



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

ATSC 3.0 시스템을 위한 부트스트랩 신호의 반복 검출 알고리즘

An Iterative Detection Algorithm of Bootstrap Signals for
ATSC 3.0 System



2018년 8월

한국해양대학교 대학원

전자통신공학과

김형석

본 논문을 김형석의 공학석사 학위논문으로 인준함.



위원장 박 동 국 (인)

위원 김 정 창 (인)

위원 손 경 락 (인)

2018년 07월 02일

한국해양대학교 대학원

목 차

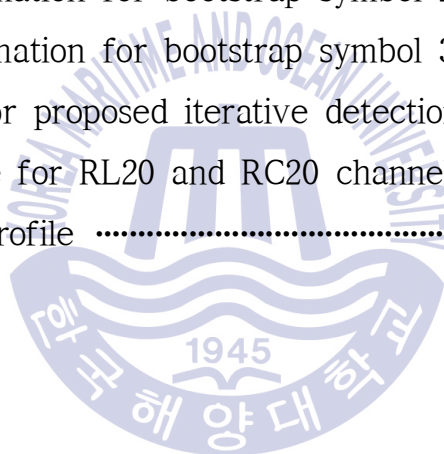
List of Tables	iv
List of Figures	v
Abbreviation	viii
Abstract	x
1. 서 론	1
2. ATSC 3.0 및 부트스트랩 신호의 구조	
2.1 ATSC 3.0 개요	3
2.2 부트스트랩 신호의 구조	
2.2.1 부트스트랩 신호 생성	5
2.2.2 부트스트랩 신호의 순환 이동	11
2.2.3 부트스트랩 신호의 시간 영역 구조	14
2.2.4 부트스트랩 신호의 시그널링 구조	15
3. 부트스트랩 검출기	
3.1 부트스트랩 수신기	19
3.2 부트스트랩 신호 검출을 위한 최대우도 결정 규칙	20
4. 부트스트랩 검출을 위한 제안하는 반복 검출 알고리즘	
4.1 채널 추정	24
4.2 순방향 검출	24
4.3 역방향 검출을 위한 최대우도 결정 규칙	27
4.4 반복 검출	29
5. 복잡도 분석	33

6. 전산 실험 결과	35
7. 결론	52
참고문헌	53
감사의 글	57



List of Tables

Table 1 Initial register state of the PN sequence generator for bootstrap minor versions	8
Table 2 Fixed OFDM parameters for bootstrap signal	11
Table 3 Signaling information for bootstrap symbol 1	16
Table 4 System bandwidth for the value of ‘system_bandwidth’	17
Table 5 Signaling information for bootstrap symbol 2	17
Table 6 Signaling information for bootstrap symbol 3	18
Table 7 Pseudo-code for proposed iterative detection algorithm	32
Table 8 Channel profile for RL20 and RC20 channels	37
Table 9 TU6 channel profile	47



List of Figures

Fig. 1 ATSC 3.0 frame structure	3
Fig. 2 Block diagram of transmitter architecture for ATSC 3.0 system	4
Fig. 3 Sequence generator for bootstrap signal in the frequency domain	6
Fig. 4 PN sequence generator	7
Fig. 5 Snapshot of auto-correlation response in the time domain, (a) ZC sequence, (b) ZC x PN sequences	9
Fig. 6 Snapshot of auto-correlation response in the frequency domain, (a) ZC sequence, (b) ZC x PN sequences	9
Fig. 7 Example of bootstrap sequence with absolute cyclic shift in the time domain	13
Fig. 8 Structures of bootstrap signal in the time domain, (a) CAB structure, (b) BCA structure	14
Fig. 9 Block diagram of receiver architecture of bootstrap signal for ATSC 3.0 system	19
Fig. 10 Computational complexity of the proposed detection scheme in terms of the number of multiplications	34
Fig. 11 Snapshot of frequency responses for considered channel models, (a) AWGN, (b) RL20, (c) RC20	36
Fig. 12 Snapshot of IFFT output for the conventional scheme under AWGN channel, (a) SNR=-14 dB, (b) SNR=-17 dB	37
Fig. 13 Snapshot of IFFT output for the proposed detection scheme with 2 iteration under AWGN channel, (a) SNR=-14 dB, (b) SNR=-17 dB ..	38

