

논문 2011-48TC-11-1

이동 환경에서 OFDM 기반 무선랜의 수신을 위한 수신기 설계 및 성능 평가

(Receiver Design for OFDM based Wireless LAN and Its Performance Evaluation in Mobile Environment)

서강운*, 윤석현**, 김백현***, 김용규***

(Kangwoon Seo, Seokhyun Yoon, Baekhyun KIM, and Yongkyu KIM)

요 약

본 논문에서는 ICT기반의 차상제어 시스템 구현을 위하여 열차와 지상시스템간 데이터 송수신을 위하여 OFDM 기반의 무선랜 (802.11a 및 p)을 적용한 수신기 설계 기술에 대해 연구하고 성능 평가를 통하여 적용가능성을 확인하기 위한 연구를 수행하였다. 기존 전송 포맷을 유지하고 coherent 복조를 가정하면 성능은 (주파수 오프셋의 영향을 무시할 경우) 수신단에서의 채널 추정 성능에 거의 전적으로 의존하게 될 것인데 기본적으로 Preamble을 이용한 1차 추정과 Decision directed mode로 동작하는 2차 추정을 모두 고려하여 수신 알고리즘을 설계해야 한다. 본 논문에서는, 높은 mobility를 고려하여 decision-directed mode로 동작 가능한 주파수 영역 등화기의 설계에 초점을 두고 알고리즘 설계 및 성능 평가를 수행하였다.

Abstract

In this paper, we study receiver design issue to apply the OFDM based WLAN specification, such as 802.11p, to the communications in high speed mobile environment, e.g., for the ICT based railroad control on a train having its speed up to 300 km/hr. To successfully apply the existing WLAN specifications without modifying its transmission format, the performance at the receiver will solely depends on the channel estimation performance if we ignore the affect of frequency offset. With a speed of multiple hundred km/hr, the channel estimation using only the preamble will not provide enough precision since the channel changes so fast. Therefore, in this paper, taking the high mobility into account, we focus on the design of decision directed channel estimation and equalization techniques and perform simulations to evaluate and compare their performances and to finally confirm the applicability of the existing WLAN specification to the systems with very high mobility.

Keywords : OFDM, 채널추정, decision directed

I. 서 론

무선랜은 기본적으로 Nomadic환경을 가정하고 물리 계층 규격을 구성하였기 때문에 이동환경, 특히, 열차와 같이 고속으로 이동하는 환경에서 지상 시스템과 데이터를 송수신하는 데는 적합하지 않다. 반면, 무선랜은 저가로 쉽게 설치가 가능한 장점을 가지고 있어 본 논문에서는 기존 무선랜 규격을 기반으로 수신기에 추가적

* 학생회원, 단국대학교, ** 정회원, 단국대학교 (Dankook University)

*** 정회원, 한국철도기술연구원 (Korea Railroad Research Institute)

※ 본 논문은 철도기술연구원의 지원으로 수행되었음 (지원기간 2011.3~10월)

접수일자: 2011년8월5일, 수정완료일: 2011년11월14일

인 기술만을 도입하여 차상시스템과 지상시스템간 전송 시스템을 구성하고자 한다.

본 논문에서는 특히, 802.11a 및 p와 같은 OFDM기반의 전송시스템을 고려하고자 하는데 이는 무선랜 및 디지털 방송에서 성공적으로 적용되었고 3GPP-LTE등 최근의 이동통신 시스템에서도 OFDM은 이미 물리계층 기반 기술로 자리 잡았기 때문이며 단일 반송과 전송방식에 비해 PAPR 등의 문제가 있으나 열차와 같이 충분한 전력원이 있는 경우 PAPR은 크게 문제가 되지 않기 때문이다. 또한 OFDM은 심볼간 간섭(Inter-symbol interference, ISI)을 갖는 채널에서 채널 용량을 이론적으로 최대화할 수 있다는 것이 밝혀져 있으며^[1], 적응변복조 등을 적용함으로써 실질적으로도 성능을 개선할 수 있다^[2-3]. 최근에 기존의 Nomadic/단거리 환경을 타겟으로 했던 무선랜 등의 시스템에 대한 주파수 효율 증가와 이동성 지원/향상에 대한 연구 및 표준화가 급속도로 진행되고 있는데, 그 대표적인 예로 IEEE802.11n 및 IEEE802.11p가 있다. IEEE802.11n은 backward compatibility를 일정 수준까지 만족하면서 주파수 효율을 향상시키기 위한 논의에 그 목적을 두고 있으며, 기존 무선랜의 채널 및 동작 환경에 다중 안테나 시스템 및 advanced 채널코딩 등 비교적 최신 기술들의 도입을 검토하고 있다. IEEE802.11p는 backward compatibility를 만족시키면서 이동성을 지원/향상시키기 위한 논의를 목적으로 한다. IEEE802.11p가 IEEE802.11n과 다른 점은 이동성의 고려 자체가 수신 환경, coverage등의 채널/동작 환경이 기존의 가정과는 크게 변화했다는 것이다. 이 경우 달라진 채널환경에 대한 기존 시스템의 feasibility연구, 타겟 throughput을 지원할 수 있는 구현 가능한 수신 알고리즘의 존재 여부 검토 등이 선행되어야 한다.

