

논문 2006-43TC-11-2

직교 주파수 분할 다중 접속 시스템 상향 전송에 알맞은 효율적인 반복 수신 기법

(An Efficient Iterative Receiver for OFDMA Systems in
Uplink Environments)

황 해 광*, 상 영 진*, 변 일 무*, 김 광 순**

(Hae Gwang Hwang, Young Jin Sang, Il Mu Byun, and Kwang Soon Kim)

요 약

본 논문에서는 저밀도 패리티 체크 (LDPC) 부호 기반인 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템의 상향 전송에서의 반복 수신 기법에 대하여 제안한다. 파일럿 심볼에 대한 위너 (Wiener) 필터링 기법을 적용하여 보다 효율적인 초기 채널 추정 성능을 이끌어 내며 위너 필터링 기법에 대한 복잡도를 감소하기 위해 채널의 변화 정도를 채널 상관 관계 값을 기준으로 몇 개의 구간으로 구분하여 미리 정한 위너 필터 계수 중에서 알맞은 위너 필터 계수를 정한다. 이를 바탕으로 저밀도 패리티 체크 부호의 복호 후의 결과를 활용하여 채널을 재추정하며 이 때의 채널 추정 오류에 대한 분산을 계산하여 데이터 심볼과 파일럿 심볼의 최대화를 결합을 이끌어낸다. 결합된 채널 추정 값을 통해 채널의 상관 관계를 다시 추정하며 그 결과에 따라 적절한 필터 계수를 선택한다. 모의 실험을 통하여 제안된 반복 수신기의 성능이 파일럿만을 활용하는 수신기에 비하여 우수한 성능을 나타내는 것을 확인한다.

Abstract

In this paper, we propose the iterative receiver for LDPC-coded OFDMA systems in uplink environments. Applying the Wiener filtering to pilot symbols, an initial channel estimation can be performed effectively. To reduce the complexity of the Wiener filtering, we approximate Wiener filtering coefficients to pre-determined coefficients according to estimated correlation of channel. After an LDPC decoding process, soft symbol derived by extrinsic information of decoder outputs is used to estimate channel. we also derive the error variance of channel estimation and maximum ratio combined results. Using combined results, the channel correlation is re-estimated. Then the proper Wiener filtering coefficients are chosen according to the re-estimated result of the channel correlation. Using a computer simulation, we show that the proposed receiver structure has the better performance than the receiver using only pilot symbols.

Keywords : Iterative receiver, Wiener filter, LDPC, OFDMA

I. 서 론

직교 주파수 부호 분할 다중 접속 (OFDMA) 시스템은 차세대 다중 접속 시스템으로 주목을 받고 있으며 IEEE 802.11a^[1], IEEE 802.16e^[2] 등에서 표준으로 채택

하였다. 직교 주파수 부호 분할 다중 접속 시스템에서 여러 명의 사용자는 서로 다른 반송파를 할당 받음으로써 동시에 데이터를 전송할 수 있다. 이는 고속 패킷 기반 시스템에서 전송률 변화의 유연성을 제공하며 셀 내부에서의 간섭을 제거하며 셀 간의 간섭을 줄일 수 있다. 기지국은 여러 명의 사용자에게서 온 수신 신호들을 동시에 추적해야 하기 때문에 동기식 검출기가 필수이다. 직교 주파수 부호 분할 다중 접속 시스템의 상향 전송에서 동기 검출 수신기를 구현하기 위한 문제는 주파수 동기화와 채널 추정 문제이다. 주파수 동기화 및

* 학생회원, ** 중신회원, 연세대학교 전기전자공학부 (Yonsei University)

※ 본 연구는 QUALCOMM Inc. 의 연구 지원으로 수행되었습니다.

접수일자: 2006년10월10일, 수정완료일: 2006년11월18일

채널 추정을 하기 위하여 일반적으로 파일럿 심볼을 사용한다. 그러나 전체 시스템 대역의 효율성과 셀 내부 혹은 셀 간의 간섭을 줄이기 위하여 파일럿 심볼의 수와 할당되는 파워는 제한된다. 따라서 정해진 파일럿 심볼을 보다 효율적으로 활용할 필요가 있다.

IEEE 802.16e 의 상향 전송에서처럼 파일럿 심볼의 부족으로 인하여 파일럿 심볼만을 활용한 채널 추정 성능은 그 한계가 있다. 이를 극복하기 위하여 Shannon 용량에 근접한 성능을 가지는 터보 부호나 저밀도 패리티 검사 부호 등을 활용하여 채널 부호를 통한 복호 신호의 신뢰도를 높임으로써 전체적인 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. 그러나 단순히 오류 정정 부호의 성능으로 인한 성능 향상은 개선의 여지가 많이 있으며 이를 반영한 것이 반복 수신 기법이다^{[3]-[6]}.

