

일반논문 (Regular Paper)

방송공학회논문지 제21권 제4호, 2016년 7월 (JBE Vol. 21, No. 4, July 2016)

<http://dx.doi.org/10.5909/JBE.2016.21.4.552>

ISSN 2287-9137 (Online) ISSN 1226-7953 (Print)

## 고속 이동 SFN 채널에서 OFDM 수신기의 채널 추정 방법

구 영 모<sup>a)†</sup>

### A Channel Estimation Scheme for OFDM receiver in a Fast Mobile SFN Channel

Young Mo Gu<sup>a)†</sup>

#### 요 약

OFDM 시스템에서 심벌의 주파수 영역 반송파는 일반적으로 데이터 반송파와 분산 파일럿 반송파로 구성되고 수신기는 여러 심벌의 분산 파일럿 반송파를 시간축으로 보간하여 채널을 추정한다. 그러나 수신기가 고속으로 이동하는 경우에는 시간축 보간은 채널의 급속한 변화를 따라가지 못한다. 한편 시간축 보간을 하지 않고 매 심벌 채널 추정을 하면 고속 채널 추정은 가능하나 파일럿 반송파 개수가 충분하지 않아 다중 경로 지연이 큰 SFN 채널에서 채널 추정이 어렵다. 본 논문에서는 SFN 채널에서도 고속 채널 추정이 가능한 방법을 제안하고 이를 DVB-T 수신기에 적용하여 SFN 채널에서 도플러 이동 수신 성능이 향상되는 것을 보인다.

#### Abstract

In OFDM system, frequency-domain sub-carriers of a symbol generally consist of data sub-carriers and scattered pilot sub-carriers and in the receiver, channel is estimated through time-axis interpolating pilot sub-carriers of several OFDM symbols. However, time-axis interpolation fails to keep track of rapid channel variation caused by fast moving receiver. Although symbol by symbol channel estimation without time-axis interpolation enables fast estimation, the performance is severely degraded for a long delay spread channel in a single frequency networks (SFNs) because of insufficient pilot sub-carriers. In this paper, a channel estimation scheme for OFDM receiver in a fast mobile SFN channel is proposed. The proposed scheme is applied to DVB-T receiver to improve the Doppler mobile performance in SFN channel.

Keyword : mobile, SFN, OFDM, DVB-T, Doppler

a) 인하공업전문대학 정보통신과(Department of Information & Communications)

† Corresponding Author : 구영모(Young Mo Gu)

E-mail: [yangu@inhac.ac.kr](mailto:yangu@inhac.ac.kr)

Tel: +82-32-870-2228

ORCID: <http://0000-0002-3605-783X>

※ 이 논문은 2015학년도 인하공업전문대학 교내연구비지원에 의하여 연구되었음.

· Manuscript received April 8, 2016; Revised June 10, 2016; Accepted July 21, 2016.

## 1. 서론

방송 송신탑에서 송신된 전파는 수신기에 직접 수신되는 경우 뿐만아니라 수신기 주변의 건물이나 산과 같은 지형지물에 반사되어 수신되는 경우가 빈번하게 발생하는데 이를 다중경로(multipath) 채널이라고 한다. 다중경로 채널은 심벌 간 간섭(ISI: inter-symbol interference)으로 인해 신호의 스

펙트럼에 널을 발생시켜 수신기의 성능을 크게 저하시킨다. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송방식은 다수의 반송파를 이용하여 전송 대역폭을 다수의 협대역으로 나누어 증가한 심벌 길이와 전송 심벌 사이에 심벌의 앞부분을 그대로 복사하는 보호구간(guard interval)으로 인하여 다중경로 채널과 같은 시간 확산, 즉 주파수 선택적 페이딩 채널에 의해 발생하는 심벌간 간섭의 영향을 줄이고 주파수 영역에서 수신 신호가 채널과 송신 신호의 곱의 형태가 되어 간단한 등화기를 사용하는 수신기 구조를 가능하게 하여 유럽형 지상파 디지털 방송 규격인 DVB-T<sup>[1]</sup>, 일본형 지상파 디지털 방송 규격인 ISDB-T<sup>[2]</sup> 등에 채택되었다. 또한 다중경로 지연이 큰 경우에도 채널을 정확히 추정할 수 있기 때문에 여러 개의 송신탑에서 동시에 같은 신호를 송신하는 SFN(Single Frequency Network)이 가능하여 넓은 지역을 동일한 주파수로 서비스할 수 있는 장점이 있다<sup>[3]</sup>.

OFDM 시스템에서 주파수 영역 송신 신호는 데이터 전송을 위한 데이터 반송파와 채널 추정을 위한 파일럿 반송파로 구성되어 있는데 오버헤드를 줄이고 시간의 변화에 따른 채널 추정을 가능하게 하기 위하여 파일럿 반송파는 일정한 간격으로 분산 분포하고 매 심벌마다 규칙적인 위치 옵셋이 있어서 수신기에서는 여러 심벌을 모아서 시간축으로 보간(interpolation)한 후에 파일럿 반송파를 추출하고 이로부터 채널 추정을 할 수 있다. 분산 파일럿 반송파는 수신기에서 이미 알고 있는 반송파로서 LS(Least Square) 또는 MMSE(Minimum Mean Squared Error) 방법으로 파일럿 반송파의 채널을 추정하고 이를 주파수축으로 보간하여 데이터 반송파의 채널을 추정한다<sup>[4]</sup>. 한편 주파수 영역에서 채널을 추정하지 않고 추출한 파일럿 반송파를 IDFT(inverse discrete Fourier transform)하여 시간영역으로 변환하면 다중 경로의 채널 충격 응답(CIR: Channel Impulse Response)을 바로 구할 수 있어서 유효한 다중 경로만을 추출한 후 이를 다시 DFT하여 주파수 영역의 채널을 추정할 수 있는데 시간영역에서 유효한 다중 경로만을 추출하므로 잡음의 영향을 크게 감소시켜 채널 추정 성능을 개선할 수 있다<sup>[5]</sup>.

