

정규논문 (Regular Paper)

방송공학회논문지 제18권 제3호, 2013년 5월 (JBE Vol. 18, No. 3, May 2013)

http://dx.doi.org/10.5909/JBE.2013.18.3.474

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

# 고속 이동 OFDM 수신기에서 마스크를 이용한 반송파간 간섭 감소 방법

구 영 모<sup>a)‡</sup>

## Inter-carrier Interference Reduction Method Using Mask in a Fast Moving OFDM Receiver

Young Mo Gu<sup>a)‡</sup>

### 요 약

OFDM 시스템에서 수신기가 고속으로 이동하는 경우에는 채널의 급속한 변화로 인해 반송파 간 직교성이 파괴되고 반송파 간 간섭(ICI)이 발생하여 수신기의 성능을 떨어뜨린다. 기존의 수신기에서는 ICI 를 추정한 후 이를 수신 신호로부터 상쇄시켜 성능을 개선한다. 본 논문에서는 수신 신호를 시간 영역에서 마스크하고 더하여 발생하는 ICI의 크기를 줄여 수신기의 성능을 개선하는 방법을 제안하고 이를 DVB-T 수신기에 적용하여 도플러 이동 수신 성능을 검증한다.

### Abstract

In orthogonal frequency division multiplexing system (OFDM), rapid channel variation caused by fast moving receiver leads to a loss of subcarrier orthogonality which results in inter-carrier interference (ICI) and receiver performance degradation. In conventional receivers, performance is enhanced by estimating ICI and removing it from received signals. In this paper, an ICI reduction scheme using a time-domain mask and adding is proposed. The proposed scheme is applied to DVB-T receiver to prove the Doppler mobile performance enhancement.

Keyword : OFDM, ICI, mask, DVB-T, Doppler

## 1. 서 론

### OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

a) 인하공업전문대학 정보통신과 (Department of Information & Communication)

‡ Corresponding Author : 구영모(Young Mo Gu)

E-mail: ymgu@inhate.ac.kr

Tel: +82-32-870-2228

※ 이 논문은 2012학년도 인하공업전문대학 교내연구비지원에 의하여 연구되었음.

Manuscript received January 23, 2013 Revised April 11, 2013 Accepted April 11, 2013

전송방식은 다수의 반송파를 이용하여 전송 대역폭을 다수의 협대역으로 나누어 증가한 심벌 길이와 보호구간으로 인하여 다중경로 채널과 같은 시간 확산, 즉 주파수 선택적 페이딩 채널에 의해 발생하는 심벌간 간섭 (ISI: Inter-Symbol Interference)의 영향을 줄인다. 또한 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. 그러나 증가한 심벌 길이는 수신기가 고속으로 이동할 경우 즉, 도플러

확산과 같이 시간에 따른 채널의 변화가 큰 시간 선택적 페이딩 채널에서는 반송파 간 직교성이 파괴되어 반송파 간 간섭 (ICI: Inter-Carrier Interference)을 발생시켜 수신 성능을 크게 악화시킨다<sup>[3,4]</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. 기존 논문들에서는 OFDM 심벌 구간에서 채널 변화를 선형으로 근사화한 후 이를 바탕으로 주파수 영역에서 ICI 값을 추정하고 추정된 ICI 값을 수신 신호로부터 차감하여 ICI를 제거하거나<sup>[5-8]</sup>, 또는 수신 신호를 DFT(Discrete Fourier Transform)하기 전에 시간 영역에서 마스킹하여 발생하는 ICI를 감소시킨다<sup>[9]</sup>. 본 논문에서는 시간 영역에서 수신 신호를 마스킹하고 추가로 마스킹한 보호구간의 수신 신호를 마찬가지로 마스킹한 심벌의 마지막 부분과 더하여 ICI를 감소시키고 주파수 영역에서 감소한 ICI 값을 추정하여 이를 제거하는 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 기존 ICI 제거 수신기 구조를 그대로 사용하면서 ICI 제거 성능을 개선하는 장점이 있다.

본 논문의 순서는 다음과 같다. 2장에서는 시간 선택적 채널에서 ICI가 발생하는 원리, 기존 ICI 제거기와 제안하는 ICI 감쇄기의 원리를 설명하고 3장에서는 제안한 방법을 DVB-T 수신기에 적용하여 모의실험을 통하여 이동 수신 성능을 기존 ICI 제거기와 비교 검증한다. 4장에서는 결론을 맺는다.