Fig. 14	Snapshot of frequency response for estimated equivalent channel using the conventional scheme under RL20 channel, (a) SNR=-13 dB, (b) SNR=-16 dB	39
Fig. 15	Snapshot of frequency response for estimated equivalent channel using the proposed detection scheme with 2 iteration under RL20 channel, (a) SNR=-13 dB, (b) SNR=-16 dB	39
Fig. 16	SER performance of the conventional and proposed detection schemes under AWGN channel	41
Fig. 17	SER performance of the conventional and proposed detection schemes under RL20 channel	41
Fig. 18	SER performance of the conventional and proposed detection schemes under RC20 channel	42
Fig. 19	FER performance of the conventional and proposed detection schemes under AWGN channel	43
Fig. 20	FER performance of the conventional and proposed detection schemes under RL20 channel	43
Fig. 21	FER performance of the conventional and proposed detection schemes under RC20 channel	44
Fig. 22	Snapshot of time responses for TU6 channel according to various Doppler frequency, (a) 0 Hz, (b) 38.3 Hz, (c) 76.6 Hz, (d) 114.9 Hz	45
Fig. 23	Snapshot of frequency responses for TU6 channel according to various Doppler frequency, (a) 0 Hz, (b) 38.3 Hz, (c) 76.6 Hz, (d) 114.9 Hz	46
Fig. 24	Snapshot of frequency response for estimated equivalent channel using the conventional scheme under TU6 channel, (a) SNR=-8 dB, (b) SNR=-14 dB	47

Fig. 25 Snapshot of frequency response for estimated equivalent channel using the proposed detection scheme with 2 iteration under TU6 channel, (a) SNR=-8 dB, (b) SNR=-14 dB 48

Fig. 26 SER performance of the conventional and proposed detection schemes under TU6 channel with 76.6 Hz Doppler frequency 49

Fig. 27 FER performance of the conventional and proposed detection schemes under TU6 channel with 76.6 Hz Doppler frequency 50

Fig. 28 Required SNR of the conventional and proposed detection schemes with 2 iteration under TU6 channel according to various Doppler frequency 51



Abbreviation

ALP	ATSC 3.0 link layer protocol
ATSC	Advanced Television Systems Committee
AWGN	additive white Gaussian noise
BICM	Bit Interleaved and Coded Modulation
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
CAZAC	constant amplitude zero auto-correlation
CB	channel bonding
CRC	cyclic redundancy check
CTI	convolutional time interleaver
FDM	frequency division multiplexing
FEC	forward error correction
FER	frame error rate
FFT	fast Fourier transform
HTI	hybrid time interleaver
IFFT	inverse fast Fourier transform
LDM	layered division multiplexing
LDPC	low density parity check
LFSR	linear feedback shift register
LS	least square
MIMO	multiple-input multiple-output

MISO	multiple-input single-output
ML	maximum-likelihood
OFDM	orthogonal frequency division multiplexing
PLP	physical layer pipe
PN	pseudo-noise
RF	radio frequency
SER	symbol error rate
SNR	signal-to-noise ratio
TDM	time division multiplexing
UHDTV	ultra high definition television
ZC	Zadoff-Chu



An Iterative Detection Algorithm of Bootstrap Signals for ATSC 3.0 System

Kim, Hyeong Seok

Department of Electronics and Communications Engineering
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University



Abstract

In this thesis, an iterative detection algorithm of bootstrap signals for ATSC 3.0 system is proposed. A maximum-likelihood decision rule to detect the signaling information included in the bootstrap signals is derived and the iterative detection algorithm to improve the detection performance is described. The proposed detection algorithm iteratively averages the channel estimates for the two consecutive symbols. Furthermore, this thesis analyzes the computational complexity of the proposed detection algorithm. The simulation results show that the proposed detection algorithm can obtain the signal-to-noise ratio gain of approximately 2.0 dB at frame error rate of 10^{-3} compared to the conventional detection scheme. Also, this thesis presents the sufficient number of iterations to provide a good performance-complexity trade-off.

