

일반논문 (Regular Paper)

방송공학회논문지 제23권 제2호, 2018년 3월 (JBE Vol. 23, No. 2, March 2018)

<https://doi.org/10.5909/JBE.2018.23.2.293>

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

ISDB-T 풀세그 TV 수신기 이동 성능 평가

구영모^{a)†}

Mobile Performance Evaluation of ISDB-T Full-Segment TV Receiver

Young Mo Gu^{a)†}

요약

일본형 디지털 지상파 TV 규격인 ISDB-T는 OFDM 기술을 기반으로 하여 6MHz인 대역폭을 13개의 세그먼트로 나누고 그중에서 12개의 세그먼트(풀세그)는 고정형 수신기를 위한 고품질 방송에 할당하고 1개의 세그먼트(원세그)는 이동형 수신기를 위한 모바일 방송에 할당한다. 원세그는 QPSK 변조를 사용하여 고속 이동 중 수신이 가능하지만 데이터율이 낮아 대화면의 모바일 기기에는 그 화질이 크게 떨어지고, 풀세그는 고품질을 지원하지만 64QAM 변조를 사용하므로 고속 이동 수신에 어렵다. 본 논문에서는 반송파 간섭 제거 기술, 고속 채널 추정 기술, 안테나 다이버시티 기술을 ISDB-T 풀세그 수신기에 적용하여 그 이동 수신 성능을 평가하고 가능성을 확인한다.

Abstract

In ISDB-T, which is Japanese digital terrestrial TV specification based on OFDM technology, 6MHz bandwidth is divided into 13 segments. Twelve segments (full-seg) are used for high definition broadcasting for fixed receivers and one segment (one-seg) for mobile receivers. Though one-seg supports high speed mobility by using QPSK modulation, it is not suitable for large display mobile devices because of its low data rate. Full-seg using 64QAM modulation also suffers from its low mobile performance. In this paper, mobile performance of ISDB-T full-seg receiver is evaluated by applying sub-carrier interference removing scheme, high speed mobile channel estimation scheme and antenna diversity scheme.

Keyword : OFDM, ISDB-T, full-seg, Doppler, SFN

a) 인하공업전문대학 정보통신과(Department of Information & Communications)

† Corresponding Author : 구영모(Young Mo Gu)

E-mail: yangu@inhac.ac.kr

Tel: +82-32-870-2228

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

※ 이 논문은 인하공업전문대학의 지원에 의하여 연구되었음.

※ This work was supported by INHA TECHNICAL COLLEGE Research Grant.

· Manuscript received February 2, 2018; Revised March 3, 2018; Accepted March 3, 2018.

I. 서론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 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 심벌 간 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, DVB-T2^[1,2], 일본형 지상파 디지털 방송 규격인 ISDB-T^[3], 미국형 UHD 지상파 디지털 방송 규격인 ATSC 3.0^[4] 등에 채택되었다. 특히 일본형 디지털 지상파 TV 규격인 ISDB-T는 6MHz인 대역폭을 13개의 세그먼트로 나누고 그중에서 13개 또는 12개의 세그먼트는 고정형 수신기를 위한 고화질 방송에 할당하고 1개의 세그먼트는 이동형 수신기를 위한 모바일 방송에 할당한다. OFDM 전송방식에서 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 악화시키는데^[5,6], 1개의 세그먼트를 사용하는 원세그 방식의 경우 QPSK 변조를 사용하므로 고속 이동 중에 ICI에 의해 수신 성능 열화가 발생하더라도 양호한 수신이 가능하다. 그러나 대개 4인치 이하 휴대폰 화면 크기에 최적화되어 320x240 QVGA 급의 낮은 화질을 제공하므로 디스플레이 기술의 발전으로 5인치 또는 7인치 이상의 화면 크기에 VGA 또는 HD 급의 화질을 제공하는 스마트폰, 네비게이션 등의 최신 모바일 기기에는 적합하지 않다. 한편 12개 또는 13개의 세그먼트를 모두 수신할 수 있는 풀세그 방식은 고화질 방송이 목적이므로 대화면의 최신 모바일 기기에 적합하지만 고정형 수신기를 위한 것으로 데이터 전송 효율을 높이기 위해 64QAM 변조를 사용하므로 높은 신호 대잡음비(signal-to-noise ratio)가 확보되어야 하고, 고속 이동 시 ICI에 의한 수신 성능 감소가 매우 커서 모바일 기기에 적용하는 것이 쉽지 않다. OFDM 전송 시스템에서는 주파수 효율을 높이기 위해 여러 개의 송신탑에서 동시에 같