## II. 본론

### 1. 반송파 간 간섭

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  $k$  번째 반송파 데이터이고  $N$ 은 DFT 크

기이다. 송신신호  $x_n$ 이 시간에 따라 변하는 다중경로 페이딩 채널과 AWGN(additive white Gaussian noise) 채널을 거쳐 수신된 OFDM 심벌의 신호를  $r_n$ 이라고 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

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

식 (2)에서  $h_n^m$ 은 시간  $n$ 에서 지연이  $m$  샘플인 다중경로로 값이고  $M$ 은 다중경로 개수이다. 신호  $w_n$ 은 AWGN이다. 보호구간(guard interval)으로 사용하는 CP(cyclic prefix)의 길이를  $N_g$ 라고 할 때  $M < N_g$ 가 성립하여 심벌 간 간섭(ISI)은 없다고 가정한다.

페이딩 채널에서 채널은 시간에 따라 변하므로 한 개의 OFDM 심벌 내에서의 채널 변화를 선형으로 근사화하면 다중경로  $h_n^m$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$h_n^m = h_{N/2}^m + \lambda_{N/2}^m(n - N/2), n = -N_g, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

식 (3)에서  $h_{N/2}^m$ 은  $n = N/2$ 에서의  $h_n^m$  값이고,  $\lambda_{N/2}^m$ 은  $n = N/2$ 에서의 다중경로 채널 변화 값으로  $p$  번째 OFDM 심벌의  $\lambda_{N/2}^m$  값  $\lambda_{N/2}^m[p]$ 는  $p+1$  번째 OFDM 심벌의 채널 값  $h_{N/2}^m[p+1]$ 와  $p-1$  번째 OFDM 심벌의 채널 값  $h_{N/2}^m[p-1]$ 의 차이를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있

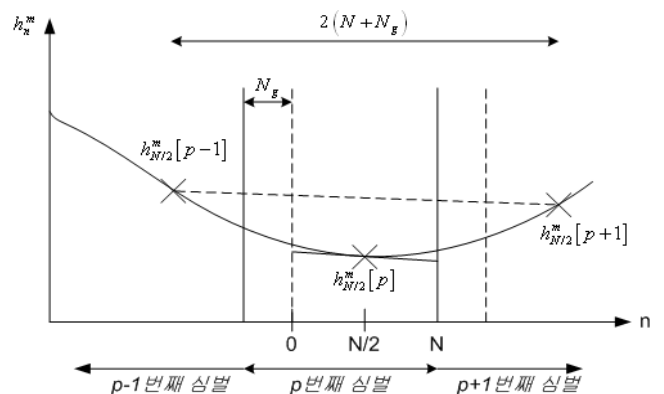


그림 1. 채널 변화를 선형으로 근사화  
 Fig. 1. Linear approximation of channel variation

다. (그림 1 참조)

$$\lambda_{N/2}^m[p] = \frac{h_{N/2}^m[p+1] - h_{N/2}^m[p-1]}{2(N+N_g)} \quad (4)$$

식 (1), (2)를 이용하여 수신 신호  $r_n$ 의 DFT 값  $R_k$ 를 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} R_k &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \sum_{m=0}^{M-1} h_n^m x_{n-m} \right) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} + W_k \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \sum_{m=0}^{M-1} h_n^m \left( \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} X_l e^{j\frac{2\pi(n-m)l}{N}} \right) \right) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} + W_k \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} X_l \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \sum_{m=0}^{M-1} h_n^m e^{-j\frac{2\pi lm}{N}} \right) e^{-j\frac{2\pi(l-k)n}{N}} + W_k \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서  $W_k$ 는 잡음  $w_n$ 을 DFT한 것이고, 우변의 괄호 안은 다중경로  $h_n^m$ 을 DFT한 것으로 식 (3)을 이용하여 다음 식과 같이 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned} &\sum_{m=0}^{M-1} h_n^m e^{-j\frac{2\pi lm}{N}} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ h_{N/2}^m + \lambda_{N/2}^m \left( n - \frac{N}{2} \right) \right\} e^{-j\frac{2\pi lm}{N}} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} h_{N/2}^m e^{-j\frac{2\pi lm}{N}} + \left( \sum_{m=0}^{M-1} \lambda_{N/2}^m e^{-j\frac{2\pi lm}{N}} \right) \left( n - \frac{N}{2} \right) \\ &= H_l + A_l \left( n - \frac{N}{2} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)에서  $H_l$ 와  $A_l$ 는 각각  $h_{N/2}^m$ 와  $\lambda_{N/2}^m$ 를 DFT 한 것이며, 식 (6)을 다시 식 (5)에 대입하여 전개하면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} R_k &= \sum_{l=0}^{N-1} X_l \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left( H_l + A_l \left( n - \frac{N}{2} \right) \right) e^{-j\frac{2\pi(l-k)n}{N}} \\ &= H_k X_k + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} A_l \left( \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n e^{-j\frac{2\pi(l-k)n}{N}} \right) X_l \\ &= H_k X_k + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} A_l C_{l-k} X_l \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서  $C_{l-k}$ 는  $l \neq k$ 일 때 다음 식과 같이 쓸 수 있고,