[3]에서는 터보 부호를 활용한 직교 주파수 분할 다중 시스템의 반복 채널 추정 및 복호 알고리즘을 제안하였다. 터보 복호기의 귀납적 확률 값을 활용함으로써 EM 알고리즘에서 경관정 (hard decision) 을 하였을 때의 문제점인 오류 전파 (error propagation) 을 줄일 수 있다. 또한 채널의 시변 변화가 작을 경우 이전 심볼의 채널과의 상관 관계가 있기 때문에 이를 활용함으로써 성능을 더욱 높일 수 있다. [4]에서는 채널 복호기의 귀납적 확률 값을 활용하여 평균적인 송신 심볼을 추정할 수 있으며 이를 활용하여 반복적으로 채널 추정을 하는 알고리즘을 제안하였다. 그러나 채널 복호기의 귀납적 확률 값을 활용하더라도 수신 신호 대 잡음비가 낮을 경우 오류 전파가 발생할 가능성이 있다. 이를 위해 [4]에서는 귀납적 확률 값의 크기를 이용하여 신호의 신뢰도를 결정하는 파라미터를 제안하였다. 직교 주파수 분할 다중 접속 시스템의 상향 전송 환경에서의 반복 채널 추정 및 복호 수신기가 제안되었다^[5]. 보다 신뢰도 높은 채널 부호 성능을 위하여 저밀도 패리티 검사 부호를 사용하였으며 적은 파일럿 심볼을 효과적으로 활용하기 위해 위너 (Wiener) 필터를 활용하여 초기 채널 추정을 수행하였다. 복호된 비트열로 심볼을 재구성하여 이를 통해 채널을 다시 추정하고 채널 복호기의 부대적인 확률 값과 채널 추정 오류의 분산을 활용하여 로그우도비 값을 보다 정확하게 구하고자 하였다. [6]에서는 파일럿 심볼을 활용하지 않은 DQPSK 변조를 활용한 블라인드 채널 추정 기법을 제안하였다. 파일럿 심볼을 활용하지 않기 때문에 대역의 효율적인 활용이 가능하지만 동기 검출 수신기에 비하여 3dB의 성능 열화가 존재한다. 이를 극

복하기 위하여 저밀도 패리티 검사 부호를 활용하였다. 그러나 DQPSK 변조의 특성상 처음 채널 복호 과정에서는 경관정 결과를 활용해야 하며 그로 인한 시스템의 성능 열화가 발생한다. 이를 극복하기 위하여 반복 수신 기법을 제안하였다. 채널 부호의 복호 결과를 활용해서 채널 상태 정보를 추정하며 이를 다시 저밀도 패리티 검사 부호를 복호하기 위해 활용한다. 이 과정을 반복함으로써 2번째 반복부터는 최대우도 추정 (Maximum likelihood estimation)에 기초한 decision-directed 채널 추정기를 활용할 수 있다.

본 논문에서는 IEEE 802.16e 상향 전송 시스템을 기반으로 하는 반복 채널 추정 및 복호 수신기를 제안한다. 먼저 파일럿 심볼을 통한 채널 추정 성능을 높이기 위하여 위너 (Wiener) 필터를 활용하며 위너 필터 사용으로 인한 복잡도를 낮추기 위하여 파일럿 심볼을 통한 채널의 상관 관계를 추정하며 그 결과를 바탕으로 미리 정해진 위너 필터 계수를 선택하여 사용한다. 또한 신뢰도 있는 채널 부호 결과를 얻기 위하여 저밀도 패리티 검사 부호를 사용하고 복호기의 부대적인 확률 값을 활용하여 데이터 심볼을 통해 채널을 추정한다. 하나의 직교 주파수 분할 다중 접속 심볼의 한 타일에 해당하는 3개의 부반송파로부터 얻은 추정된 채널은 최대우도 결합을 통해 신호 대 잡음비의 이득을 얻을 수 있다. 이를 바탕으로 파일럿 심볼 수보다 늘어난 채널 추정 샘플을 활용하여 채널의 상관 관계를 다시 추정하며 이를 바탕으로 초기 채널 추정과 마찬가지로 적절한 위너 필터 계수를 선택한다. 이를 통해 채널 추정기의 복잡도를 줄이면서 이상적인 위너 필터를 사용하였을 때의 성능보다 우수한 성능을 이끌어낼 수 있다.

본 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성된다. II 장에서는 본 논문에서 사용한 신호 모델을 설명하며 III장에서 필터 구현에 대해서 언급한다. IV장에서는 V 장에서 사용한 필터를 바탕으로 반복 수신기를 제안한다. VI장에서 컴퓨터 모의 실험 결과를 통해 제안한 수신기의 성능을 살펴보고 VII장에서 결론을 마무리 하도록 한다.

II. 시스템 모형

IEEE 802.16e 상향 전송 모드에서 데이터 전송의 기본 단위는 슬롯 (slot) 이다. 하나의 슬롯은 시간축으로는 3개의 직교 주파수 분할 다중 접속 심볼로 구성되며 부채널 축에 대해서는 하나의 부채널로 구성이 된

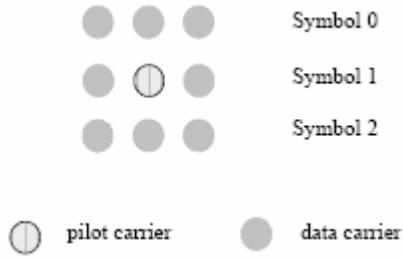


그림 1. O-PUSC 타일 구조

Fig. 1. O-PUSC tile structure.