은 신호를 송신하는 SFN(single frequency network)을 구축하기도 하는데 이 경우 다중경로 지연이 매우 커진다^[7]. 고정형 수신기에서는 시간축 보간을 이용한 채널 추정을 하므로 SFN 채널에서도 수신이 가능하지만 고속 이동 시에는 채널이 매우 빠르게 변화하므로 시간축 보간을 할 수 없어 채널 추정 또한 쉽지 않다. 본 연구의 목적은 OFDM 기술에 기반하여 고속 이동 시 도플러 현상에 의한 서브 캐리어 간의 간섭을 제거하는 기술^[8]과 SFN 채널에서의 고속 이동 채널 추정 기술^[9]을 ISDB-T 풀세그 수신기에 적용하여 MRC (Maximal Ratio Combining) 방식의 안테나 다이버시티에 따른 이동 수신 성능을 평가하고 그 가능성을 확인하는 것이다.

본 논문의 순서는 다음과 같다. II장 ISDB-T 풀세그 전송 방식의 개요, 적용한 반송파간 간섭 제거 기법과 채널 추정 기법을 설명하고 이를 적용한 모의실험을 통하여 ISDB-T 풀세그 수신기의 안테나 개수에 따른 이동 수신 성능을 평가, 검증한다. III장에서는 결론을 맺는다.

II. 본론

1. ISDB-T 풀세그 전송방식

일본형 디지털 지상파 TV 규격인 ISDB-T는 6MHz인 대역폭을 그림 1과 같이 13개의 세그먼트로 나누고 그중에서 13개 또는 12개의 세그먼트는 고정형 수신기를 위한 고화질 방송에 할당하고 가운데 1개의 세그먼트는 이동형 수신기를 위한 모바일 방송에 할당한다^[3]. 따라서 세그먼트 개수에 따라서 전자를 풀세그 방식, 후자를 원세그 방식이라고 부른다. 규격에는 3가지 모드가 있는데 실제로 방송에 사용되는 모드3에 대해 설명한다. 원세그는 이동 수신 성능 향상을 위해 QPSK 변조를 사용하고 풀세그는 고화질 방송을 위해 64QAM 변조를 사용한다. 각 세그먼트는 432개의 반송파로 구성되어 있어 한 개의 OFDM 심벌은 전체 5616(=432x13)개의 반송파를 구성되고 송신기에서 사용되는 IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform) 크기는 8192이다. 각 세그먼트의 432 반송파 중에서 384개는 데이터 전송에, 48개는 채널 추정 또는 동기 신호 전송을 위해 사