KEY WORDS: ATSC 3.0; bootstrap; channel estimation; iterative detection; maximum-likelihood decision rule.

ATSC 3.0 시스템을 위한 부트스트랩 신호의 반복 검출 알고리즘

김형석

한국해양대학교 전자통신공학과

요약

본 학위논문에서는 ATSC 3.0 시스템을 위한 부트스트랩 신호의 반복 검출 알고리즘을 제안한다. 부트스트랩 신호에 포함된 시그널링 정보를 검출하기 위한 최대우도 결정 규칙을 유도하였고, 검출 성능을 향상시키기 위한 반복 검출 알고리즘을 제안한다. 제안하는 검출 알고리즘은 연속하는 이전 두 개의 부트스트랩 심볼에 대한 채널 추정 값을 반복적으로 평균한다. 또한, 본 학위논문에서는 제안하는 검출 알고리즘의 수신기 복잡도를 분석하였다. 전산 실험 결과는 기존 방법과 비교했을 때 프레임 오류율이 10^{-3} 인 경우 약 2 dB의 신호 대 잡음비 이득을 얻을 수 있음을 보여준다. 또한, 검출 성능과 복잡도를 고려한 최적의 반복 횟수를 제시하였다.

KEY WORDS: ATSC 3.0; bootstrap; channel estimation; iterative detection; maximum-likelihood decision rule.

제 1 장 서 론

최근, ATSC (Advanced Television Systems Committee)에서는 고품질 음성 및 영상 서비스를 제공하기 위해서 차세대 지상파 방송 표준으로서 ATSC 3.0을 개발하였다 [1]. 2016년 3월에는 물리계층 (physical layer) 과형의 초기 진입점 (entry point)과 ATSC 3.0 시스템의 시그널링 정보 (signaling information)를 제공하는 “System Discovery and Signaling” (A/321)이 승인되었다 [2]. 또한, ATSC 3.0의 물리계층 시스템은 2016년 9월에 승인된 A/322: “Physical Layer Protocol” 에서 제공하고 있다 [3]. ATSC 3.0 규격은 국내 지상파 UHD TV (ultra high definition television) 방송 송수신 정합 규격으로 채택되었으며, 국내에서 서비스 되고 있는 UHD TV 방송의 물리계층 시스템은 ATSC 3.0의 물리계층 시스템을 기반으로 한다 [4]. ATSC 3.0의 물리계층 시스템은 입력 포맷팅 (input formatting), 비트 인터리빙 부호 변조 (bit-interleaved and coded modulation: BICM), 프레임 및 인터리빙 (framing and interleaving), 과형 생성 (waveform generation) 등을 포함한다.

ATSC 3.0 신호는 부트스트랩 (bootstrap), 프리앰블 (preamble), 하나 또는 여러 개의 부프레임 (subframe) 순서로 구성된다. 부트스트랩은 ATSC 3.0 프레임의 가장 앞에 위치하여 물리계층의 초기 진입점을 제공하기 때문에 ATSC 3.0 신호를 성공적으로 복조하기 위해서는 부트스트랩이 포함하고 있는 시그널링 정보를 정확하게 얻어야 한다. 부트스트랩에 포함된 시그널링 정보로부터 프리앰블을 복조하고, 복조된 프리앰블에 포함된 시그널링 정보로부터 부프레임을 복조해서 방송 서비스를 수신할 수 있다 [5]. ATSC 3.0 시스템에서 부트스트랩은 고정된 파라미터를 사용하며 총 4개의 심볼로 이루어져 있다. 첫 번째 부트스트랩 심볼을 제외한 나머지 심볼은 포함된 시그널링 정보에 따라 시간 영역에서 순환 이동되어 있다. 첫 번째 부트스트랩 심볼은 시그널링 정보를 포함하지 않으므로 순환 이동이 되지 않고, 주파수 오프셋 추정 (frequency offset estimation) 및 채널 추정에 사용된다 [6]. 각각의 부트스트랩 심볼은 주파수 영역에서 서로 다른 고정된 수열을 사용하므로 이를 이용하여 해당 심볼에 대한

채널 추정을 할 수 있다 [7]. 그리고 각 심볼에 대해 추정된 채널은 다음 심볼의 검출에 사용될 수 있다 [7]. 그러므로 추정한 채널 이득의 신뢰도는 부트스트랩 심볼의 검출 성능에 영향을 미친다.