OFDM 전송방식에서 증가한 심벌 길이는 수신기가 고속으로 이동할 경우 즉, 도플러 확산과 같이 시간에 따른 채널

의 변화가 큰 시간 선택적 페이딩 채널에서는 반송파 간 직교성이 파괴되어 반송파 간 간섭(ICI: Inter-Carrier Interference)을 발생시켜 수신 성능을 크게 악화시키는데<sup>[6,7]</sup>, DVB-T와 ISDB-T 등의 지상파 디지털 방송 규격은 수신기가 고정된 채널 환경 위주로 설계되었기 때문에 수신기가 고속으로 이동하는 경우에도 원활한 수신을 하기 위해서는 수신기가 고속 이동 시 발생하는 ICI를 효과적으로 제거하여야 한다<sup>[8]</sup>. 또한 수신기가 고속으로 이동하는 경우에는 채널 추정이 쉽지 않은데 분산 파일럿 반송파를 추출할 때 여러 심벌을 묶어서 시간축 보간을 하므로 빠른 채널 변화를 따라갈 수 없고, 시간축 보간을 하지 않으면 빠른 채널 변화를 따라갈 수 있지만 분산 파일럿 반송파 간격이 커서 다중 경로 지연이 큰 SFN 채널에서는 채널 추정 성능이 크게 악화된다. 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 수신기가 고속 이동 시 다중 경로의 채널 충격 응답은 빠르게 변하지만 다중 경로의 분포는 그만큼 빠르게 변하지 않는 특성을 이용하여 시간 영역에서 채널 추정 시 시간축 보간을 하여 다중 경로의 분포 구간을 정하고 유효한 다중 경로를 추출할 때는 시간축 보간을 하지 않아 다중 경로 지연이 큰 SFN 채널에서 수신기가 고속으로 이동할 때에도 적용 가능한 채널 추정 방법을 제안한다.

본 논문의 순서는 다음과 같다. II장에서는 일반적인 OFDM 수신기의 동작 원리, 기존 고속 채널 추정 기법을 설명하고 새로운 고속 채널 추정 기법을 제안하며 이를 DVB-T 수신기에 적용하여 모의실험을 통하여 이동 수신 성능을 기존 채널 추정기와 비교 검증한다. III장에서는 결론을 맺는다.

## II. 본론

### 1. OFDM 수신기

OFDM 시스템에서 한 개의 송신 OFDM 심벌 내에서 이산 시간  $n$  번째 샘플은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi nk}{N}}, n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

위 식에서  $X_k$ 는 주파수 영역의  $k$ 번째 반송파 신호이고  $N$ 은 IDFT 크기이다. 송신신호  $x_n$ 이 시간에 따라 변하지 않는 다중경로 페이딩 채널을 거치고 AWGN(additive white Gaussian noise)이 추가되어 수신된 OFDM 심벌의 신호를  $r_n$ 이라고 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r_n = \sum_{m=0}^{M-1} h_m x_{n-m} + w_n \quad (2)$$

식 (2)에서  $h_m$ 은 지연이  $m$  샘플인 다중경로 채널값이고  $M$ 은 보호구간으로 사용하는 CP(cyclic prefix)의 길이이다. 신호  $w_n$ 은 AWGN이다.  $M$ 은 충분히 커서 심벌 간 간섭(ISI)은 없다고 가정한다. 수신 신호  $r_n$ 을 DFT하면 다음과 같이 주파수 영역에서  $k$ 번째 신호  $R_k$ 를 구할 수 있다.

$$R_k = H_k X_k + W_k \quad (3)$$

식 (3)에서  $H_k$ 는 주파수 영역 채널값으로 다중경로  $h_m$ 을 DFT한 것으로 식 (4)와 같고  $W_k$ 는 잡음  $w_n$ 을 DFT한 것이다.

$$H_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{M-1} h_m e^{-j\frac{2\pi km}{N}}, k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (4)$$

식 (3)에서와 같이 주파수 영역 신호  $R_k$ 는 주파수 영역 채널값  $H_k$ 와 주파수 영역 반송파 신호  $X_k$ 의 곱의 형태로 표시되므로 OFDM 수신기는 채널  $H_k$ 의 추정값  $\hat{H}_k$ 을 계산한 후 식 (5)와 같은 LS 방식 또는 식 (6)과 같이 MMSE 방식으로  $X_k$ 의 추정값  $\hat{X}_k$ 를 구할 수 있다<sup>4)</sup>. 식 (6)에서  $\sigma^2$ 는 잡음  $W_k$ 의 분산값이다.

$$\hat{X}_k = \frac{\hat{H}_k^*}{\|\hat{H}_k\|^2} R_k = X_k + \frac{\hat{H}_k^*}{\|\hat{H}_k\|^2} W_k \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \hat{X}_k &= \frac{\hat{H}_k^*}{\|\hat{H}_k\|^2 + \sigma^2} R_k \\ &= \frac{\|\hat{H}_k\|^2}{\|\hat{H}_k\|^2 + \sigma^2} X_k + \frac{\hat{H}_k^*}{\|\hat{H}_k\|^2 + \sigma^2} W_k \end{aligned} \quad (6)$$

