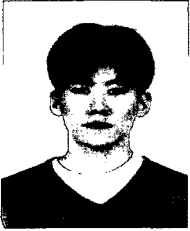
2001년 2월~현재 한국전자통신연구원 차세대무선 LAN연구팀

2002년 3월~현재 IEEE 802.11 voting member

<관심분야> OFDM, MIMO-OFDM, 디지털 통신, 무선 LAN

이 일 구 (Il-Gu Lee)

준회원



2003년 2월 서강대학교 전자공학 학사

2005년 2월 한국정보통신대학원 전자공학 석사

2005년 2월~현재 한국전자통신연구원 차세대무선 LAN연구팀 <관심분야> OFDM, MIMO-

OFDM, 디지털 통신, 무선 LAN

전 태 현 (Taehyun Jeon)

정회원



1989년 연세대학교 전기공학 학사

1993년 University of Minnesota, MN, MS in Electrical Engineering

1997년 University of Minnesota, MN, Ph.D. in Electrical Engineering

1997년~1998년 Motorola, San Jose, Staff Engineer

1998년~2001년 Texas Instruments, San Jose, Member of Technical Staff

2002년~2005년 한국전자통신연구원 선임연구원

2005년~현재 서울산업대학교 전기공학과 교수

<관심분야> OFDM, MIMO-OFDM, 디지털 통신, 무선 LAN

이 석 규 (Sok-Kyu Lee)

정회원



1986년 광운대학교 전자공학 학사

1997년 Polytechnic University, NY, MS in Electrical Engineering

2000년 New Jersey Institute of Technology, NJ, Ph.D. in Electrical Engineering

1991년~1994년 한국전자통신연구원 연구원

2000년~현재 한국전자통신연구원 이동통신연구단 차세대무선LAN연구팀장

<관심분야> 4세대 이동통신, MIMO-OFDM, Multiuser Detection, Wireless LAN