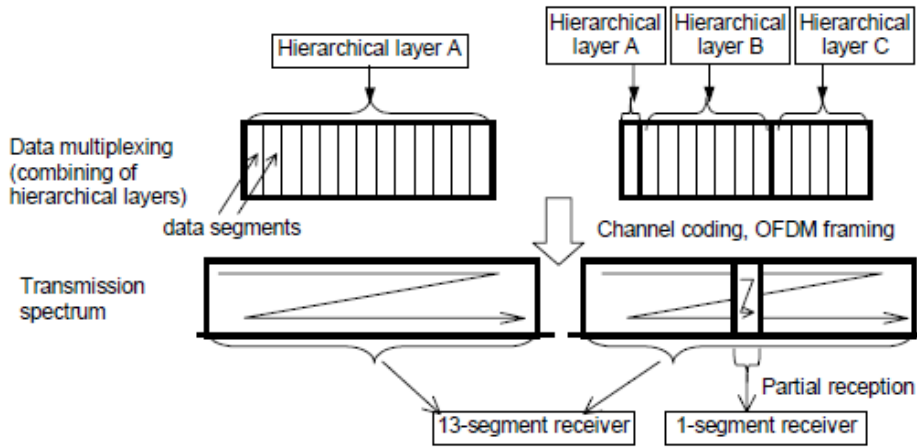


그림 1. ISDB-T 전송방식의 세그먼트 구조^[3]
 Fig. 1. Segment Structure of ISDB-T Broadcasting

용된다. OFDM 심벌의 유효 길이는 1008usec이고 반송파 간 간격은 유효 심벌 길이의 역수이므로 0.992KHz이다. 규격에는 보호구간의 비율이 1/4, 1/8, 1/16, 1/32로 네 가지가 있지만 실제로 방송에 사용되는 비율은 1/8이므로 보호구간의 길이는 126usec이고 따라서 한 개의 OFDM 심벌의 길이는 유효 심벌 길이와 보호구간의 길이를 합쳐 1134 usec이다. 전송은 프레임 단위로 하는데 한 개의 프레임은 204 OFDM 심벌이므로 프레임의 길이는 231.336 msec이다. 오류 정정 부호는 컨벌루션 부호를 내부 부호, RS 부호를 외부 부호로 하는 연접 부호인데 풀세그 방식의 컨벌루션 부호의 부호율은 3/4이고 RS 부호의 파라미터는 $n=204$, $k=188$ 로 188개의 데이터 바이트에 16개의 패리티 바이트가 추가되어 8개의 바이트 오류를 정정할 수 있다. ISDB-T 규격은 대체로 DVB-T 규격과 유사하지만 페이딩 채널에서 이동 수신 성능을 향상시키기 위해 크기가 매우 큰 시간 인터리버가 추가되었는데 풀세그 방송에 사용되는 파라미터 I의 값은 2로 송신기의 시간 인터리버와 수신기의 시간 디인터리버를 합치면 1개 프레임 204개의 OFDM 심벌에 해당하는 시간 지연이 이로 인해 발생한다.

2. 반송파 간 간섭 제거 기법

OFDM 전송방식은 다수의 반송파를 이용하여 전송 대역폭을 다수의 협대역으로 나누어 증가한 심벌 길이와 보호

구간으로 인하여 다중경로 채널과 같은 시간 확산, 즉 주파수 선택적 페이딩 채널에 의해 발생하는 심벌 간 간섭 (ISI: Inter-Symbol Interference)의 영향을 줄이는 장점이 있다. 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 오히려 수신 성능을 크게 악화시킨다^[5,6]. ISDB-T 풀세그 방송 규격은 페이딩 채널에서 이동 수신 성능을 향상시키기 위해 크기가 매우 큰 시간 인터리버가 추가되었지만 수신기가 고속으로 이동하는 경우에도 원활한 수신을 하기 위해서는 수신기가 고속 이동 시 발생하는 ICI를 효과적으로 제거하여야 한다.

ICI 제거 기법은 OFDM 심벌 구간에서 채널 변화를 선형으로 근사화한 후 이를 바탕으로 주파수 영역에서 ICI 값을 추정하고 추정한 ICI 값을 수신 신호로부터 차감하여 ICI를 제거하는 방법^[8,10-13]이 유효한데 본 논문에서는 그림 2와 같이 시간 영역에서 수신한 심벌의 보호구간과 마지막 부분을 사다리꼴 모양으로 마스킹하고 이를 더하여 ICI를 감소시키고 주파수 영역에서 감소한 ICI 값을 추정하여 이를 제거하는 기법^[8]을 그대로 적용하였다. 이 기법을 적용하면 OFDM 전송기술에 기반한 DVB-T 수신기에서 도플러 주파수 성능을 70~100Hz 개선할 수 있는데 요약하면 다음과 같다. OFDM 시스템에서 한 개의 송신 OFDM 심벌 내에서