## 2. 기존 고속 채널 추정 방법

OFDM 시스템에서 주파수 영역 송신 신호는 데이터 전송을 위한 데이터 반송파와 채널 추정을 위한 분산 파일럿 반송파로 구성되어 있다. 분산 파일럿 반송파는 수신기가 그 값을 이미 알고 있는 반송파로서 식 (3)에서  $X_k = 1$ 이

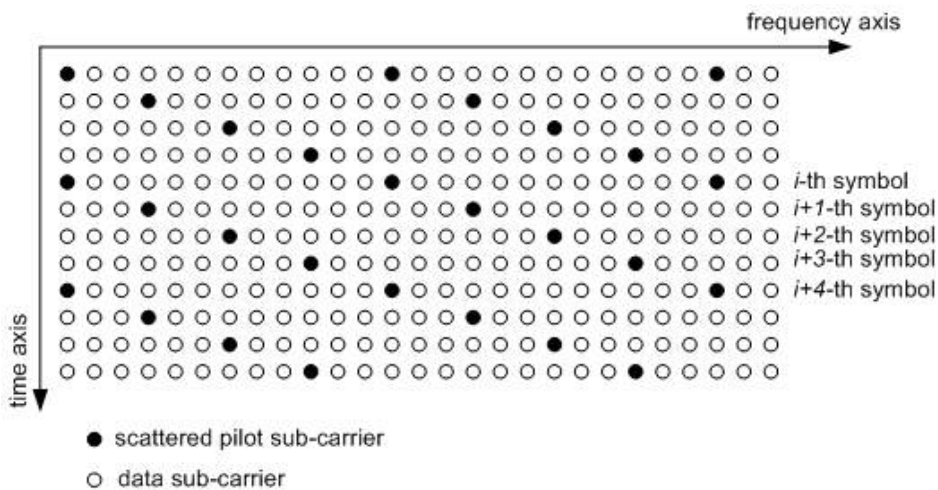


그림 1. 분산 파일럿 반송파 구조  
Fig. 1. Scattered pilot subcarrier structure

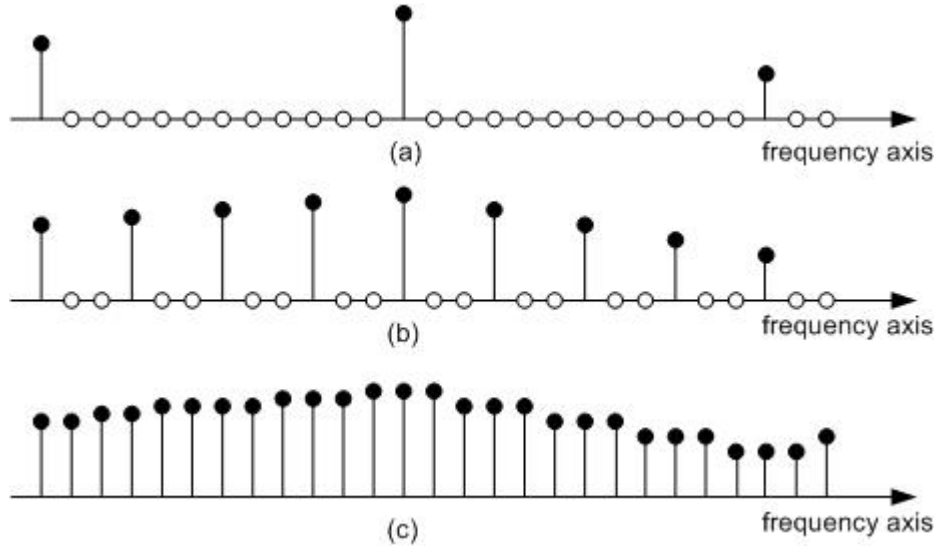


그림 2. 시간/주파수축 보간을 이용한 채널 추정 과정: (a) OFDM 심벌의 파일럿 반송파 구성, (b) 시간축 보간 후 파일럿 반송파 구성, (c) 주파수축 보간 후 채널 추정값

Fig. 2. Channel estimation process: (a) Pilot subcarrier structure of an OFDM symbol, (b) Pilot subcarrier structure after time-axis interpolation, (c) Estimated channel after frequency-axis interpolation

라고 가정하면  $R_k = H_k + W_k$  가 성립하므로 잡음의 크기가 작을 경우  $R_k \approx H_k$  가 되어 이를 채널 추정에 활용할 수 있다. 예를 들어 DVB-T 또는 ISDB-T 시스템에서는 분산 파일럿 반송파의 오버헤드를 줄이기 위해 그림 1과 같은 하나의 OFDM 심벌에는 12개의 반송파마다 한 개의 분산 파일럿 반송파가 있고 각 OFDM 심벌마다 그 위치에 3개의 반송파 오프셋이 있어 4개의 OFDM 심벌마다 분산 파일럿 반송파의 위치가 반복된다<sup>1,2</sup>. 따라서 채널을 추정하기 위해서는 먼저  $i$ 번째 OFDM 심벌과  $i+4$ 번째 OFDM 심벌의 분산 파일럿 반송파를 이용하여 시간축 보간

(interpolation)을 수행하여  $i+1, i+2, i+3$ 번째 OFDM 심벌의 동일한 위치의 분산 파일럿 반송파를 추정한다. OFDM 심벌의 파일럿 반송파는 그림 2(a)와 같이 12개의 반송파 간격으로 존재하지만 시간축 보간이 끝나면 그림 2(b)와 같이 3개의 반송파 간격으로 채널값을 알 수 있고, 동일한 OFDM 심벌 내에서 주파수축 보간을 수행하여 그림 2(c)와 같이 모든 반송파 위치의 채널값을 추정할 수 있다.