다. 이 때 하나의 부채널은 다시 6개의 타일로 구성이 되며 본 논문에서 가정하는 타일 구조는 O-PUSC 이다. O-PUSC 는 하나의 타일 중앙에 하나의 파일럿 심볼이 존재하며 파일럿 심볼 주위로 데이터 심볼이 위치하게 된다. 본 논문에서는 한 명의 사용자에게 대해서 2개의 부채널이 할당되는 형태를 가정한다. 따라서 전체 24명의 사용자가 동시에 사용 가능하며 본 논문에서는 24명의 사용자가 동시에 사용하고 있다고 가정한다. n 번째 직교 주파수 분할 다중 접속 심볼에 대한 k 번째 부반송파의 수신 신호는 식 (1)로 주어진다.

$$r_{n,k} = s_{n,k} \hat{h}_{n,k} + n_{n,k} \quad (1)$$

이 때 표기의 간단함을 위하여 주파수 축에서의 송신 심볼 $s_{n,k}$ 와 채널 $\hat{h}_{n,k}$ 는 전체 부반송파에 할당되는 각 유저의 송신 심볼과 채널을 부반송파의 인덱스 k 에 따라 나열한 것으로 가정한다. $n_{n,k}$ 는 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 정규 확률 분포를 가지는 잡음이다.

III. 초기 필터 설계

반복 수신기에서 초기 채널 추정은 수신된 파일럿 심볼을 통해 이루어진다. 그러나 파일럿 심볼의 수는 효율적인 대역폭 활용을 위해 제한적이다. 그러므로 보다 낮은 복잡도 뿐만이 아니라 우수한 성능을 가지는 채널 추정기의 선택은 반복 수신기에 있어서 전체적인 성능을 결정짓는 요인이 된다.

1. MMSE 필터

MMSE (Minimum mean square error) 관점에서 이 상적인 위너 필터의 계수는, A , 다음과 같이 주어진다.

$$A = R_{hh} (R_{hh} + R_{ww})^{-1} \quad (2)$$

여기서 R_{hh} 는 채널의 상관관계 행렬이며 R_{ww} 는 잡음의 공분산 행렬이다. (2)에서 알 수 있듯이 위너 필터의 경우 채널의 상관관계와 잡음의 분산을 알아야 하며 매 필터링 순간에 대해서 역행렬 연산이 필요하기 때문에 계산량이 늘어나는 단점이 있다.

2. 제안하는 초기 필터 구조

위너 필터를 실제로 구현하기 위해서는 채널의 상관관계와 SNR을 추정해야 하며 역행렬 연산에 의한 계산량 증가 문제를 해결해야 한다. 본 논문에서는 이를 위해 전체 속도 구간을 몇 개 속도로 대표되는 구간으로 나누는 후 필터 동작 SNR을 설정하여 이 때의 속도와 SNR 에 대한 위너 필터 계수들을 계산한다. 초기 LS로 추정된 채널을 이용하여 채널의 상관 관계와 SNR을 추정할 수 있다. 파일럿 심볼을 통한 채널의 상관 관계, $\hat{r}_{hh}(1)$, 은 (3)를 통해 추정할 수 있다.

$$\hat{r}_{hh}(1) = \frac{1}{N_s N_t} \sum_s \sum_t \frac{\vec{p}_0^{s,t} \cdot \vec{p}_1^{s,t}}{\|\vec{p}_0^{s,t}\| \|\vec{p}_1^{s,t}\|} \quad (3)$$

이 때 s 는 부채널의 인덱스이며 t 는 부채널 s 에 대한 타일의 인덱스이다. 또한 \vec{p}_0 와 \vec{p}_1 은 각각 파일럿 심볼에 의하여 추정된 채널 값들의 시간축 방향으로 구성된 벡터이다. 그러나 실제 시스템에서 채널의 상관 관계 추정은 잡음의 영향으로 이론적인 값보다 작은 값이 나오게 되며 잡음의 영향은 수신시의 SNR 값에 따라 달라진다. SNR을 추정하기 위해 직교 주파수 분할 다중 접속 심볼의 보호 구간으로 사용되는 반송파들과 파일럿 심볼에 의해 추정된 채널을 활용할 수 있으며 수신된 신호의 SNR은 식 (4)를 통해 추정할 수 있다.

$$\hat{\gamma} = \frac{\frac{1}{N_P} \sum_n \sum_j |\hat{h}_{n,j}|^2 - \frac{1}{N_{GB}} \sum_n \sum_k |n_{n,k}|^2}{\frac{1}{N_{GB}} \sum_n \sum_k |n_{n,k}|^2}, \quad (4)$$