$$C_{l-k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n e^{j\frac{2\pi(l-k)n}{N}} = \frac{1}{e^{j\frac{2\pi(l-k)n}{N}} - 1} \quad (8)$$

$|l-k| \ll N$  인 경우 다음 식과 같이 근사화할 수 있다.

$$C_{l-k} \approx \frac{N}{j2\pi} \cdot \frac{1}{l-k} \quad (9)$$

### 2. 기존 ICI 제거기

식 (7)에서 우변 두 번째 항은 ICI 성분이므로 이를 이용하여 다음 식과 같이 ICI를 제거할 수 있다.

$$Z_k = H_k X_k + W_k = R_k - \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} A_l C_{l-k} X_l \quad (10)$$

식 (4)를 DFT하면 식 (11)과 같이 쓸 수 있고 이를 이용하여  $p$ 번째 OFDM 심벌에서 식 (10)을 식 (12)와 같이 다시 쓸 수 있다<sup>[8]</sup>(그림 1 참조). 이 때  $X_l[p]$ 는 수신기에서 알 수 없으므로  $R_l[p]$ 을 판정한 값  $\hat{X}_l[p]$ 을 대신 사용한다.

$$A_l[p] = \frac{H_l[p+1] - H_l[p-1]}{2(N+N_g)} \quad (11)$$

$$Z_k[p] = R_k[p] - \sum_{l=0}^{N-1} \frac{H_l[p+1] - H_l[p-1]}{2(N+N_g)} C_{l-k} X_l[p] \quad (12)$$

### 3. 제안하는 ICI 감쇄기

기존의 선형화한 채널 식은 식 (3)과 같지만, 수신 신호에 식 (13)과 같은 사다리꼴 모양의 마스크를 곱한 후 (그림 2(a), (b) 참조)  $-N_w < n \leq -1$ 인 보호구간의 수신 신호를  $N-N_w < n \leq N-1$ 인 심벌의 마지막에 더하면 (그림 2(d), (e) 참조)  $N-N_w < n \leq N-1$ 인 영역에서 채널 식

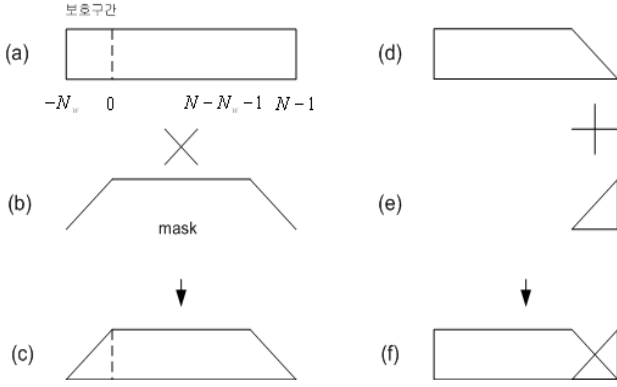


그림 2. 시간 영역 마스크링과 더하기  
 Fig. 2. time-domain masking and addition

(3)은 식 (14)와 같이 다시 쓸 수 있다. 제안하는 방법은 단순히 마스크링만 하는 것이 아니라 마스크링한 보호구간 수신 신호를 심벌의 마지막에 더하는 것으로 기존의 방법<sup>9)</sup>과 차별화된다.