주파수축 보간은 주파수 영역에서 동작하는 일종의 저역 통과 필터이므로 디지털 신호 처리 원리에 의해 그림 3과 같이 IDFT를 이용하여 시간 영역 신호로 변경한 후 마스킹

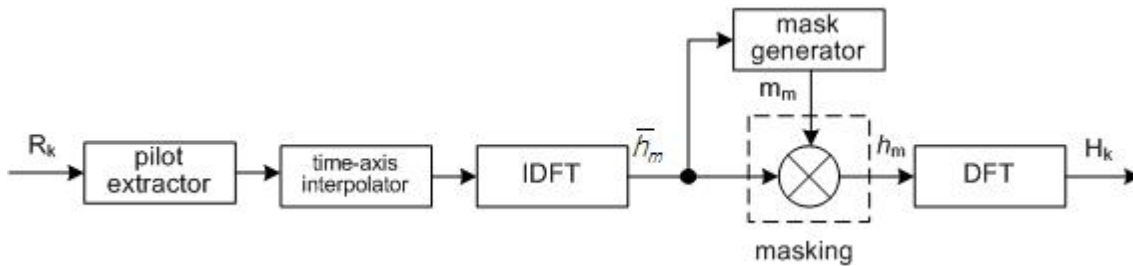


그림 3. 주파수축 보간 대신 IDFT/Masking/DFT를 이용한 기존 채널 추정기 구조

Fig. 3. Conventional channel estimator structure with IDFT/Masking/DFT instead of frequency-axis interpolation

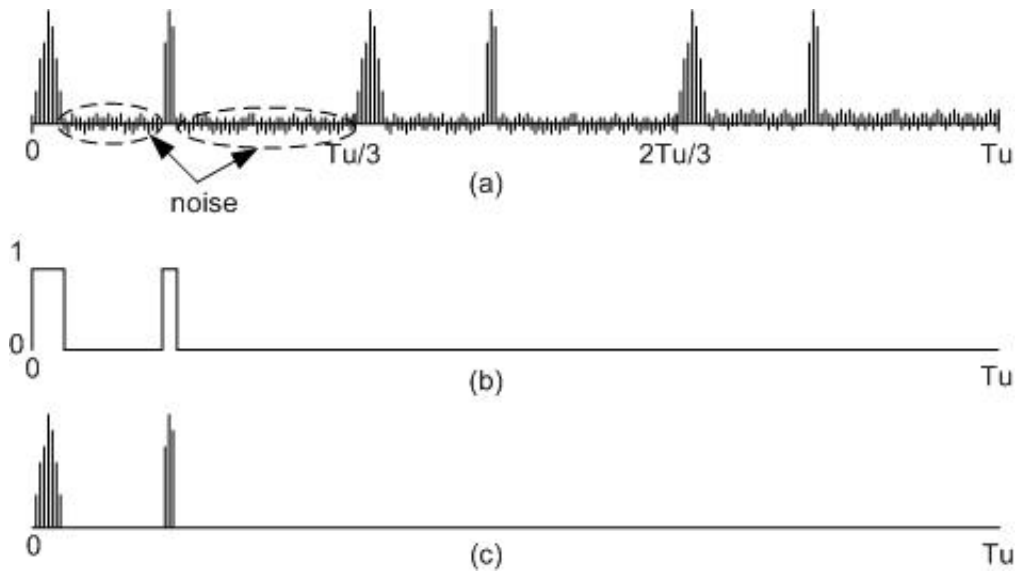


그림 4. IDFT/Masking/DFT를 이용한 기존 채널 추정 과정: (a)  $\bar{h}_m$ , (b)  $m_m$ , (c)  $h_m = \bar{h}_m \times m_m$   
 Fig. 4. Conventional channel estimation process using IDFT/Masking/DFT: (a)  $\bar{h}_m$ , (b)  $m_m$ , (c)  $h_m = \bar{h}_m \times m_m$

을 하고 다시 DFT로 주파수 영역 신호로 변경하면 주파수 축 보간 보다 채널 추정 잡음을 효과적으로 제거하여 채널 추정 성능을 더욱 향상시킬 수 있다. 참조문헌 [5]에 의하면 시간축 보간한 파일럿 반송파를 IDFT하면 그림 4(a)와 같이 시간 영역에서 반복되는 다중경로 충격 응답  $\bar{h}_m$ 을 얻을 수 있다. 시간축 보간 파일럿 반송파 신호는 그림 2(b)와 같이 3개의 반송파 간격으로 0이 아닌 값을 가지므로 이를 IDFT하면 그림 4(a)와 같이  $Tu/3$  시간 간격으로 동일한 값이 반복된다. 여기서  $Tu$ 는 OFDM 심벌의 길이이다. 채널 추정 잡음을 제거하고 필요한 다중경로 성분만을 남기기 위해  $0 \leq n \leq Tu/3$ 인 범위에서  $\bar{h}_m$ 의 분포 특성을 이용하여 그림 4(b)와 같이 일정 영역에서 크기가 1이고 나머지 영역에선 크기가 0인 마스크  $m_m$ 를 생성하여 이를  $\bar{h}_m$ 과 곱하는 마스크를 하면 그림 4(c)와 같이 채널 추정 잡음과 반복 성분이 제거된 다중경로 충격 응답  $h_m$ 을 구할 수 있고 이를 DFT하면 주파수 영역에서 모든 반송파에 대한 주파수 영역 채널 추정값  $H_k$ 을 구할 수 있다.