이러한 무선랜을 이동 환경을 위한 전송시스템에 적용함에 있어, 기존 전송 포맷을 유지하고 coherent 복조를 가정하면 성능은 (주파수 오프셋의 영향을 무시할 경우) 수신단에서의 채널 추정 성능에 거의 전적으로 의존하게 될 것인데 기본적으로 Preamble을 이용한 1차 추정과 Decision directed mode로 동작하는 2차 추정을 모두 고려하여 수신 알고리즘을 설계해야 한다. 한편, 보다 높은 Mobility와 coverage(RMS delay spread)의 지원을 위해서는 Decision-directed mode로 동작하는 주파수 영역 등화기의 사용이 요구된다. 따라서, 본 논문에서는, 높은 mobility를 고려하여

decision-directed mode로 동작 가능한 주파수 영역 등화기의 설계에 초점을 두고 알고리즘 설계 및 성능 평가를 수행한다.

II. 채널 환경 및 시스템 구성

A. 전송시스템

본 논문에서는 IEEE802.11a의 무선랜의 환경을 기반으로 열차와 같은 고속 이동체에 데이터 서비스를 지원하기 위해 높은 전송속도와 낮은 에러율을 갖기 위한 알고리즘을 개발하는데, 본 장에서는 이와 같은 개발을 위해 시스템과 전송 시나리오 및 수신채널 환경에 대한 고찰을 해본다. 특히, 무선랜의 이동 수신을 위해 개발된 IEEE802.11p WAVE를 기반으로 수신알고리즘을 설계하고자 한다.

IEEE802.11p는 근거리무선통신을 지원하는 5.9GHz 대역의 IEEE 802.11a/RA (Road Access) 기술개발을 이용하여 차량의 고속 이동속도에서 차량 멀티미디어 서비스를 제공하는 것이 목표이다. 또한 차량에서 전송 속도 최대 54Mbps 제공하는IEEE802.11a의 데이터 속도를 반으로 줄이고 고속 이동성과 셀간 핸드오버를 제공하는 기술로서 긴급 구조 및 차량 안전을 위한 전용 채널을 별도로 할당하고 있다. 핸드오버를 위한 공통 채널 할당 등 새로운 기능이 추가되어 있고, Ad-hoc 기능을 추가하고 있다. 이와 같은 WAVE의 기본적 특성은 표 2.1과 같고, 시스템 특성은 표 1 과 같다.

표 1. IEEE802.11p 규격의 핵심 파라미터
Table 1. Key Parameters of IEEE802.11p Specification.

Parameter	Values for WAVE
N_{SD} : Number of data sub-carriers	48
N_{PS} : Number of pilot sub-carriers	4
N_{ST} : Number of sub-carriers,	52 ($N_{SD} + N_{PS}$)
D_f :Sub-carrier frequency spacing	0.15625 MHz
T_{FFT} : IFFT/FFT period	6.4 μs ($1/D_f$)
$T_{PREAMBLE}$: PLCP preamble duration	32 μs ($T_{SHORT} + T_{LONG}$)
T_{SIGNAL} : OFDM symbol Duration	8.0 μs ($T_{GI} + T_{FFT}$)
G_I : GI duration	1.6 μs ($T_{FFT}/4$)
T_{GI2} : Training symbol GI duration	3.2 μs ($T_{FFT}/2$)

B. 수신환경

핸드오프가 없는 단일 셀 환경을 가정하는 무선랜 시

시스템에 대해 이동중의 수신 시나리오에서 고려해야 할 사항 중의 하나는 지원하고자 하는 단말기의 이동속도가 coverage의 설정에 혹은 그 반대로 원하는 coverage 크기가 지원 가능한 단말기의 최대 이동속도에 고려되어야 한다는 점이다. 즉, 이동단말이 액세스 포인트에 액세스를 하는 시점에서 원하는 데이터를 얻거나 보내기 까지의 시간 동안 coverage내에 존재해야 한다는 것을 가정하면 250km/hr의 속도로 이동하는 단말이 100m 정도의 coverage내에 머무는 시간은 1.44초 정도이며, 이 시간이 무선랜 액세스를 통해 서비스를 받기에 충분하지는 않다. 따라서 단말의 이동에 따른 coverage의 확장은 피할 수 없다.

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 (그리고 이로 인한 주파수 선택성의 증가)로 특징지을 수 있다. OFDM의 경우 이들 채널 파라미터들에 따른 채널/주파수 오프셋 추정기의 성능열화 등을 우선적으로 고려해야 한다.