$$w_n = \begin{cases} \frac{1}{N_w}(n+N_w), & -N_w < n \leq -1 \\ 1, & 0 \leq n \leq N-N_w-1 \\ \frac{1}{N_w}(N-n), & N-N_w < n \leq N-1 \end{cases} \quad (13)$$

$$h_n^m = \frac{1}{N_w}(n-N+N_w) \left\{ h_{N/2}^m + \lambda_{N/2}^m \left( n - N - \frac{N}{2} \right) \right\} + \frac{1}{N_w}(N-n) \left\{ h_{N/2}^m + \lambda_{N/2}^m \left( n - \frac{N}{2} \right) \right\}, \quad (14)$$

$$N-N_w < n \leq N-1$$

식 (14)에서 우변의 첫 번째 항은  $-N_w < n \leq -1$ 인 보호구간 마스크에 의한 것인데 식 (13)의 우변 제일 위 항을 영역  $-N_w < n \leq -1$  대신에  $N-N_w < n \leq N-1$ 인 영역 기준으로 다시 쓴 것으로 식 (13)의 마스크에서  $n$  대신에  $n-N$ 을 쓴 것이고, 두 번째 항은  $N-N_w < n \leq N-1$ 인 영역 마스크에 의한 것이다. 식 (14)를 전개하여 정리하면 식

$$h_n^m = \begin{cases} h_{N/2}^m + \lambda_{N/2}^m \left( n - \frac{N}{2} \right), & 0 \leq n \leq N-N_w \\ h_{N/2}^m + \lambda_{N/2}^m \left( n - \frac{N}{2} \right) - \frac{N}{N_w} \lambda_{N/2}^m (n-N+N_w), & N-N_w < n \leq N-1 \end{cases} \quad (16)$$

(15)와 같다.

$$h_n^m = h_{N/2}^m + \frac{1}{N_w} \lambda_{N/2}^m \left\{ N^2 - nN + N_w n - \frac{3}{2} N_w N \right\} = h_{N/2}^m + \lambda_{N/2}^m \left( n - \frac{N}{2} \right) - \frac{N}{N_w} \lambda_{N/2}^m (n-N+N_w), \quad (15)$$

$$N-N_w < n \leq N-1$$

식 (3)과 식 (15)를 영역 별로 정리하면 식 (16)과 같이 쓸 수 있다.

식 (16)을 식 (6), (7)에 대입하여 정리하면 식 (8)을 식 (17)과 같이 다시 쓸 수 있는데 식 (8)과 비교하면 식 (8)에 식 (17)의 우측 두 번째 항이 추가된 형태이다.

$$C_{l-k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n e^{j \frac{2\pi(l-k)n}{N}} - \frac{1}{N_w} \sum_{n=N-N_w+1}^{N-1} (n-N+N_w) e^{j \frac{2\pi(l-k)n}{N}} \quad (17)$$

$N_w = 0$ 인 경우는 마스크링을 하지 않는 것으로 식 (17) 우변 두 번째 항이 0이 되어 기존의 ICI 제거기와 동일하며 (그림 3 (a) 참조),  $N_w = N$ 인 경우는 마스크링 한 구간이 심벌 길이와 같은 경우로  $C_{l-k} = 0$ 이 되어 ICI가 완전히 상쇄된다.  $0 < N_w < N$ 인 경우는 그림 3(b), 3(c)와 같이  $N_w = 0$ 인 경우와 비교하면  $N_w = 0$ 인 경우는 실수 계수만 존재하고 허수 계수는 모두 0인데 반하여 허수 계수도 존재하고 그 계수 값들이  $l-k = 0$  부근에 집중되어 있어 발생하는 ICI를 감소시킨다. 또한 마스크링 구간  $N_w$ 가 클수록 계수 값들의  $l-k = 0$  부근에 집중도가 증가한다. 그림 3은  $\frac{j2\pi}{N} \cdot C_{l-k}$ 의 실수 및 허수 계수 값을 도시한 것으로 (a)는  $N_w = 0$ 인 경우이고, (b)는 마스크링 구간이 심벌 길이의 1/8, 즉  $N_w/N = 1/8$ 인 경우이고, (c)는 마스크링 구간이 심벌 길이의 1/4, 즉  $N_w/N = 1/4$ 인 경우이다.