수신기가 고속으로 이동하는 경우에는 채널의 변화도 그만큼 빠르게 변하고 시간축 보간을 이용한 채널 추정은 빠

른 채널의 변화를 따라가지 못하므로 시간축 보간 없이 각각의 OFDM 심벌마다 채널을 추정해야 한다. 그러나 분산 파일럿 반송파는 그림 2(a)와 같이 12개의 반송파마다 1개 밖에 없으므로 시간축 보간을 하지 않고 추출된 분산 파일럿만으로 바로 IDFT할 경우 얻어지는 다중경로 채널의 충격 응답  $\hat{h}_m$ 은  $Tu/12$  시간 간격으로 동일한 값이 반복되고 채널 추정 가능한 구간은 종전의  $Tu/3$ 에서  $Tu/12$ 로 감소한다. 따라서 다중경로 채널의 응답 분포가  $Tu/12$ 보다 큰 경우에는  $n > Tu/12$ 인 다중경로 성분에 대해서는 채널 추정이 어려울 뿐만 아니라 그림 5와 같이  $0 \leq n \leq Tu/12$ 인 범위에서도 앨리어스(alias)가 발생하여 채널 추정 오류가 발생하므로 수신 성능이 크게 떨어진다. 예를 들어 다중경로 채널의 충격 응답 분포가 5usec인 COST207 TU6<sup>[9]</sup> 채널에서 고속 이동하는 DVB-T 수신기에서는  $Tu/12$ 가 83.3usec이므로 시간축 보간을 하지 않는 고속 이동 채널 추정 방법을 적용할 수 있다. 그러나 충격 응답 분포가 184.2usec인 EICTA MBRAI 2.0<sup>[10]</sup> SFN 채널에서는 시간축 보간을 하지 않으면 앨리어스가 발생하여 채널 추정 오류가 발생한다.

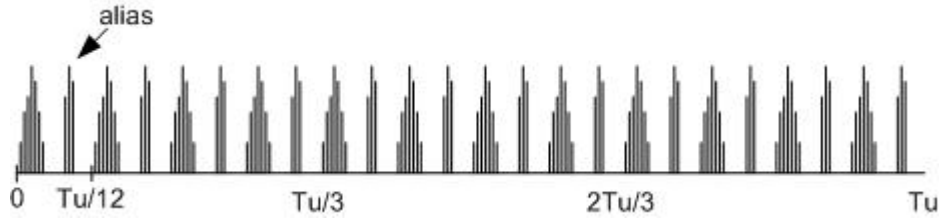


그림 5. 시간축 보간을 하지 않아 앨리어스가 발생한 채널 충격 응답 결과  
 Fig. 5. Aliased channel impulse response result due to lack of time-axis interpolation

### 3. 제안하는 고속 채널 추정 방법

수신기가 고속으로 이동하는 경우에는 채널이 빠르게 변하므로 채널 추정 시 시간축 보간을 할 수 없다. 그러나 시간축 보간을 하지 않으면 채널을 추정할 수 있는 다중경로 충격 응답 시간 구간이 짧아지기 때문에 SFN 채널에서 고속 채널 추정이 어렵다. 참조문헌 [9][10]에서 알 수 있듯이 수신기가 고속 이동 시 다중 경로 채널 각각의 경로는 도플러 확산에 따른 독립적인 레일라이 페이딩을 겪으므로 그 크기와 위상이 빠르게 변하지만 경로의 시간 지연은 주위의 산이나 높은 건물 등의 지형에 영향을 받으므로 일정 기간 고정이거나 상대적으로 천천히 변한다. 따라서 이와 같은 특성을 이용하여 그림 3의 기존 채널 추정기 구조를 기반으로 마스크 생성기에만 시간축 보간을 적용하고 마스크를 적용하는 마스크기에는 시간축 보간을 적용하지 않는 그림 6의 채널 추정기 구조를 제안한다. 이 경우 시간축 보간을 하지 않아 고속 채널 추정을 하면서 동시에 시간축 보간을 하는 종전의 채널 추정 구간을 유지할 수 있고 따라서 시간축 보간을 하지 않아 생기는 앨리어스를 막을 수

있다.

그림 6에서 시간축 보간을 한 파일럿 반송파는 그림 2(b)와 같이 3개의 반송파 간격으로 0이 아닌 값을 가지므로 이를 IDFT하면 다중경로 충격 응답  $\bar{h}_m$ 은 그림 7(a)와 같이  $Tu/3$  시간 간격으로 동일한 값이 반복된다. 잡음 성분을 제거하고 필요한 다중경로 성분만을 남기기 위해  $0 \leq n \leq Tu/3$ 인 범위에서  $\bar{h}_m$ 의 분포 특성을 이용하여 그림 7(b)와 같이 일정 영역에서 크기가 1이고 나머지 영역에선 크기가 0인 마스크  $m_m$ 를 생성한다. 한편 그림 6에서 고속 채널 추정을 위해 시간축 보간을 하지 않은 파일럿 반송파를 바로 IDFT할 경우 얻어지는 다중경로 충격 응답  $\hat{h}_m$ 은 그림 7(c)와 같이  $Tu/12$  시간 간격으로 동일한 값이 반복되며 충격 응답 분포가  $Tu/12$ 보다 큰 경우  $0 \leq n \leq Tu/12$ 인 범위에서도 앨리어스가 발생하지만 그림 7(b)의 마스크를 그림 7(c)의 앨리어스가 있는 다중경로 충격 응답 신호와 곱하는 마스크를 수행하면 그림 7(d)와 같이 앨리어스가 없는 다중경로 충격 응답 신호  $h_m$ 를 구할 수 있으며 이를 DFT하면 원하는 주파수 영역 채널 추정값  $H_k$ 을 얻을 수 있다.