시변 채널의 가정은 기존 시불변 채널의 가정하에 설계된 채널추정 및 검파 알고리즘이 바뀌어야 함을 요구하는데 이 때 하나의 OFDM 심볼 혹은 slot(혹은frame) 길이와 coherence time의 비에 따라 설계되어야 한다. 250km/hr 정도의 속도를 갖는 고속철에서의 이동 중 수신은 5GHz 주파수 스펙트럼을 가정할 때 최대 1.2kHz 정도의 도플러 주파수를 갖는데 이 경우 도플러주파수-심볼길이 곱은 $1.2\text{kHz} \times 8\mu\text{s} = 0.0096$ 으로 이에 의한 부반송파간 간섭은 큰 문제가 되지 않는다. 그러나 하나의 복호단위인 slot(혹은 frame)길이와 비교할 경우 slot 내에서의 채널변화는 무시할 수 없다. 일반적으로 채널 추정은 시불변 채널을 가정할 경우 잡음 및 간섭에 의한 채널 추정오류를 최소화하기 위해 주파수 interpolation하고, 일정 시간구간에서 시간평균으로 얻을 수 있는데 그 시간 구간 내에서 채널이 바뀌면 문제가 발생할 수 있으므로 추적성능과 추정오류를 고려하여 적절한 윈도우 크기를 설정해야 한다.

III. 수신 알고리즘

본 논문에서는 앞에서 고찰한 시스템 및 수신 채널 환경을 바탕으로 무선랜 환경에서의 고속 이동체에 열

표 2. 목표 수신환경

Table 2. Target Environment.

Parameter	Value
Single Cell	-
Mobile Speed	Up to 300km/hr
RMS Delay Spread	Up to 1 μs
Max Delay Spread	5 times the RMS value
Doppler Frequency ($f_{Doppler}$)	1.4 kHz @ 5GHz carrier
Coherence Time	A few hundreds μs (10~20 OFDM symbols)
Coherence Bandwidth	200kHz(1.2* Δf)

티미디어 서비스를 하기위한 수신 알고리즘을 제시한다. 수신 알고리즘은 고속의 이동체가 다양한 환경을 경유하면서 무선통신을 할 경우 낮은 오류율을 갖고 높은 전송율을 가지기 위한 것이 목적이다. 그러므로 수 백 μs 의 coherence time을 갖도록 하여 데이터를 전송 시 데이터 추정에 사용한다. 이 때 일반적인 잡음형태인 반송파간 간섭은 없는 것으로 가정한다. 이와 같이 본 논문에서의 목표 수신환경은 표 2와 같다.

A. Decision Directed mode를 위한 채널 추정 방법

기존 전송 포맷을 유지하고 coherent 복조를 가정하면 시스템의 성능은 (주파수 오프셋의 영향을 무시할 경우) 수신단에서의 채널 추정 성능에 전적으로 의존한다. 이와 같은 채널 추정을 위한 방법을 두 가지로 정리해 보면 다음과 같다.

첫 번째는 일반적으로 사용되는 주파수 interpolation을 시간 평균하여 사용하는 기초적인 방법이다. 이 방법은 이동 평균이나 recursive 연산을 사용하여 윈도우의 크기를 측정하여 얻어진 파라미터로 추적성능과 추정오류를 동시에 고려하여 지원하고자 하는 단말의 이동속도에 따른 적절한 윈도우 크기를 찾는 것이다. 한편, 이와 같은 방법의 정확도를 향상시키기 위해 단순히 윈도우 구간 내에서 채널이 일정하다는 가정 하에 각 OFDM심볼에서 주파수 interpolation을 이용해 얻어진 추정치를 시간 평균을 하는 위의 방법에 n차 moment의 추정부분을 추가하여 확장시키는 방법을 사용할 수 있다. 즉, i번째 OFDM 심볼에서 주파수 interpolation을 이용해 얻어진 추정치를 벡터 h_i 라 표기할 때 채널은 i의 n차 다항식으로 식 (4.1)과 같이 표현할 수 있다.

$$h_i = h^{(0)} + i \cdot h^{(1)} + i^2 \cdot h^{(2)} + \dots + i^n \cdot h^{(n)} \quad (1)$$

식 (4.1)에서 $n = 0$ 인 경우는 단순한 방식과 동일하며 $n = 1$ 경우까지는 계산의 큰 부담없이 연산이 가능하다. 윈도우 크기를 $2W+1$ 로 가정하고 임의의 윈도우에서 주파수 interpolation을 이용해 얻어진 추정치를 벡터 셋 $\{h_i, i=-W, -W+1, \dots, -1, 0, \dots, W\}$ 가 주어진 경우 $h^{(0)}$ 와 $h^{(1)}$ 의 MSE추정치는 다음 식 (4.2)와 식 (4.3)과 같다.