이 때 N_P 와 N_{GB} 는 각각 전체 직교 주파수 분할 다중 접속 심볼에 해당하는 파일럿 심볼의 수와 좌,우 보호 구간에 해당하는 부반송파의 수이다. $\hat{h}_{n,j}$ 는 n 번째 직교 주파수 분할 다중 접속 심볼의 j 번째 파일럿 심볼에 의해 추정된 채널 값이다. $n_{n,k}$ 는 n 번째 직교 주파수 분할 다중 접속 심볼의 k 번째 부반송파에 대한 잡음 성분이다. 식 (3), (4)를 활용하여 수신 신호 대 잡음비가 고려된 추정된 채널의 상관 관계 값은 식 (5)을 이

용하여 보정한다.

$$\tilde{r}_{hh}(1) = \begin{cases} \hat{r}_{hh}(1) & \gamma_{ref} > \hat{\gamma} \\ \hat{r}_{hh}(1) + \beta(\gamma_{ref} - \hat{\gamma}) & otherwise \end{cases} \quad (5)$$

이 때 $\tilde{r}_{hh}(1)$ 는 SNR 을 고려한 보정된 채널의 상관관계 값이며 γ_{ref} 는 SNR을 보정하기 위한 용도의 SNR 이다. $\hat{\gamma}$ 는 식 (4)에 의해 추정된 SNR이다. $\hat{r}_{hh}(1)$ 는 식 (3)에 의한 추정된 채널의 상관관계이며 β 는 채널의 상관관계 값을 보정해주기 위한 비례 상수이다. $\tilde{r}_{hh}(1)$ 을 이용하여 채널의 상태에 적합한 위너 필터 계수를 선택한다. 본 논문에서는 0~30km/h, 30~60km/h, 60~90km/h, 90~120km/h로 속도의 구간을 나누며 0~30km/h 구간을 제외한 나머지 구간에 대하여 각각 45km/h, 75km/h, 105km/h으로 대표 속도를 정하고 그때의 채널의 상관관계 행렬 R_{hh} 를 결정하였으며 γ_{ref} 를 4dB 로 선택하였다. 0~30km/h 구간의 경우에는 채널의 변화가 거의 없기 때문에 LS 추정된 채널에 대하여 시간 축으로 평균화 하는 계수를 선택한다.

그러나 각 속도 구간의 대표 값에 대한 채널의 상관관계 특성은 잡음의 영향을 고려하더라도 비슷하다. 필터 계수를 선택하기 위해 0.9 이상의 확률을 가지게 하는 문턱 값을 결정할 때 잡음에 의하여 다른 속도 구간을 선택할 가능성이 높아진다. 본 논문에서는 속도 구간을 선택하는 기준인 문턱 값을 적절하게 조절된 값으로 선택하여 사용한다. 그림 2는 초기 파일럿 심볼을 활용한 채널 필터링 과정을 나타낸 것이다.

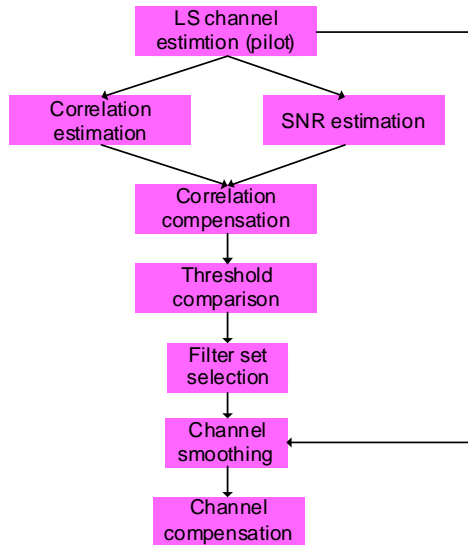


그림 2. 초기 필터링 과정
Fig. 2. Initial filter procedure.

IV. 반복 수신기

1. 채널 추정 및 최대을 결합

제안된 초기 필터 구조를 사용하여 추정된 채널을 보상함으로써 저밀도 패리티 검사 부호의 복호를 수행할 수 있다. 저밀도 패리티 검사 부호의 복호기는 부호화된 비트의 부대 정보 (Extrinsic information)를 도출하며 이를 통해 평균적인 송신 심볼 (soft symbol)을 재구성할 수 있다. 송신 가능한 QPSK 심볼에 대하여 식 (6)와 같은 관계를 정의한다.

$$z_0 = \frac{1+j}{\sqrt{2}}, z_1 = \frac{-1+j}{\sqrt{2}}, z_2 = \frac{-1-j}{\sqrt{2}}, z_3 = \frac{1-j}{\sqrt{2}}. \quad (6)$$

저밀도 패리티 검사 부호의 복호기로부터 도출한 부대 정보를 2 비트 단위로 QPSK 심볼을 재구성하기 위해 각각 L_0, L_1 이라 정의하면 이를 통해 송신 가능한 QPSK 심볼의 확률 값을 식 (7)~(10)을 통해 얻을 수 있다.