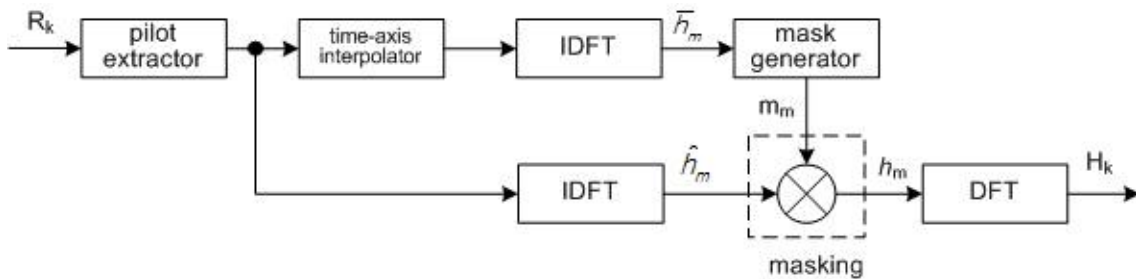


그림 6. 제안한 채널 추정기 구조  
 Fig. 6. Proposed channel estimator structure

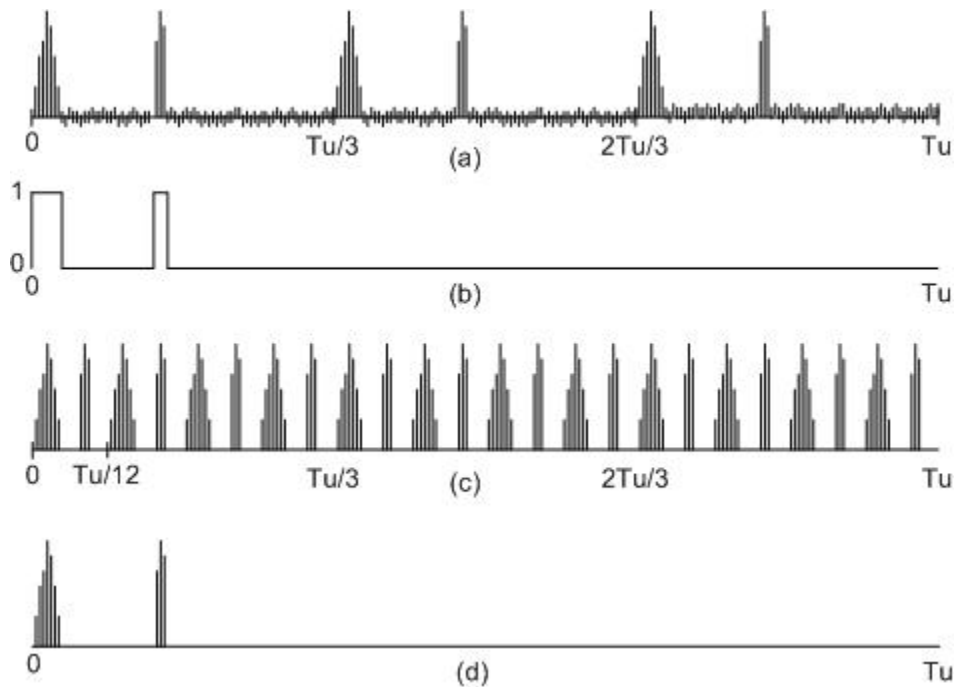


그림 7. 제안한 채널 추정 과정: (a)  $\bar{h}_m$ , (b)  $m_m$ , (c)  $\hat{h}_m$ , (d)  $h_m = \hat{h}_m \times m_m$   
 Fig. 7. Proposed channel estimation process: (a)  $\bar{h}_m$ , (b)  $m_m$ , (c)  $\hat{h}_m$ , (d)  $h_m = \hat{h}_m \times m_m$

#### 4. 모의실험 결과

제안한 고속 채널 추정 방법을 OFDM 방식의 유럽형 지상파 디지털 방송 시스템인 DVB-T에 적용하여 모의실험을 통해 이동 수신 성능을 기존 채널 추정 방법과 비교하여 검증하였다. DVB-T는 고정 수신을 목적으로 하는 방송 시스템이지만 차로 고속 이동 시 수신하는 상황을 가정하였다. 모의실험에 사용된 DVB-T 시스템은 변조방식은 16 QAM, 보호구간 비율은 1/8, 오류정정방식은 부호율 1/2(모의실험 1) 또는 2/3(모의실험2)의 컨벌루션 부호와 (208,188) 리드-솔로몬 부호를 사용한 연접부호이고 DFT 크기는 8192, 대역폭은 8MHz이다. 수신기의 신호대잡음비는 모두 20dB이고, 모의실험 시간은 100 수퍼 프레임(1 수퍼 프레임은 68개의 OFDM 심벌로 구성)으로 하였다. 수신기가 고속 이동 시 다중 경로 채널 각각의 경로는 도플러 주파수에 따른 독립적인 레일리 페이딩을 겪으므로 각 경로의 레일리 페이딩은 JTC 페이딩 모델을 이용하였다<sup>[11]</sup>. 도플러 주파수