$$\tilde{h}^{(0)} = \underset{h^{(0)}}{\operatorname{argmin}} \sum_{i=-W}^W |h_i - (h^{(0)} + i \cdot h^{(1)})|^2 = \frac{1}{2W+1} \sum_{i=-W}^W h_i \quad (2)$$

$$\tilde{h}^{(1)} = \underset{h^{(1)}}{\operatorname{argmin}} \sum_{i=-W}^W |h_i - (h^{(0)} + i \cdot h^{(1)})|^2 = \frac{1}{K} \sum_{i=-W}^W i \cdot h_i \quad (3)$$

여기서 $K = \sum_{i=-W}^W i^2$ (상수) 이다. 윈도우내에서 채널의 시간변화를 무시할 수 없으나 기울기를 갖는 선형 벡터로 근사화가 가능한 경우 위의 모델을 사용하여 채널의 시간변화를 고려하면서 잡음/간섭에 의한 추정오류를 최소화할 수 있다.

두 번째는 위에서 언급한 문제점을 해결하기 위해 decision-directed 모드로 동작이 가능한 벡터 등화기를 사용하는 방법이다. 이와 같은 방법은 긴 rms delay에 의해 주파수 선택성이 pilot spacing에 비해 큰 경우 주파수 interpolation에서의 추정오차를 보완할 수 있다. 그리고 CP길이가 유효 delay spread보다 작은 경우 인접OFDM symbol간 간섭을 해결할 수 있는 방법이다. decision-directed 모드로 동작이 가능한 벡터 등화기의 사용은 어느 수준에서의 decision을 사용할 것인가의 문제를 고려해야 하는데 복호된 데이터의 사용은 복호 지연과 메모리가 문제가 될 수 있어 일반적으로는 복호화 되기 전의 신호에 대한 심볼 decision을 사용한다. decision 오류를 감안할 때 정상상태가 될 때까지 학습에 요구되는 심볼이 추가적으로 사용되어야 하지만 convolution code를 사용하고 짧은 주파수 인터리버만을 사용하는 IEEE802.11p의 경우 trace-back memory를 하나의 OFDM 심볼길이에 맞추고 복호된 신호의 feedback을 사용해도 무방하다. 이와 같은 방법은 선형 모델에 기반한 1차 추정치의 획득(예측)하고, 복호 및

다음 심볼의 1차 추정을 위한 2차 추정치 획득의 반복 과정을 통해 설계하면 보다 좋은 결과를 얻을 수 있다. 또한 다소의 성능 열화를 감수하고 Blind등화 알고리즘을 사용하는 방법이나 초기 학습을 위해 Blind등화 알고리즘을 사용하는 옵션도 가능하다.

B. 수신 알고리즘

본 논문에서는 위에서 제시한 채널 추정 방법을 기반으로 (1) 복조, (2) 전송신호재생, (3) 채널추정, (4) 필터링의 아래 4가지 과정을 통해 매 OFDM 심볼마다 반복적으로 수행하는 수신 알고리즘을 구성하는데 One-tap 벡터 LMS알고리즘을 기본 구성으로 3가지의 수신알고리즘을 제시한다.

One-tap vector LMS: LMS 알고리즘은 채널의 추정/등화를 포함하는 수신 알고리즘의 가장 기본적인 형태로 초기 수렴과 트랙킹을 위해서는 적절한 훈련 신호가 제공되어야 한다. 그러나 802.11 규격자체가 이러한 훈련신호를 제공하지 않으므로 필연적으로 decision-directed 모드로 동작시킬 수 밖에 없다. 그림 1은 가장 기본적인 형태의 시스템 구성인데 Demapper 출력으로 원 신호를 재생하여 훈련신호로 사용하는 시스템 블록도를 나타낸다. 그림에서 수신된 신호 r_i 는 사전에 추정된 채널 추정치로 등화를 수행한 후 복조하여 \hat{s}_i 를

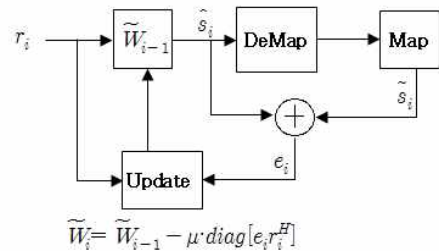


그림 1. 1탭 벡터 LMS 알고리즘

Fig. 1. One-tap vector LMS Algorithm.

표 3. 1탭 벡터 LMS 알고리즘의 처리과정 요약
Table 3. Signal Processing of 1-tap vector LMS.