$$P(s_{n,k} = z_0) = \left(\frac{\exp(L_0)}{1 + \exp(L_0)} \right) \left(\frac{\exp(L_1)}{1 + \exp(L_1)} \right), \quad (7)$$

$$P(s_{n,k} = z_1) = \left(\frac{1}{1 + \exp(L_0)} \right) \left(\frac{\exp(L_1)}{1 + \exp(L_1)} \right), \quad (8)$$

$$P(s_{n,k} = z_2) = \left(\frac{1}{1 + \exp(L_0)} \right) \left(\frac{1}{1 + \exp(L_1)} \right), \quad (9)$$

$$P(s_{n,k} = z_3) = \left(\frac{\exp(L_0)}{1 + \exp(L_0)} \right) \left(\frac{1}{1 + \exp(L_1)} \right). \quad (10)$$

위의 심볼 확률 관계를 바탕으로 평균적인 송신 심볼을 추정할 수 있다.

$$\bar{s}_{n,k} = z_0 P(s_{n,k} = z_0) + z_1 P(s_{n,k} = z_1) + z_2 P(s_{n,k} = z_2) + z_3 P(s_{n,k} = z_3). \quad (11)$$

식 (12)의 $\bar{s}_{n,k}$ 를 수신된 직교 주파수 분할 다중 접속 심볼에 보상함으로써 평균적인 데이터 심볼을 통한 채널 추정, $\bar{h}_{n,k}$, 이 가능해진다.

$$\begin{aligned} \bar{h}_{n,k} &= \sum_{l=0}^3 r_{n,k} z_l^* P(s_{n,k} = z_l) \\ &= r_{n,k} (z_0^* P(s_{n,k} = z_0) + z_1^* P(s_{n,k} = z_1) \\ &\quad + z_2^* P(s_{n,k} = z_2) + z_3^* P(s_{n,k} = z_3)) \\ &= (P_{\max}^l - P_{\max}^{l+2}) \bar{h}_{n,k} + (P_{\max}^{l+1} - P_{\max}^{l+3}) j \bar{h}_{n,k} + n_{n,k} s_{n,k}^* \end{aligned} \quad (12)$$

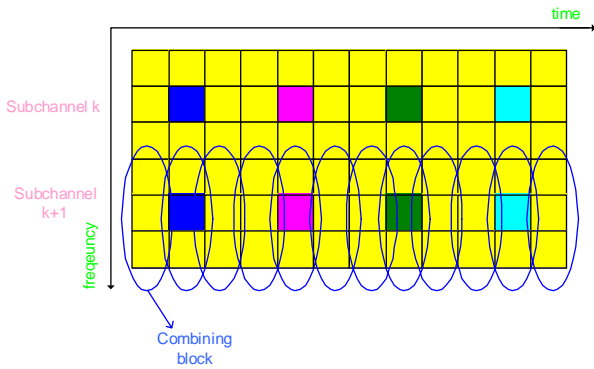


그림 3. IEEE 802.16e O-PUSC 타일 구조와 최대율 결합

Fig. 3. Tile structure of O-PUSC of IEEE 802.16e and maximum ratio combining (MRC).

이 때 P_{\max}^l 은 z_i 중에서 최대 확률을 가지는 인덱스 l 에 대한 확률 $P(s_{n,k} = z_l)$ 을 의미한다. 식 (12)는 복호된 데이터에 의해 추정된 채널은 실제 채널 $h_{n,k}$ 에 확률 값 $(P_{\max}^l - P_{\max}^{l+2})$ 에 비례하여 증가한 채널 값에 채널 추정 오류 성분과 잡음 성분이 있는 것이며 $h_{n,k}$ 과 잡음 성분으로 나누기 위하여 식 (12)에 대해 $\frac{1}{(P_{\max}^l - P_{\max}^{l+2})}$ 을 곱함으로써 $h_{n,k}$ 과 잡음 성분 $\hat{n}_{n,k}$ 으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_{n,k} &= \frac{1}{(P_{\max}^l - P_{\max}^{l+2})} \bar{h}_{n,k} \\ &= h_{n,k} + \frac{(P_{\max}^{l+1} - P_{\max}^{l+3})}{(P_{\max}^l - P_{\max}^{l+2})} j\hat{h}_{n,k} + \frac{1}{(P_{\max}^l - P_{\max}^{l+2})} n_{n,k} s_{n,k}^* \\ &= h_{n,k} + \hat{n}_{n,k} \end{aligned} \quad (13)$$

IEEE 802.16e O-PUSC 타일 구조에서 하나의 타일은 주파수 축에 대하여 인접한 3개의 부반송파로 구성이 된다. 이 때 인접한 3개의 부반송파에 해당하는 채널이 동일하다고 가정할 경우 최대율 결합 (MRC)을 통해 SNR 이득을 얻을 수 있다.

$$\hat{h}_{n,k}^c = \frac{\sum_{q=-1}^1 \frac{\hat{h}_{n,k+q}}{\sigma_{n,k+q}^2}}{\sum_{q=-1}^1 (\sigma_{n,k+q}^2)^{-1}}, \quad (14)$$

여기서 $\hat{h}_{n,k}^c$ 는 최대율 결합이 된 추정된 채널이며 $\sigma_{n,k}^2$ 는 식 (13)의 잡음 성분인 $\hat{n}_{n,k}$ 의 분산을 의미한다.