가 높을 경우 채널 추정과 무관하게 반송파 간 간섭(ICI: Inter-carrier interference)에 의해 성능 감소가 발생할 수 있기 때문에 ICI 제거 알고리즘<sup>[8]</sup>도 적용하였고 마스크 생성 방법은 기존 및 제안 채널 추정 구조에 동일하게 적용하였다. DVB-T 전송방식에서 전송 데이터는 188바이트의 패키지로 구성되어 있으므로 이동 수신 성능은 도플러 주파수에 따른 PER (Packet Error Rate)로 비교하였다. 모의실험 1은 표 1과 같이 6개의 경로로 구성되고 다중경로 채널의 충격 응답 분포가 5usec이하인 COST207 TU6<sup>[9]</sup> 채널에서 기존 채널 추정기 구조<sup>[5]</sup>로 채널 추정 시 시간축 보간을 한 경우와 안한 경우를 비교한 것으로 그림 8의 실험 결과와 같이 도플러 주파수가 낮을 경우 시간축 보간을 한 경우가 PER 성능이 우수하지만 수신기가 고속으로 이동하여 도플러 주파수가 50Hz 이상인 경우 시간축 보간을 안한 경우의 PER 성능이 더 우수하다. 모의실험 2는 표 1과 같이 12개의 경로로 구성되고 다중경로 채널의 최대 충격 응답 분포가 184.2usec인 EICTA MBRAI 2.0<sup>[10]</sup> SFN 채널의 하나인

표 1. 모의실험 채널 프로파일  
 Table 1. Simulation channel profiles

	COST207 TU6 channel		weak long echo channel		fading model
	delay(usec)	power(dB)	delay(usec)	power(dB)	
1	0.0	-3	0.0	-3	Rayleigh
2	0.2	0	0.2	0	Rayleigh
3	0.5	-2	0.5	-2	Rayleigh
4	1.6	-6	1.6	-6	Rayleigh
5	2.3	-8	2.3	-8	Rayleigh
6	5.0	-10	5.0	-10	Rayleigh
7			179.2	-13.6	Rayleigh
8			179.4	-10.6	Rayleigh
9			179.9	-12.6	Rayleigh
10			180.8	-16.6	Rayleigh
11			181.5	-18.6	Rayleigh
12			184.2	-20.6	Rayleigh

weak long echo 채널에서 기존 채널 추정기 구조<sup>[5]</sup>로 채널 추정 시 시간축 보간을 한 경우, 안한 경우와 제안한 구조의 채널 추정 방법을 비교한 것이다. 그림 9의 실험 결과와 같이 기존 채널 추정기 구조로 시간축 보간을 안한 경우는

채널 추정 시 앨리어스가 발생하여 PER이 거의 1에 가깝다. 기존 채널 추정기 구조로 시간축 보간을 한 경우도 모의 실험1과 유사하게 수신기가 고속으로 이동하여 도플러 주파수가 커질수록 PER 성능이 크게 감소하여 100Hz에서