Signal	Value
With initial estimates	$\tilde{W}_0 (\approx \tilde{H}_0^{-1})$
Demodulation	$\hat{s}_i = \tilde{W}_{i-1} r_i$
Signal Reconstruction	$\tilde{s}_i = \text{DeMap}[\hat{s}_i]$
Channel Estimation	$e_i = \hat{s}_i - \tilde{s}_i$
Filtering	$\tilde{W}_i = \tilde{W}_{i-1} - \mu \cdot \text{diag}[e_i r_i^H]$

추출한다. 복조된 신호는 Mapping 작업을 통해 원 신호를 복원하고, 복원된 신호 \tilde{s}_i 와 복조된 신호를 통해 오류신호 e_i 를 얻으며 이는 다시 LMS 룰에 의해 등화 matrix를 update하는데 사용된다. 여기서 각 단의 신호는 표 3과 같다.

Modified 1: One-tap vector LMS 알고리즘에서 Demapper출력으로부터 복원한 원 신호의 신뢰성 문제를 해결하기 위해 Demapper출력을 사용하는 대신 복호기(Viterbi 복호기)의 출력을 사용하는 것을 생각해볼 수 있다. 채널 부호화기는 오류 정정능력을 갖추고 있어 신뢰성이 상대적으로 낮은 Demapper출력 신호로부터 보다 신뢰성이 큰 신호의 복구가 가능하다. 한편, 이러한 구성을 위해서는 viterbi 복호기의 적절한 trace-back depth를 고려해야 한다. 일반적으로 constraint 길이의 5~7배 정도의 trace-back depth를 가지고 복호를 수행해야 큰 성능열화 없는 복호가 가능한데 802.11에서는 constraint 길이 7을 사용하므로 trace-back depth는 대체로 35(정보)비트 이상이 되어야 한다. OFDM 시스템의 경우 복조 단위가 OFDM심볼 단위로 이루어지므로 OFDM심볼 단위 보면 BPSK의 경우 2 OFDM심볼이 QPSK/16QAM의 경우 1 OFDM심볼이 trace-back depth로 사용되어야 한다. 그러나 본 논문에서는 BPSK의 경우 35비트보다 작은 trace-back depth로 인한 성능열화가 작다고 가정하고 이를 일률적으로 1 OFDM심볼로 제한한다. IV장 모의 실험결과에서 보이겠지만 실제로 BPSK에서 이에 의한 성능열화는 거의 없는 것으로 보인다. 그림 2에 trace-back depth를 1 OFDM심볼로 고정시키고 viterbi 복호기 출력으로 훈련신호를 생성하는 변형된 LMS알고리즘의 시스템 블록도를 도시하였다.

그림에서 보는 바와 같이 현재 수신된 신호, r_i 를 이전에 추정된 채널 특성을 고려하여 채널성분 및 잡음

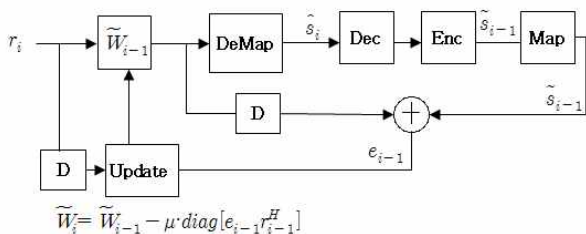


그림 2. 수정된 수신 알고리즘 1
Fig. 2. Modified Reception Algorithm 1.

표 4. 수정된 수신 알고리즘 1의 처리과정 요약
Table 4. Signal Processing of Modified Reception Algorithm 1.

Signal	Value
With initial estimates	$\tilde{W}_0 (\approx \tilde{H}_0^{-1})$
Demodulation	$\hat{s}_i = \tilde{W}_{i-1} r_i$
Signal Reconstruction	$\tilde{s}_{i-1} = Enc[Dec[\hat{s}_i]]$
Channel Estimation	$e_i = \hat{s}_{i-1} - \tilde{s}_{i-1}$
Filtering	$\tilde{W}_i = \tilde{W}_{i-1} - \mu \cdot diag[e_{i-1} r_{i-1}^H]$

성분을 제거한다. 이와 같이 채널에 의한 왜곡이 제거된 수신 신호는 복조를 하여 원 신호 \hat{s}_i 를 복원한다. 이 신호는 Decoding과 Encoding 과정을 통해 (복호시의 trace-back depth로 인해) 1 OFDM심볼 지연된 신호 \tilde{s}_{i-1} 을 추출하여 채널 추정에 사용하는데, 이 때 현재 시점에 입력된 수신신호는 복원 신호와 1 OFDM심볼의 시차를 가지므로 1 OFDM심볼 지연 후 비교하여 오류신호 e_i 를 얻는다. 이와 같이 얻은 오류신호는 LMS 룰에 의해 등화 matrix를 update하는데 사용된다. 위 알고리즘에서 각 단계의 처리과정은 표 4와 같다.