2. 반복 수신기의 필터

최대율 결합을 통하여 수신기는 타일을 기준으로 파 일릿 심볼에 의한 추정된 채널 값보다 3배의 많은 채널 추정 샘플을 가지게 된다. 이를 바탕으로 초기 필터에서 추정한 채널의 상관 관계 값보다 정확한 채널의 상관 관계 값을 얻을 수 있다. 최대율 결합이 된 채널을 통해 추정된 q 번째 반복 단계에서의 채널의 상관 관계는 식 (15)를 통해 얻을 수 있다.

$$\hat{r}_{hh}^q(1) = \frac{1}{N_s N_t} \sum_s \sum_t \frac{\vec{c}_0^{s,t} \cdot \vec{c}_1^{s,t}}{\|\vec{c}_0^{s,t}\| \|\vec{c}_1^{s,t}\|} \quad (15)$$

이 때 s 는 부채널의 인덱스이며 t 는 부채널 s 에 대한 타일의 인덱스이다. 또한 $\vec{c}_0^{s,t}$ 와 $\vec{c}_1^{s,t}$ 은 각각 최대율 결합에 의하여 추정된 채널 값들의 시간축 방향으로 구성된 벡터이다. 앞서서도 언급하였지만, 최대율 결합에 의하여 형성된 추정된 채널들은 초기 필터 단계에서 파 일릿에 의하여 형성된 추정된 채널보다 수신 SNR이 높기 때문에 식 (15)에 의한 채널의 상관 관계 값은 전체적으로 커진다. 따라서 $\hat{h}_{n,k}^c$ 에 대하여 식 (4)를 활용하여 SNR을 재추정하고 추정된 채널의 상관 관계 값을 보정해야 한다. 식 (5)에서 $\hat{r}_{hh}(1)$ 대신 $\hat{r}_{hh}^q(1)$ 을 적용하여 추정된 채널의 상관 관계 값을 보정하며 이 때 γ_{ref} 의 값으로 10dB를 선택한다. 이에 따라 초기 필터

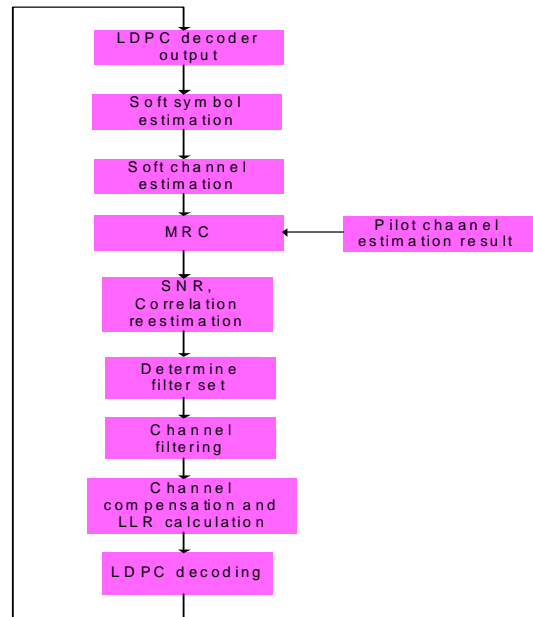


그림 4. 반복 단계에서의 필터링 및 복호 과정

Fig. 4. Filtering and decoding procedure in the iterative stage.

단계에서와 같이 추정된 채널의 상관 관계 값에 따른 위너 필터 계수를 선택하여 $h_{n,k}^c$ 를 필터링하고 수신 신호에 필터링된 채널을 보상하여 저밀도 패리티 검사 부호의 복호를 수행한다. 위와 같은 과정을 반복적으로 수행함으로써 수신기의 성능을 높일 수 있다.

V. 모의실험

모의실험을 위하여 IEEE 802.16e 상향 전송 환경에서 O-PUSC 타일 구조를 기본으로 하였으며 1024 푸리에 변환 크기를 선택하였으며 시간 동기화 주파수 동기는 정확하게 획득한다고 가정한다. (768, 384)의 저밀도 패리티 검사 부호를 사용하였다. 초기 필터 단계에서 사용한 문턱 값은 다음과 같다. 다음으로 반복 채널 추정 단계에서 사용한 채널 상관관계의 문턱 값은 표 2와 같다. 그림 5, 6, 7은 위의 조건하에서 30km/h, 60km/h, 120km/h 에 대한 성능이다. 'Perfect' 는 채널의 정보를 알고 있을 때의 성능이며 'Simple' 은 초기 필터 단계에서 파일럿 심볼에 의해 추정된 채널을 평균화하여 사용하였을 때의 성능이다. 'MMSE (ideal)'은 이상적인 위너 필터 계수를 사용하였을 때의 초기 필터 단계에서의 성능이며 'MMSE (proposed)' 는 제안한 초기 필터 구조를 사용하였을 때의 초기 필터링만을 수행한 성능이

표 1. 초기 필터에서 사용한 문턱 값과 대표 속도
Table 1. Threshold for the initial filter and reference velocity.