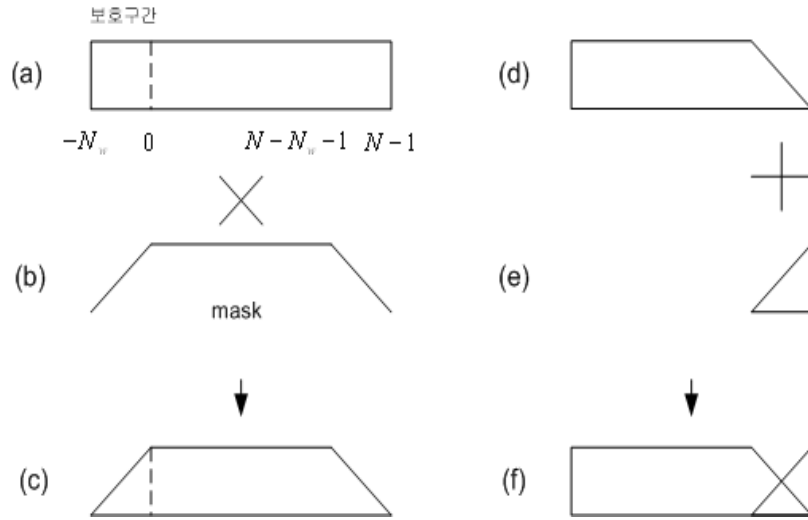


그림 2. 시간 영역 마스크링과 더하기
Fig. 2. time-domain masking and addition

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 크기이다. 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 다중경로 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 근사하면 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 값이다. 식 (1), (2)를 이용하여 수신 신호 r_n 의 DFT 값 R_k 를 식 (4)와 같이 구할 수 있는데 식 (4)에서 우변 두 번째 항은 ICI 성분이므로 이를 이용하여 식 (5)와 같이 ICI를 제거할 수 있다. 식 (4)에서 W_k, H_k, A_l 는 각각 잡음 $w_n, h_{N/2}^m, \lambda_{N/2}^m$ 를 DFT 한 것이다.

$$R_k = H_k X_k + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} A_l C_{l-k} X_l + W_k \quad (4)$$

$$Z_k = H_k X_k + W_k = R_k - \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} A_l C_{l-k} X_l \quad (5)$$

식 (5)에서 C_{l-k} 는 $l \neq k$ 일 때 식 (6)과 같이 쓸 수 있는데 그림 2와 같이 시간 영역에서 수신한 심벌의 보호구간과 마지막 부분을 마스크링하고 이를 더하면 식 (6)은 식 (7)과 같이 다시 쓸 수 있는데 이를 식 (6)과 비교하면 식 (6)에 식 (7)의 우측 두 번째 항이 추가된 형태로 ICI 제거 성능이 개선된다.

$$C_{l-k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n e^{j \frac{2\pi(l-k)n}{N}} \quad (6)$$

$$C_{l-k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n e^{j \frac{2\pi(l-k)n}{N}} - \frac{1}{N_w} \sum_{n=N-N_w+1}^{N-1} (n-N+N_w) e^{j \frac{2\pi(l-k)n}{N}} \quad (7)$$

식 (7)에서 N_w 는 마스크 구간인데 보호구간 N_g 와 동일하거나 작게 적용하면 된다. $N_w = 0$ 인 경우는 마스크를 하지 않는 것으로 식 (7)의 우변 두 번째 항이 0이 되어 식 (6)과 같아지고, 보호구간을 심벌 길이 N 으로 하여 $N_w = N$ 이면 $C_{l-k} = 0$ 이 되어 ICI가 완전히 상쇄된다.

3. 고속 채널 추정 기법

본 논문에서는 다중경로 충격 응답 시간 구간이 긴 SFN 채널에서도 고속 채널 추정이 가능한 기법⁹⁾을 그대로 적용하였다. 이 기법을 요약하면 다음과 같다. ISDB-T 시스템에서는 DVB-T 시스템과 마찬가지로 한 개의 OFDM 심벌에 12개의 반송파마다 채널 추정을 위한 한 개의 분산 파일럿 반송파가 있고 각 OFDM 심벌마다 그 위치에 3개의 반송파 오프셋이 있어 4개의 OFDM 심벌마다 분산 파일럿 반송파의 위치가 반복된다³⁾. 시간축에서 현재의 OFDM 심벌과 네 심벌 떨어진 OFDM 심벌의 분산 파일럿 반송파를 이용하여 시간축 보간(interpolation)을 수행하면 두 심벌 사이에 있는 세 개의 OFDM 심벌의 동일한 위치의 분산 파일럿 반송파를 추정할 수 있다. 그 결과 동일한 OFDM 심벌 내에서 12개가 아닌 3개의 반송파 간격으로 채널값을