일단 복호기 출력을 사용함으로써 복원된 훈련신호의 신뢰성을 높일 수 있으나 위에서 언급한 두 번째 문제점(LMS update rule이 실제 목표로 하는 타겟 이동 속도에서 적절한 트래킹 성능을 보일 것인가의 문제점)은 여전히 남아있게 된다. 다음에서 제시하는 방안은 이 문제점에 대해 한 해결책이 될 수 있을 것이다.

Modified 2: Modified 2는 위에서 언급한 두 번째 문제를 부분적으로나마 해결하기 위해 LMS update rule 대신에

수신신호를 훈련신호로 바로 나누어 1차 채널 추정치를 얻고 이를 선형 필터링하여 추정오차를 줄이는 방

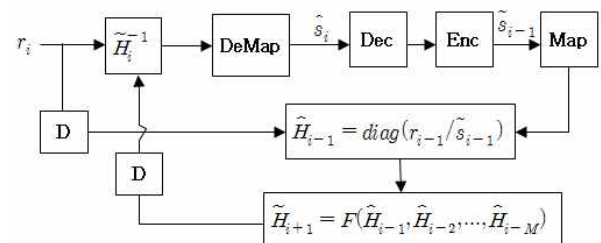


그림 3. 수정된 수신 알고리즘 2
Fig. 3. Modified Reception Algorithm 2.

표 5. 수정된 수신 알고리즘 2의 처리과정 요약
Table 5. Signal Processing of Modified Reception Algorithm 2.

Signal	Value
With initial estimates	\tilde{H}_0
Demodulation	$\tilde{s}_i = \tilde{H}_{i-1}^{-1} r_i$ or $[\tilde{H}_{i-1} + \sigma^{-2} I]^{-1} r_i$
Signal Reconstruction	$\tilde{s}_{i-1} = Enc[Dec[\tilde{s}_i]]$
Channel Estimation	$\hat{H}_{i-1} = diag(r_{i-1}/\tilde{s}_{i-1})$
Filtering	$\tilde{H}_i = F(\hat{H}_{i-1}, \hat{H}_{i-2}, \dots, \hat{H}_{i-M})$

식으로 그림 3에 이의 시스템 블록도를 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 현재 수신된 신호, r_i 은 이전의 채널 추정치를 이용해 등화/복조하고 복조된 신호는 Demapping-복호-재부호화-Mapping 과정을 통해 훈련 신호 \tilde{s}_{i-1} 을 추출한다. 그런 다음, 1 OFDM심볼만큼 지연시킨 수신신호를 생성된 훈련신호로 바로 나누어 1차 채널 추정치 \hat{H}_{i-1} 를 얻고 이를 다시 선형 필터링하여 2차 추정치 \tilde{H}_i 를 얻는다. 각 단에서의 처리과정은 표 5와 같이 요약할 수 있다.

선형 필터링: Filtering은 1차로 추정된 채널값을 이용하여 추정오류를 최소화하면서 적절한 트랙킹이 가능하도록 2차를 추정치를 얻는 수신 반복처리과정의 마지막 단계이다. 본 논문에서 1차 및 2차로 일정 시간구간에서의 채널값(변화)를 모델링하고 이 모델에 따라 각각 (1), (2) 및 (3)에 의해 현재 시점에서의 채널 추정값을 계산하는 방법을 제시하며 이들 각각을 편의상 Modified2 (1st order) 및 Modified2 (2nd order)로 명명하여 사용한다.

IV. 모의실험을 통한 성능 평가

본 논문에서는 채널 추정/등화부를 포함하는 수신 알고리즘을 제시하였고, 이들에 대해 RMS delay spread와 채널의 시간변화를 고려한 채널환경에서 링크레벨 simulation을 수행함으로써 성능 평가를 하였다. 모의 실험은 적절한 윈도우 크기를 갖는 modified 1과 modified 2의 PER 성능을 연구하였는데, 이때 packet 크기는 1k bytes(8k bits)로 하였고, 이동체의 속도는 100/200/300 km/hr에서 수행하였다. 이와 같은 환경에서 적합한 윈도우 크기를 찾고, 각각의 성능을 비교하

고, Large delay spread에 의한 영향과 추정 연한 지연에 의한 영향에 대한 모의실험을 수행하였다.

A. 최적 윈도우 크기의 결정

채널의 시간변화에 대한 모델링과 그에 상응한 선형 필터링은 제시된 수신 알고리즘의 중요한 설계 파라미터이며 모의실험은 각 수신 알고리즘의 추정오류 성능과 타겟 이동속도를 모두 고려하여 적절한 (최적의) 윈도우 크기는 찾는 것에서 시작해야 한다. 이를 분석적으로 찾는 것은 불가능하며 따라서 잘 정의된 방법에 따라 적절한 모의실험이 수행되어야 한다. Window size의 결정에 대한 모의실험은 Fading 환경에서 수신 알고리즘 modified1과 modified2의 1st/2nd order에 대해 실험하였고, 16QAM-1/2을 사용하였다. RMS delay spread는 0.3 μ s로 ISI는 없다고 가정하였으며, 반송파는 5GHz로 이동체의 속도는 100/200/300km/hr로 각각 설정하여 각 타겟 속도에 대해 window size의 함수로 PER 결과를 뽑아 보았다. packet의 크기는 8k의 정보 bits로 가정하였다. 이동체의 속도와 SNR에 따른 window size 결정에 대한 실험 결과는 그림 4와 같다. 여기서 빨간색 선은 Modified 1이고, 검정색 선은 Modified 2의 1st order이고, 파란색 선은 Modified 2의 2nd order의 결과 이다.