	0~30km/h	30km/h~60km/h	60km/h~90km/h	90km/h~120km/h
Ref. Speed	15km/h	45km/h	75km/h	105km/h
Threshold	0.75	0.65	0.6	

표 2. 반복 채널 추정 단계에서 사용한 문턱 값과 대표 속도
Table 2. Threshold for the iterative stage and reference velocity.

	0~30km/h	30km/h~60km/h	60km/h~90km/h	90km/h~120km/h
Ref. Speed	15km/h	45km/h	75km/h	105km/h
Threshold	0.9	0.8	0.75	

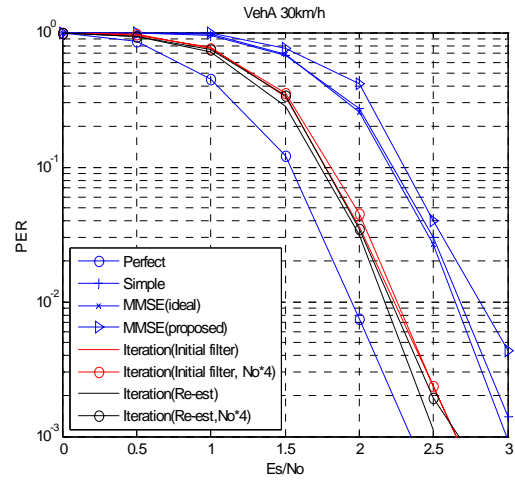


그림 5. 30km/h 에서의 제안한 수신기의 성능
Fig. 5. The proposed receiver performance in 30km/h.

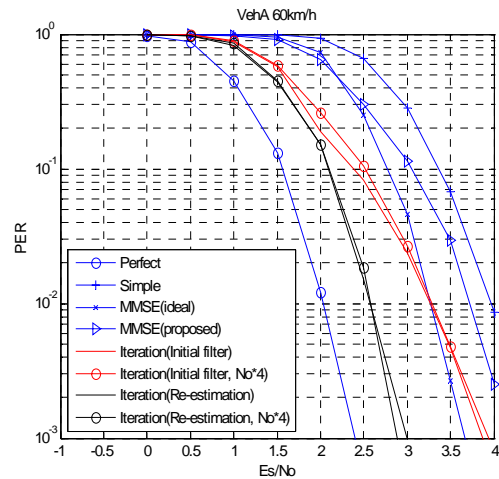


그림 6. 60km/h 에서의 제안한 수신기의 성능
Fig. 6. The proposed receiver performance in 60km/h.

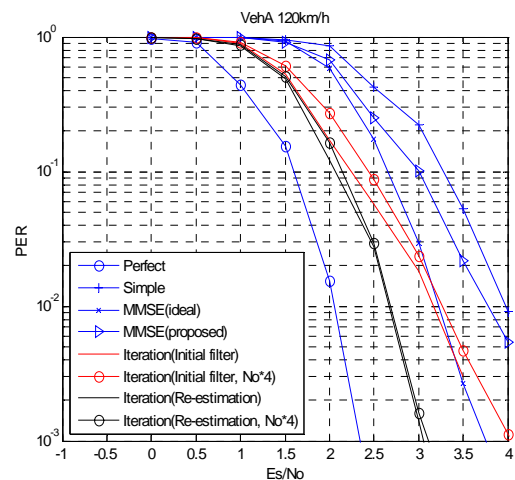


그림 7. 120km/h 에서의 제안한 수신기의 성능
Fig. 7. The proposed receiver performance in 120km/h.

다. 'Iteration (Initial filter)'는 초기 필터 단계에서의 채널의 상관관계 및 SNR 추정이 비교적 정확하다고 가정하고 반복단에서도 초기 필터에서의 채널 상관관계 및 SNR 추정치를 사용하여 위너 필터 계수를 선택하였을 때의 성능이다. 'Iteration (Initial filter, No*4)'는 'Iteration (Initial filter)'와 동일하며 단지 최대을 결합 과정에서 추정된 채널의 잡음을 근사화^[7]하여 사용하였을 때의 성능이다. 'Iteration (Re-est)'와 'Iteration (Re-est, No*4)'는 위의 두 경우와 반복단에서 다시 채널 추정 및 SNR 추정을 통해 위너 필터의 계수를 새로 선택하였을 때의 성능이다. 30km/h의 경우 파일럿 심볼에 의해 추정된 채널을 평균화 하여 사용한 시스템의 경우 채널의 변화를 무시할 수 있기 때문에 초기 필터만을 수행한 결과 중 가장 좋은 결과를 보여준다. 그러나 60km/h, 120km/h의 경우에서 알 수 있듯이 채널의 변화가 점점 빨라질 경우 각 파일럿 심볼이 겪는 채널을 모두 동일하다고 가정하기는 어렵기 때문에 그에 따른 성능 열화가 점점 심해지는 것을 확인할 수 있다. 칼만 스무딩 필터의 경우 Forward와 Backward 과정에 따른 스무딩 효과를 고려한 것이며 본 논문에서 사용한 모의실험에서 시간축에 대하여 파일럿 심볼의 수는 4개이다. 이로 인하여 칼만 스무딩 필터의 성능 열화가 심한 것으로 생각할 수 있다. 초기 필터 단계에서 제안한 필터 구조의 성능은 30km/h에서는 위너 필터의 성능보다 약간 나쁘지만 나머지 60km/h, 120km/h의 속도에 대해서는 이상적인 위너 필터의 성능을 제외하고는 가장 좋은 성능을 보여주는 것을 확인할 수 있다. 또한 이를 바탕으로 한 반복 수신기의 성능은 각 속도 구간에 대해서 대략 0.5 dB 정도의 성능 향상을 한 것을 볼 수 있으며 반복단에서 채널의 상관 관계 및 SNR을 재추정하여 필터의 계수를 다시 선택하는 것이 보다 성능을 보여주는 것을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 IEEE 802.16e 상향 전송 환경에서 O-PUSC 타일 구조를 사용하였을 때를 가정한 반복 수신기에 대하여 제안하였다. IEEE 802.16e 상향 전송 환경에서 특히 O-PUSC 타일 구조는 한 사용자가 사용할 수 있는 파일럿의 수가 적기 때문에 보다 효율적인 채널 추정기가 필요하다. 복잡도 문제와 채널 추정기의 성능 두 가지 문제를 만족시키기 위해서 본 논문에서는