알 수 있어 주파수축 보간을 수행하여 모든 반송파 위치의 채널값을 추정할 수 있다. 한편 시간축 보간한 파일럿 반송파를 IDFT하면 $Tu/3$ 시간 간격으로 3번 반복되는 다중경로 충격 응답을 얻을 수 있는데 $0 \leq n \leq Tu/3$ 인 범위에서 유효한 값만을 마스크한 후 이를 다시 DFT하여 주파수 영역 신호로 변경하면 채널 추정 잡음을 효과적으로 제거하여 채널 추정 성능을 더욱 향상시킬 수 있다¹⁴⁾. 그러나 수신기가 고속으로 이동하는 경우에는 채널이 빠르게 변하므로 채널 추정 속도를 향상시키기 위해 시간축 보간을 하지 않고 12개마다 반복하는 파일럿 반송파만으로 IDFT하면 3번이 아닌 12번 반복되는 다중경로 충격 응답을 얻는다. 따라서 채널을 추정할 수 있는 시간 구간이 $Tu/12$ 로 짧아지기 때문에 다중 경로 충격 응답 시간이 긴 SFN 채널에는 적용이 어렵다. 이를 개선한 것이 그림 3과 같이 마스크 생성기에만 시간축 보간을 적용하고 마스크를 적용하는 마스크기에는 시간축 보간을 적용하지 않는 채널 추정기 구조이다⁹⁾. 이 경우 시간축 보간을 하지 않아 고속 채널 추정을 하면서 동시에 시간축 보간을 하는 종전의 채널 추정 구간을 유지할 수 있고 시간축 보간을 하지 않아 생기는 엘리어스도 막을 수 있다.

이를 좀더 상세히 설명하면 시간축 보간을 한 파일럿 반송파는 3개의 반송파 간격으로 0이 아닌 값을 가지므로 이를 IDFT하면 다중경로 충격 응답 \bar{h}_m 은 그림 4(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 4(b)와 같이 일정 영역에서 크기가 1이고 나머지 영역에선 크기가 0인 마스크 m_m 를 생성한다. 한편 고속 채널 추정을 위해 시간