그림 4의 결과를 바탕으로 SNR 17dB인 경우의 이동체

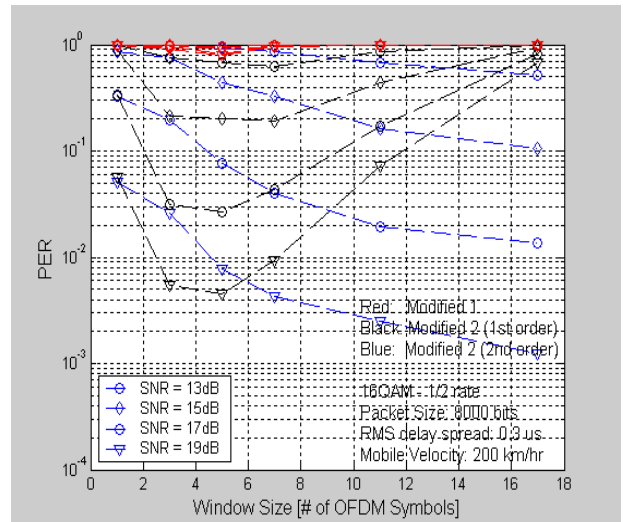


그림 4. 윈도우 크기에 따른 패킷오류율 (PER) 성능 (이동체 속도 : 200km/hr, SNR: 13, 15, 17, 19 dB)

Fig. 4. Packet Error Rate (PER) performance as a function of Window Size (Mobile velocity: 200km/hr, SNR: 13, 15, 17, 19 dB).

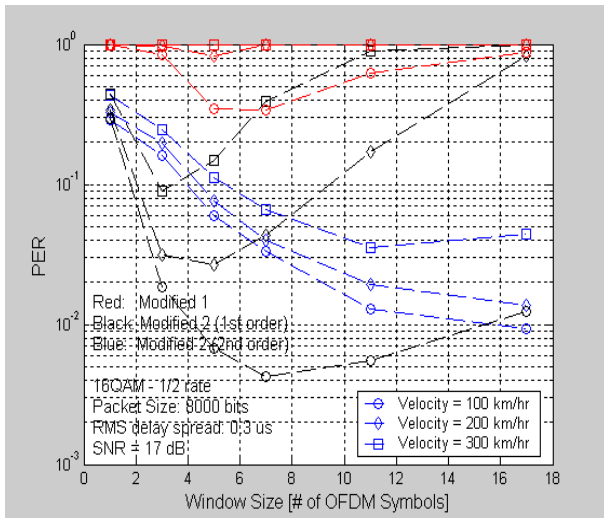


그림 5. 윈도우 크기에 따른 패킷오류율 (PER) 성능 (이동체 속도 : 100, 200, 300 km/hr, SNR: 17 dB)
 Fig. 5. Packet Error Rate (PER) performance as a function of Window Size (Mobile velocity: 100, 200, 300 km/hr, SNR: 17 dB).

속도에 따른 window size에 대한 실험 결과를 도시하면 그림 5와 같다. 여기서 빨간색 선은 Modified 1이고, 검정색 선은 Modified 2의 1storder이고, 파란색 선은 Modified 2의 2ndorder의 결과 이다.

B. 성능 비교

앞에서 얻은 window size를 사용하여 두 가지 알고리즘의 성능과 채널추정이 완벽하다는 가정 하에 얻은 bound를 비교하였다. 또한 추가적인 정보로써 이동체의

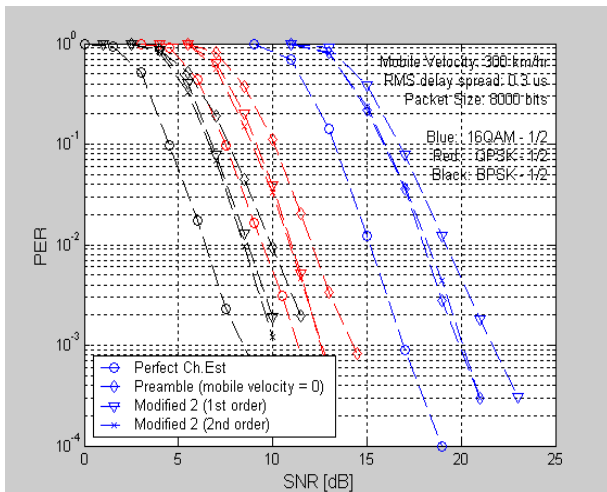


그림 6. 패킷오류율 (PER) 성능 비교
 Fig. 6. Comparison of Packet Error Rate (PER) performances.