적절한 속도 구간과 동작 SNR에 대하여 위너 필터의 계수를 발생하고 수신된 신호의 파일럿을 활용하여 채널의 상관관계 및 SNR 추정을 통해 필터 계수를 선택하는 알고리즘을 제안하였다. 이를 통해 낮은 복잡도를 가지면서 이상적인 위너 필터의 성능에 근접하는 채널 추정기를 구현하였다. 이를 바탕으로 복호된 저밀도 패리티 검사 부호를 이용하여 채널을 재추정하였으며 이때의 잡음의 분산을 계산하여 최대을 결합을 수행하였다. 반복 수신기에 적용하여 재추정된 채널 정보를 이용하여 채널의 상관관계 및 SNR을 재추정하였으며 이를 바탕으로 위너 필터의 계수를 다시 선택하였다. 이와 같은 과정을 반복적으로 수행함으로써 성능을 향상시켰으며 컴퓨터 모의실험을 통하여 반복 수신기의 경우 위너 필터에 의한 초기 필터 성능에 비하여 0.5dB 정도의 성능이 향상되었음을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] IEEE 802.11a, Part 11 : Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specification, IEEE 802.11a, September. 1999.
- [2] IEEE 802.16e, Part 16 : Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems amendment for physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands, IEEE 802.16e, September. 2004.
- [3] X. Zhuang and F. W. Vook, "Iterative channel estimation and decoding for a turbo-coded OFDM system via the EM algorithm," *Proc. ICASSP '02. IEEE Int. Conf.* vol 3, pp. III-2337 - III-2340, May. 2002.
- [4] Z. Ma, Y. Liu, C. Zhao, and X. You, "A novel turbo iterative OFDM receiver in the flat-fading channel," *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks & Signal Processing*, Nanjing, China, vol 2, pp. 14-17, December. 2003.
- [5] Y. H. Kim, K. S. Kim, and J. Y. Ahn, "Iterative estimation and decoding for an LDPC-coded OFDMA system in uplink environments," *Proc. Intl. Conf. Commun.*, pp. 2478-2482. May. 2004.
- [6] M. K. Oh, Y. H. Kwon, J. H. Park, and D. J. Park, "Blind iterative channel estimation and LDPC decoding for OFDM systems," *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf.* vol 1, pp. 514-517, 30 May - 1 June. 2006.
- [7] H. Niu, M. Shen, J.A. Ritcey, and H. Liu, "A factor graph approach to iterative channel

estimation and LDPC decoding over fading channels," Proc. IEEE Transaction on wireless communications, vol. 4, no.4, July. 2005.

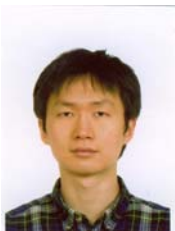
저 자 소 개



황 해 광(학생회원)
2005년 연세대학교
전기전자공학부 학사
2005년~현재 연세대학교 전기
전자공학부 석사 과정
<주관심분야 : 이동통신 시스템,
통신 신호처리>



상 영 진(학생회원)
2005년 연세대학교
전기전자공학부 학사
2005년~현재 연세대학교 전기
전자공학부 석사 과정
<주관심분야 : 이동통신 시스템,
통신 신호처리>



변 일 무(학생회원)
2005년 연세대학교
전기전자공학부 학사
2005년~현재 연세대학교 전기
전자공학부 석사 과정
<주관심분야 : 이동통신 시스템,
MIMO>



김 광 순(종신회원)
1994년 2월 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 졸업
1996년 2월 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 석사
1999년 2월 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 박사
2000년 3월 Dept. ECE, UC San Diego,
Postdoc 연구원
2004년 2월 한국전자통신연구원 이동통신연구소
선임연구원
2004년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학부
교수
<주관심분야 : 이동통신 시스템, 통신 신호처리
변복조 방식, 채널 부호>