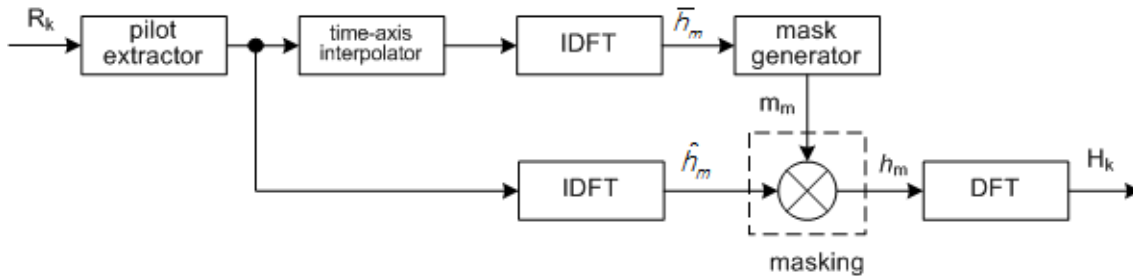


그림 3. 적용한 채널 추정기 구조⁹⁾
 Fig. 3. Applied channel estimator structure

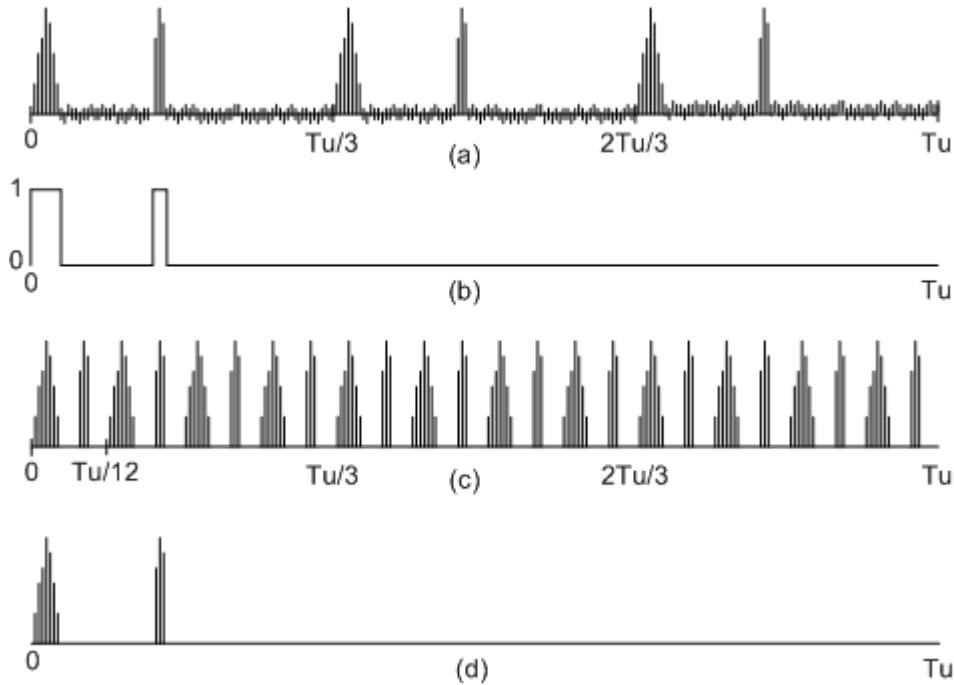


그림 4. 적용한 채널 추정 과정⁹⁾: (a) \bar{h}_m , (b) m_m , (c) \hat{h}_m , (d) $h_m = \hat{h}_m \times m_m$
 Fig. 4. Applied channel estimation process: (a) \bar{h}_m , (b) m_m , (c) \hat{h}_m , (d) $h_m = \hat{h}_m \times m_m$

측 보간을 하지 않은 파일럿 반송파를 바로 IDFT할 경우 얻어지는 다중경로 충격 응답 \hat{h}_m 은 그림 4(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 4(b)의 마스크를 그림 4(c)의 앨리어스가 있는 다중경로 충격 응답 신호와 곱하는 마스크를 수행하면 그림 4(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.

4. 모의실험 결과

2절에서 요약한 간섭 제거 기법과 3절에서 요약한 채널 추정 기법을 일분향 지상파 디지털 방송 시스템인 ISDB-T 풀세그 수신기에 그대로 적용하여 모의실험을 통해 이동 수신 성능을 평가하였다. 모의실험 시간은 100 프레임(1 프레임은 204개의 OFDM 심벌로 구성)으로 하였다. 수신기가 고속 이동 시 다중 경로 채널 각각의 경로는 도플러 주파

수에 따른 독립적인 레일라이 페이딩을 겪으므로 각 경로의 레일라이 페이딩은 JTC 페이딩 모델을 이용하였다¹⁵⁾. ISDB-T 풀세그 전송방식에서 전송 데이터는 RS 부호화하는 188바이트의 패킷으로 구성되어 있으므로 이동 수신 성능은 도플러 주파수에 따른 패킷 오류 확률(PER: Packet Error Rate)이 2×10^{-2} 보다 작아지는 데 필요한 신호대잡음비(SNR)로 비교하였다. 모의실험 1은 표 1과 같이 6개의 경로로 구성되고 다중경로 채널의 충격 응답 분포가 5usec 이하인 COST207 TU6¹⁶⁾ 채널에서 MRC 방식의 다이버시티 안테나 개수가 1개, 2개, 4개일 때의 성능을 비교한 것이다. 그림 5의 실험 결과와 같이 안테나 개수가 2개인 경우 도플러 주파수 120Hz까지 AWGN 채널에서 안테나가 1개 일 때와 유사한 SNR 성능(17dB)을 얻었고 4개인 경우는 도플러 주파수 230Hz까지 AWGN 채널보다 우수한 SNR 성능을 얻었다. 동일한 TU6 채널에서 간섭 제거 기술 없이 안테나 다이버시티 기술만 적용한 기존의 결과^{17,18)}와 비교하면 동일한 안테나 개수에서 SNR 성능과 도플러 주파수 성능이 더 우수한 것을 확인할 수 있다. 모의실험 2는