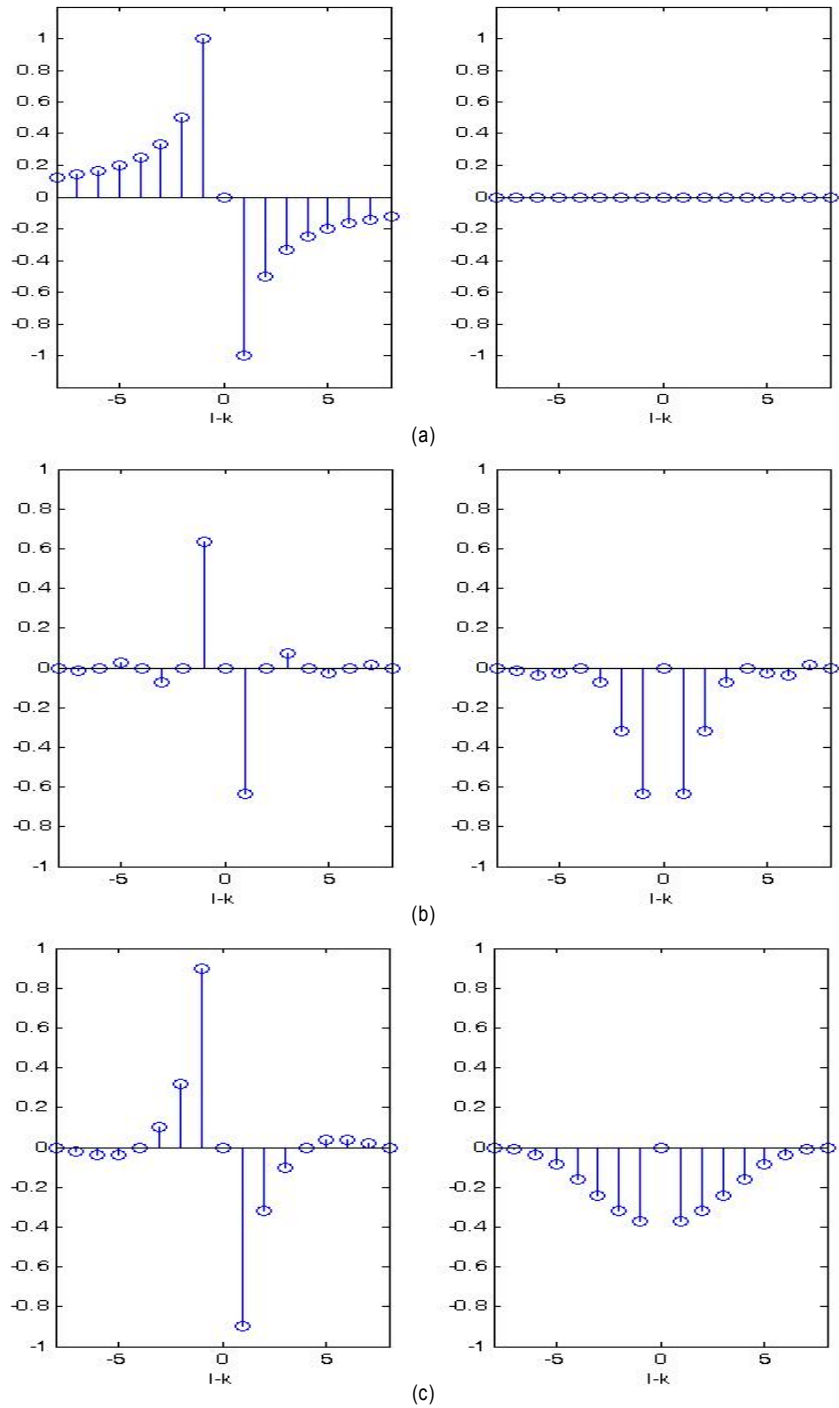


그림 3.  $C_{l-k}$ 의 실수 및 계수값; (a)  $N_w = 0$ , (b)  $N_w/N = 1/8$ , (c)  $N_w/N = 1/4$   
 Fig. 3. Real and imaginary coefficients of  $C_{l-k}$ ; (a)  $N_w = 0$ , (b)  $N_w/N = 1/8$ , (c)  $N_w/N = 1/4$