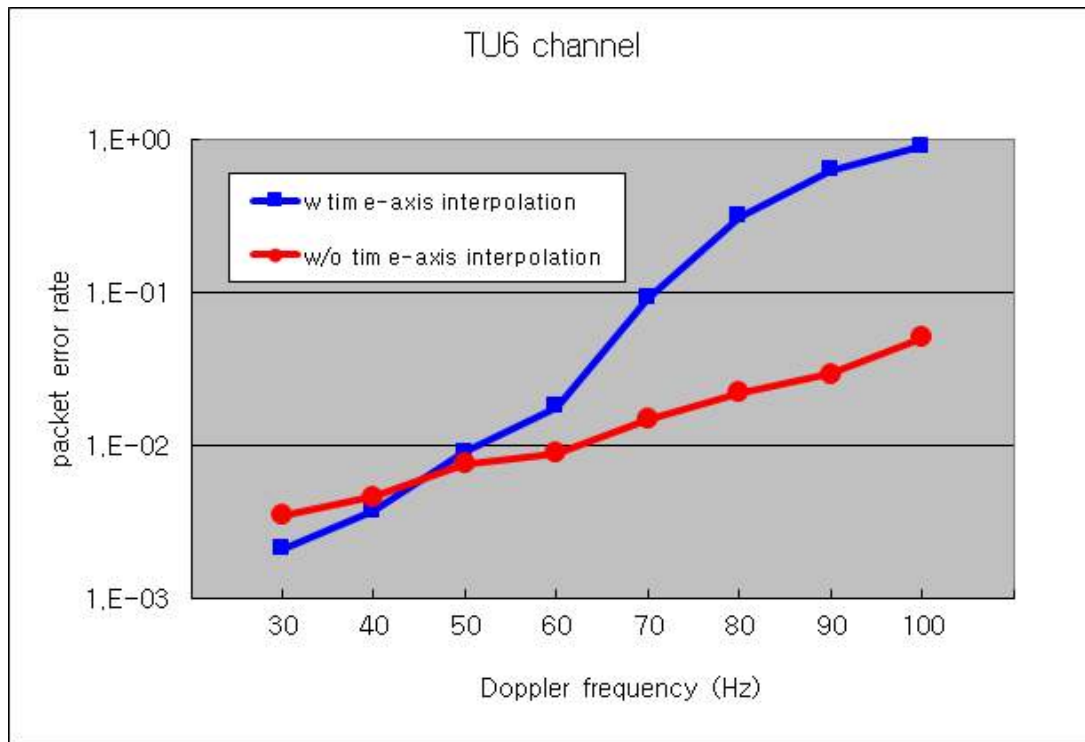


그림 8. 모의실험 1 결과  
 Fig. 8. Simulation 1 result



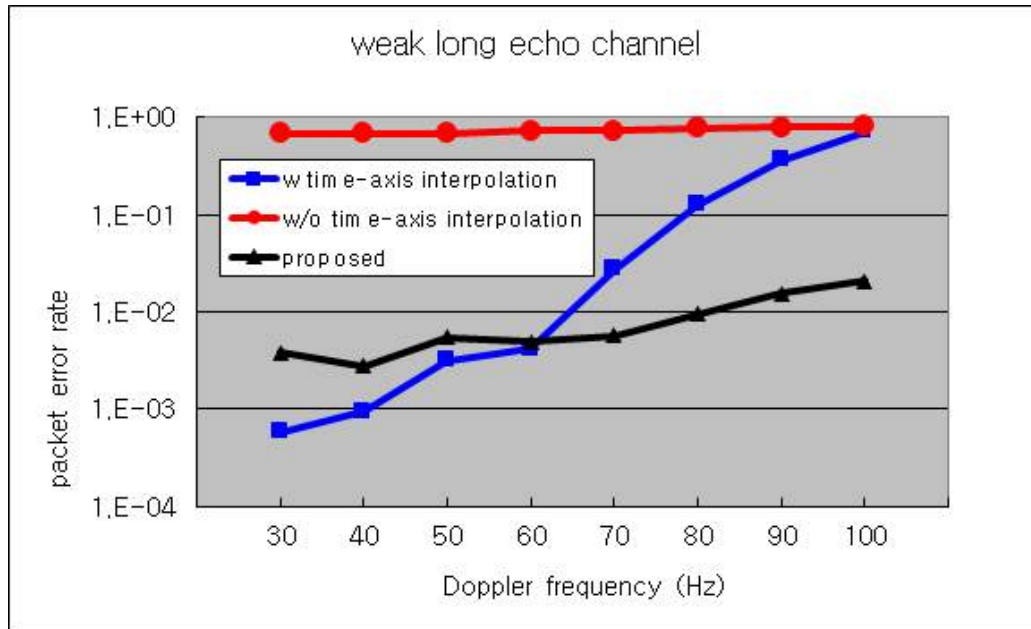


그림 9. 모의실험 2 결과  
Fig. 9. Simulation 2 result

PER이 거의 1에 가까워진다. 제안한 구조의 채널 추정 방법은 도플러 주파수가 증가하여도 PER 성능이 크게 감소하지 않으며 100Hz에서도 PER이 약  $1 \times 10^{-2}$ 의 성능을 보인다.

## II. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 고속 이동하는 수신기에서 다중 경로 채널 추정 시 마스크 생성기에는 시간축 보간을 적용하고 마스크를 적용하는 마스크기에는 시간축 보간을 하지 않는 채널 추정 방법을 제안하였다. 제안한 방법을 DVB-T 수신기에 적용하여 다중 경로 지연이 큰 weak long echo 채널에서 모의실험을 통해 SFN 채널에서 고속 이동 시 도플러 주파수 수신 성능을 크게 개선한 것을 확인하였다.

## 참고 문헌 (Reference)

[1] ETSI Standard: EN 300 744 V1.5.1, Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital

terrestrial television.  
[2] ARIB Standard: STD-B31, Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcast.  
[3] ETSI Standard: TS 101 191 V1.4.1, Digital Video Broadcasting (DVB); DVB mega-frame for Single Frequency Network (SFN) synchronization.  
[4] M.-H. Hsieh and C.-H. Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels," IEEE Trans. Consumer Electron., vol. 44, no. 1, pp.217-225, Feb. 1998.  
[5] Y. Zhao and A. Huang, "A novel channel estimation method for OFDM mobile communications systems based on pilot signals and transform domain processing," in Proc. IEEE 47th Vehicular Technology Conference, Phoenix, USA, pp.2089-2093, May 1997.  
[6] A.A. Hutter, R. Hasholzner, and J.S. Hammerschmidt, "Channel estimation for mobile OFDM systems," Proc. IEEE VTC'99-Fall, Sept. 1999.  
[7] P. Robertson and S.Kaiser, "The effects of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems," Proc. IEEE VTC'99-Fall, pp. 329 - 333, Sept. 1999.  
[8] V. Fischer, A. Kurpiers, and D. Karsunke, "ICI reduction method for OFDM systems," 8th International OFDM-Workshop 2003 (InOw'03), Hamburg, Conference Proceedings.  
[9] COST207 (under the direction of M. Faily), "Digital land mobile radio communications (final report)," Commission of the European Communities, Directorate General Telecommunications, Information

Industries and Innovation, 1989, pp. 135 - -147.

Part 2 interface conformance testing,” pp. 43-46

[10] EICTA MBRAI 2.0 “Mobile and portable DVB-T/H radio access -

[11] 3GPP2: C.R1002-0 v1.0, CDMA2000 evaluation methodology

---

## 저 자 소 개

---



### 구 영 모

- 1992년 : 서울대학교 전자공학과 학사 졸업
- 1994년 : 서울대학교 전자공학과 석사 졸업
- 1998년 : 서울대학교 전자공학과 박사 졸업
- 1996년 ~ 2001년 : LG전자 DTV연구소 선임연구원
- 2002년 ~ 2007년 : 삼성전자 통신연구소 수석연구원
- 2011년 ~ 현재 : 인하공업전문대학 정보통신과 부교수
- ORCID: <http://0000-0002-3605-783X>
- 주관심분야 : 채널코딩, 신호처리, 디지털TV, 이동통신