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

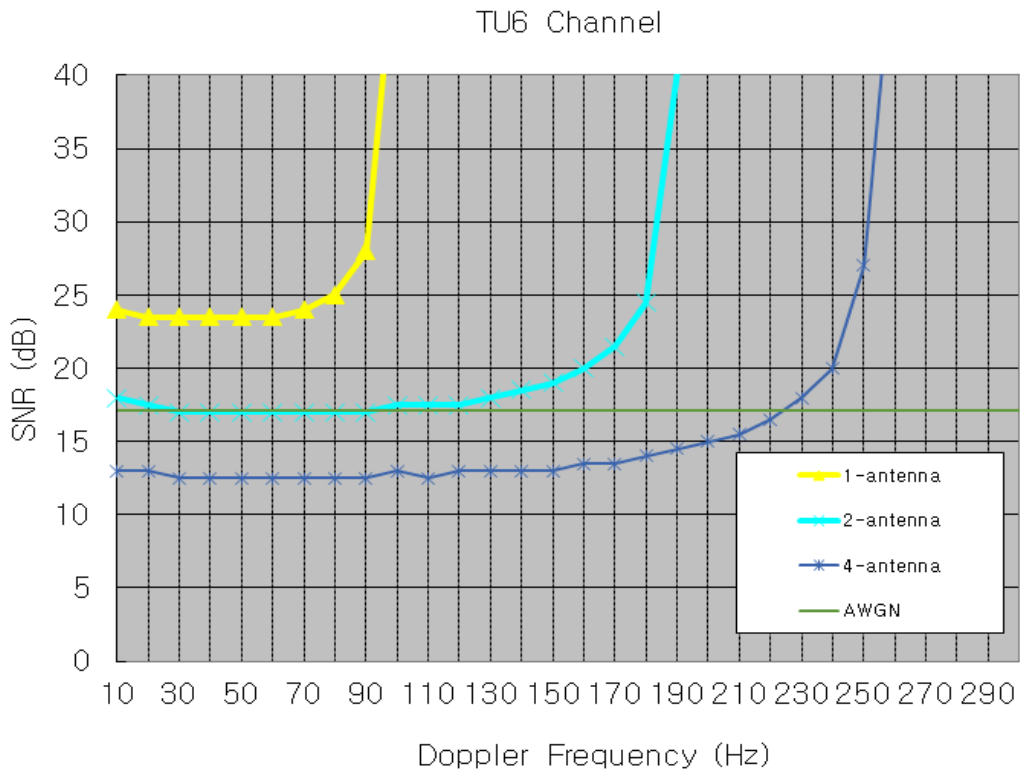


그림 5. 모의실험 1 결과
 Fig. 5. Simulation 1 result

표 1과 같이 12개의 경로로 구성되고 다중경로 채널의 최대 충격 응답 분포가 184.2usec인 EICTA MBRAI 2.0^[9] SFN 채널의 하나인 weak long echo 채널에서 MRC 방식의 다이버시티 안테나 개수가 1개, 2개, 4개일 때의 성능을 비교

한 것이다. 그림 6의 실험 결과와 같이 안테나 개수가 2개인 경우 도플러 주파수 90Hz까지 AWGN 채널과 유사한 SNR 성능을 얻었고 4개인 경우는 도플러 주파수 160Hz까지 AWGN 채널보다 우수한 SNR 성능을 얻었다. 일본에서