#### 4. 모의실험 결과

제안한 ICI 감쇄기를 OFDM 방식의 유럽향 지상파 디지털 방송 시스템인 DVB-T에 적용하여 모의실험을 통해 이동 수신 성능을 기존 ICI 제거기와 비교하여 검증하였다. 모의실험 1은 독일에서 방송되고 있는 전송방식으로서 변조방식은 16 QAM, 보호구간 비율은 1/8이고 모의실험 2는 스페인, 덴마크 등에서 방송되고 있는 방식으로서 변조방식은 64QAM, 보호구간 비율은 1/4이다. 두 모의실험 모두 오류정정방식은 부호율 2/3의 컨벌루션 부호와 (208,188) 리드-솔로몬 부호를 사용한 연결부호이고 DFT 크기는 8192, 대역폭은 8MHz이다. 모의실험 1의 수신기 안테나 개수는 한 개이고 모의실험 2의 수신기 안테나 개수는 두 개로 MRC (Maximal Ratio Combining) 방식의 안테나 다

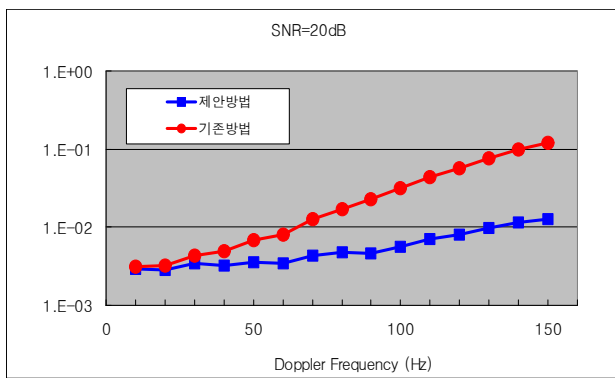
표 1. 모의실험 시스템 파라미터  
 Table 1. Simulation system parameters

	모의실험1	모의실험2
변조방식	16QAM	64QAM
보호구간	1/8	1/4
방송중인 국가	독일	스페인, 덴마크
오류정정부호	부호율 2/3 컨벌루션 부호 + (208,188) 리드-솔로몬 부호	
DFT 크기	8192	
대역폭	8MHz	

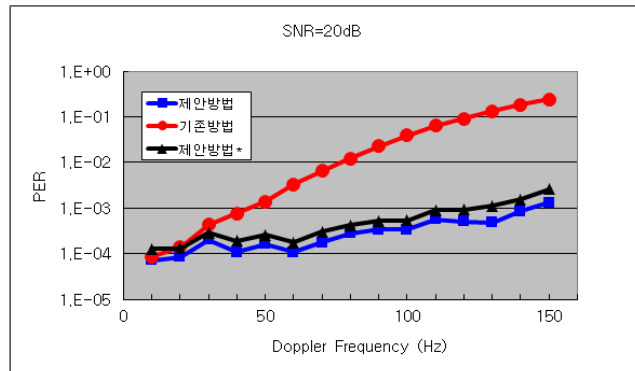
표 2. 모의실험 수신기 설정  
 Table 2. Receiver simulation parameters

	모의실험1	모의실험2
안테나 수	1개	2개 (MRC)
신호대잡음비	20dB	

이버시티 수신기를 사용하였다. 수신기의 신호대잡음비는 모두 20dB로 하였다. 모의실험에 적용한 DVB-T 규격 파라미터와 수신기 파라미터를 정리하면 각각 표 1, 표 2와 같으며 모의실험 시간은 1000 수퍼 프레임(1 수퍼 프레임은 68개의 OFDM 심벌로 구성)으로 하였다. 채널은 6개의 경로로 구성된 TU6 (Typical Urban) 채널을 적용하였고<sup>[10]</sup> 각각의 경로는 도플러 주파수에 따른 독립적인 레일리 페이딩을 겪는데 JTC 페이딩 모델을 이용하였다<sup>[11]</sup>. 기존 ICI 제거기와 제안한 ICI 감쇄기의  $C_{l-k}$  탭수는 모두 그림 3과 같이 17로 하였고 ICI 제거 이외에는 동일한 수신기 알고리즘을 적용하였다. 또한 마스크 구간( $N_w$ )을 보호구간( $N_g$ )과 동일하게 하였다. DVB-T 전송방식에서 전송 데이터는 188바이트의 패킷으로 구성되어 있으므로 이동 수신 성능은 도플러 주파수에 따른 PER (Packet Error Rate)로 비교하였는데 모의실험 1의 경우 PER이 0.01일 때 제안한 ICI 감쇄기가 기존 ICI 제거기와 비교하여 그림 4(a)와 같이 도플러 주파수 성능이 약 70Hz 우수하였고, 모의실험 2의 경