속도가 0인 경우 preamble만을 사용하여 채널 추정을 하는 수신기의 성능도 실험하였다. 모의실험에서 optimal window size는 Modified 2의 1storder는 3으로 설정하고, 2ndorder 11로 설정하였다. 변조방식에 따른 PER 성능은 그림 6과 같다. 여기서 빨간색 선은 QPSK-1/2이고, 검정색 선은 BPSK-1/2이고, 파란색 선은 16QAM-1/2의 결과 이다.

V. 결 론

본 논문에서는 고속 이동환경에서 IEEE802.11p신호의 수신을 위한 채널 추정 및 수신 알고리즘을 개발하였다. 수신 알고리즘을 보완/향상시키기 위해 여러 가지의 경우에 대해 모의 실험하여 성능을 평가하였는데, 우선, 이동체의 속도가 100/200/300 km/hr에서 modified 1과 modified 2의 1storder, 2ndorder의 경우에 적합한 optimal window size를 찾았으며, 채널 추정이 완벽한 경우 성능과 비교할 때 타겟 PER 10%에 대해 QPSK-1/2에서는 2dB, 16Qam-2/1에서는 2.5dB 성능 열화가 발생함을 보였다. LMS 기반의 알고리즘인 Modified 1은 이동체의 속도가 100km/hr 이상에서는 동작이 원활하지 않았으며 200km/hr 이하의 속도를 갖는 이동체인 경우에는 1storder필터링만으로도 2ndorder와 비교할 때 큰 성능 열화없이 성능을 얻을 수 있었다. 이동체의 속도가 높은 경우 2ndorder모델링으로 PER 성능이 개선되었다.

참 고 문 헌

- [1] W. Hirt and J.L. Messey, "Capacity of the Discrete-Time Gaussian Channel with Intersymbol Interference", IEEE Trans. on Information Theory, Vol.34, No.3, pp.380-388, May 1988.
- [2] P.S. Chow and J.M. Cioffi, "Proc. of Globecom 1992. Vol.1, pp59-63, Dec.6-9, 1992.
- [3] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Letaief and R. D. Murch, "Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit and Power Allocation," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.17, No.10, pp.1747-1758, Oct. 1999.
- [4] 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.
- [5] Spatial Channel Model AHG, SpatialChannel Modeltext version7.0, availableat
- [6] C.N. Georgiades and J.C. Han, “Sequence Estimation in the presence of Random Parameters via the EM Algorithm”, IEEE Trans. On Comm., Vol.45, No.3, pp.300-308, March 1997.
- [7] C. Cozzo and B.L. Hughes, “Joint Channel Estimation and Data Detection in Space-Time Communications”, IEEE Trans. On Comm, Vol.51, No.8, pp.1266-1270, Aug. 2003.
- [8] J.S. Chow and J.M. Cioffi, “A Cost-Effective Maximum Likelihood Receiver for Multicarrier Systems”, Proc.ofICC1992,pp.948-952
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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, SanFrancisco, CA USA
- [12] 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.
- [13] J. Tu, “Theory, Design and Application of Multi-channel Modulation for Digital Communications”, Ph.D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA, June 1991.
- [14] N. Aldhahir, 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.

 저 자 소 개



서 강 운(학생회원)
 2010년 단국대학교 전자전기
 공학부 학사.
 2011년 현재 단국대학교
 전자공학과 석사 과정
 <주관심분야 : 통신, MIMO, 다중
 안테나>



윤 석 현(정회원)
 1992년 성균관대학교 전자공학과
 학사.
 1996년 성균관대학교 전자공학과
 석사.
 2003년 New Jersey Inst. of Tech.
 Electrical & Computer
 Eng. 박사.

현재 단국대학교 전자전기공학부 부교수
 <주관심분야 : 무선통신, MIMO, OFDM>



김 백 현(정회원)
 1994년 인하대학교 전자공학과
 학사
 1996년 인하대학교 전자공학과
 석사
 2003년 인하대학교 전자공학과
 박사

2003년~현재 한국철도기술연구원 수요응답형교
 통연구단 선임연구원
 <주관심분야 : 통신, 신호처리, 제어>



김 용 규(정회원)
 1987년 단국대학교 전자공학과
 석사.
 1993년 프랑스 Institute National
 Polytechnique de Lorraine
 제어공학 DEA 및 1997년
 동대학원 Ph.D 졸업

1997년~현재 한국철도기술연구원 무선통신열차
 제어연구단장
 <주관심분야 : 통신, 신호처리, 제어>