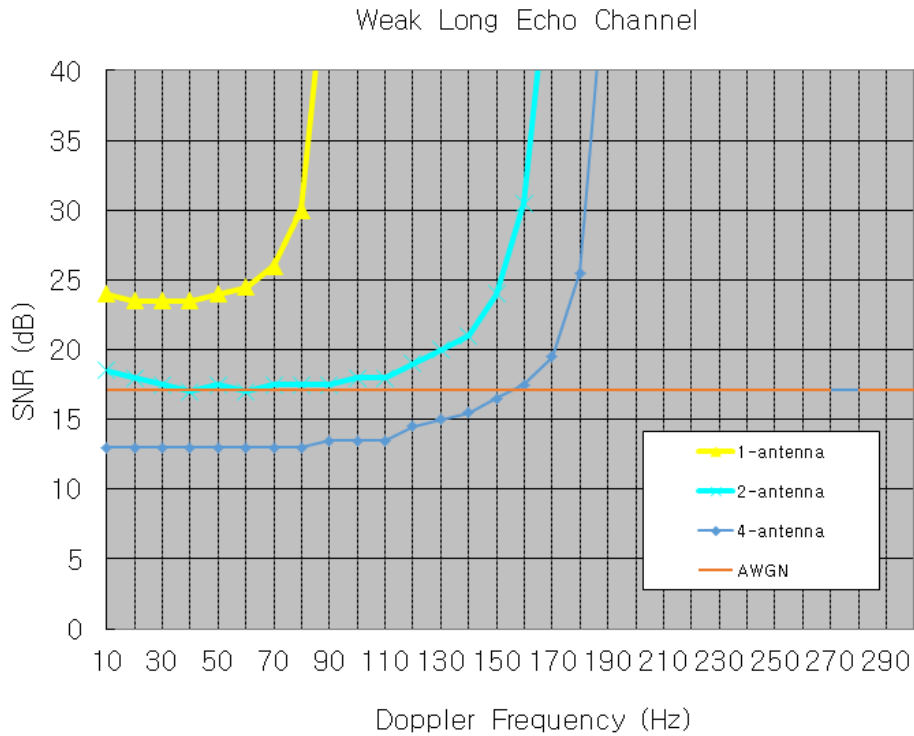


그림 6. 모의실험 2 결과
Fig. 6. Simulation 2 result

지상과 디지털 방송은 473~767MHz의 UHF 대역에서 방송되고, 도플러 주파수 90Hz를 UHF 대역에서 수신기 이동 속도로 환산하면 약 127~206km/h이므로 모의실험 1, 2를 통해 ISDB-T 풀세그 수신기는 고속 이동 수신 시에도 안테나 개수가 2개 이상이면 정지한 상태의 AWGN 채널에서 안테나가 1개일 때와 유사한 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.

III. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 수신기가 고속 이동 시 도플러 현상에 의해 발생하는 서브 캐리어 간의 간섭을 제거하는 기술과 다중 경로 지연이 큰 SFN 채널에서도 채널 추정 가능한 기술을 ISDB-T 풀세그 수신기에 적용하여 MRC 방식의 다이버시티 안테나 개수에 따른 이동 수신 성능을 평가하였다. TU6 채널과 weak long echo SFN 채널

에서 모의실험을 통해 고속 이동 수신 시에도 안테나 개수가 2개 이상이면 정지한 상태의 AWGN 채널에서 안테나가 1개일 때와 유사한 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다. 향후 OFDM 전송기술 기반의 ATSC 3.0 수신기에도 동일한 기술을 적용하여 고속 이동 수신 성능을 평가할 계획이다.

참고 문헌 (References)

- [1] ETSI, *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*, ETSI EN 300 744 V1.5.1.
- [2] ETSI, *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)*, ETSI EN 302 755 V1.4.1.
- [3] ARIB, *Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcast*, ARIB STD-B31.
- [4] ATSC, *Physical Layer Protocol (A/322)*
- [5] A.A. Hutter, R. Hasholzner, and J.S. Hammerschmidt, "Channel estimation for mobile OFDM systems," *Proc. IEEE VTC'99-Fall*, Sept.

- 1999.
- [6] 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.
- [7] ETSI Standard: TS 101 191 V1.4.1, Digital Video Broadcasting (DVB); DVB mega-frame for Single Frequency Network (SFN) synchronization.
- [8] Y. M. Gu, "Inter-carrier Interference Reduction Method Using Mask in a Fast Moving OFDM receiver," *Journal of Broadcast Engineering* Vol. 18, No. 3, May 2013.
- [9] Y. M. Gu, "A Channel Estimation Scheme for OFDM receiver in a Fast Mobile SFN Channel," *Journal of Broadcast Engineering* Vol. 21, No. 4, July 2016.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] Y. Mostofi and D. Cox, "ICI mitigation for mobile OFDM receivers," *Proc. IEEE 38th ICC*, Anchorage, Alaska, May 2003.
- [13] V. Fischer, A. Kurpiers, and D. Karsunke, "ICI reduction method for OFDM systems," *8th International OFDM-Workshop 2003* (InOWo'03), Hamburg, Conference Proceedings.
- [14] 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.
- [15] 3GPP2: C.R1002-0 v1.0, CDMA2000 evaluation methodology
- [16] 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.
- [17] K. Sakuma and K. Kanno, "Digital TV Tuner for Automotive applications TU-DTV100," *Matsushita Technical Journal* Vol. 52, No. 2, pp. 39-44, Apr. 2006
- [18] Y. Narikiyo, M. Okano and M. Takada, "Performance of ISDB-T HDTV Mobile Reception Using 8-branch Space Diversity with Iterative Decoding," *The Journal of The Institute of Image Information and Television Engineers*, Vol. 66, No. 7, J260~J266, June 2012
- [19] EICTA MBRAI 2.0 "Mobile and portable DVB-T/H radio access - Part 2 interface conformance testing," pp. 43-46.

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