(a)



(b)

그림 4. 모의실험 결과: (a) 모의실험1, (b) 모의실험2  
 Fig. 4. Simulation results: (a) simulation 1, (b) simulation 2

우 PER이 0.001일 때 제안한 ICI 감쇄기가 기존 ICI 제거기와 비교하여 그림 4(b)와 같이 도플러 주파수 성능이 약 100Hz 우수하였다. 한편 그림 4(b)에서 제안방법\*은 동일한 조건에서 마스킹 구간을 전체 보호구간의 반 ( $N_g/2$ )으로 줄인 것이다. 역시 기존방법과 비교하여 성능이 우수하지만 전체 보호구간을 마스킹하는 경우보다 성능 개선이 감소한 것을 알 수 있다. 이는 3절에서 언급하고 그림 3(b),(c)에서 보듯이 제안한 방법은 마스킹 구간의 크기에 따라 ICI 감소 정도가 변하고 마스킹 구간이 작아지면 성능이 감소하는 것을 보인 것이다. 또한 제안한 방법은 OFDM 심벌의 뒤 부분이 보호구간과 동일하다는 성질을 이용한 것으로 다중경로에 의한 심벌간 간섭의 영향을 많이 받아 보호구간과 심벌의 뒤 부분의 대칭성이 깨질 경우 또는 이를 방지하기 위해 마스킹 구간을 보호구간보다 작게 할 경우 성능 개선 정도가 감소할 수 있다.

### III. 결론

본 논문에서는 OFDM 수신기에서 OFDM 심벌의 뒤 부분이 보호구간과 동일하다는 성질을 이용하여 수신 신호를 DFT하기 전에 시간 영역에서 심벌의 뒤 부분과 보호구간을 대칭적으로 선형 마스킹하고 이를 더하여 ICI를 감소시키고 주파수 영역에서 감소한 ICI 값을 추정하여 이를 제거하는 방법을 제안하였다. 제안한 방법을 한 개의 안테나와 두 개의 다이버시티 안테나를 사용하는 DVB-T 수신기에

적용하여 모의실험을 통해 고속 이동 시 도플러 주파수 수신 성능을 크게 개선한 것을 확인하였다.

### 참고 문헌

- [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] A.A. Hutter, R. Hasholzner, and J.S. Hammerschmidt, "Channel estimation for mobile OFDM systems," Proc. IEEE VTC'99-Fall, Sept. 1999.
- [4] 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.
- [5] W. G. Jeon and K. H. Chang, "An equalization technique for orthogonal-frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels," IEEE Trans. Commun., vol. 47, pp. 27 - 32, Jan. 1999.
- [6] W.-S. Hou and B.-S. Chen, "ICI cancellation for OFDM communication systems in time-varying multipath fading channels," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 4, no. 5, pp. 2100-2100, Sept. 2005.
- [7] Y. Mostofi and D. Cox, "ICI mitigation for mobile OFDM receivers," Proc. IEEE 38th ICC, Anchorage, Alaska, May 2003.
- [8] V. Fischer, A. Kurpiers, and D. Karsunke, "ICI reduction method for OFDM systems," 8th International OFDM-Workshop 2003 (InOWo'03), Hamburg, Conference Proceedings.
- [9] C. Muschallik, "Improving an OFDM reception using an adaptive Nyquist windowing," IEEE Trans. Consumer Electronics, vol. 42, pp. 259-269, Aug. 1996.
- [10] 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.
- [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 선임연구원
- 2002년 ~ 2007년 : 삼성전자 수석연구원
- 2011년 ~ 현재 : 인하공업전문대학 정보통신과 조교수
- 주관심분야 : 채널코딩, 신호처리, 디지털TV, 이동통신