본 학위논문에서는 부트스트랩에 포함된 시그널링 정보를 검출하기 위한 최대우도 (maximum-likelihood: ML) 결정 규칙 (decision rule)을 유도하였다. 유도된 최대우도 결정 규칙은 IFFT (inverse fast Fourier transform) 동작으로 수행될 수 있다. 또한, 검출 성능을 향상시키기 위한 반복 검출 알고리즘을 제안하였다. 제안하는 검출 알고리즘은 연속하는 두 개의 부트스트랩 심볼에 대한 추정된 채널을 반복적으로 평균을 취함으로써 채널 추정의 신뢰도를 향상시킨다. 그러나 첫 번째 부트스트랩 심볼을 제외한 나머지 심볼은 각 심볼에 포함된 시그널링 정보에 따라서 시간 영역에서 순환 이동이 되기 때문에 수신된 각 심볼의 추정된 채널은 주파수 영역에서 위상이 왜곡된 형태로 나타난다. 이러한 위상 왜곡 (phase distortion)으로 인해서 두 개의 연속하는 심볼의 추정된 채널은 바로 평균을 취할 수가 없다. 제안하는 검출 알고리즘은 이전에 검출된 심볼을 이용하여 두 개의 연속하는 심볼의 추정된 채널 사이의 위상 왜곡을 보상한다. 전산 실험 결과는 [7]에서 제시된 기존의 검출 알고리즘과 비교하였을 때 프레임 오류율 (frame error rate: FER)이 10^{-3} 에서 신호 대 잡음비 (signal-to-noise ratio: SNR) 이득을 2.0 dB 만큼 얻을 수 있다는 것을 보여준다. 추가적으로, 본 학위논문에서는 제안하는 검출 알고리즘의 계산 복잡도 (computational complexity)를 분석하였고, 성능-복잡도 관계 (performance-complexity trade-off)로부터 최적의 반복 횟수를 제시하였다.

본 학위논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 ATSC 3.0 물리계층 시스템에 대한 개요와 부트스트랩 신호의 구조를 설명한다. 3장에서는 전체적인 부트스트랩 수신기를 제안하고 부트스트랩 심볼 검출을 위한 최대우도 결정 규칙을 유도한다. 제안하는 검출 알고리즘을 4장에 제시하였고, 5장에서는 기존 방법과 제안하는 알고리즘의 복잡도를 분석하여 제시하였다. 6장에서 전산 실험 결과와 성능-복잡도 관계를 제시하였고, 7장에서 결론을 맺는다.

제 2 장 ATSC 3.0 및 부트스트랩 신호의 구조

2.1 ATSC 3.0 개요

Fig. 1은 ATSC 3.0의 프레임 구조를 나타낸다. ATSC 3.0 프레임은 부트스트랩, 프리앰블, 하나 이상의 부프레임으로 구성된다. 부트스트랩은 매 프레임에서 가장 먼저 전송되고, 그 뒤로 프리앰블과 부프레임이 위치한다. 부트스트랩은 여러 개의 부트스트랩 심볼로 구성되며, 프리앰블은 하나 이상의 심볼로 구성될 수 있다. 부프레임은 하나 이상의 PLP (physical layer pipe)를 포함하고 있으며, 각각의 PLP는 서로 다른 변조 및 부호 파라미터를 가질 수 있기 때문에 서로 다른 데이터 전송률 (data rate)과 디코딩 성능 (decoding performance)을 제공할 수 있다.

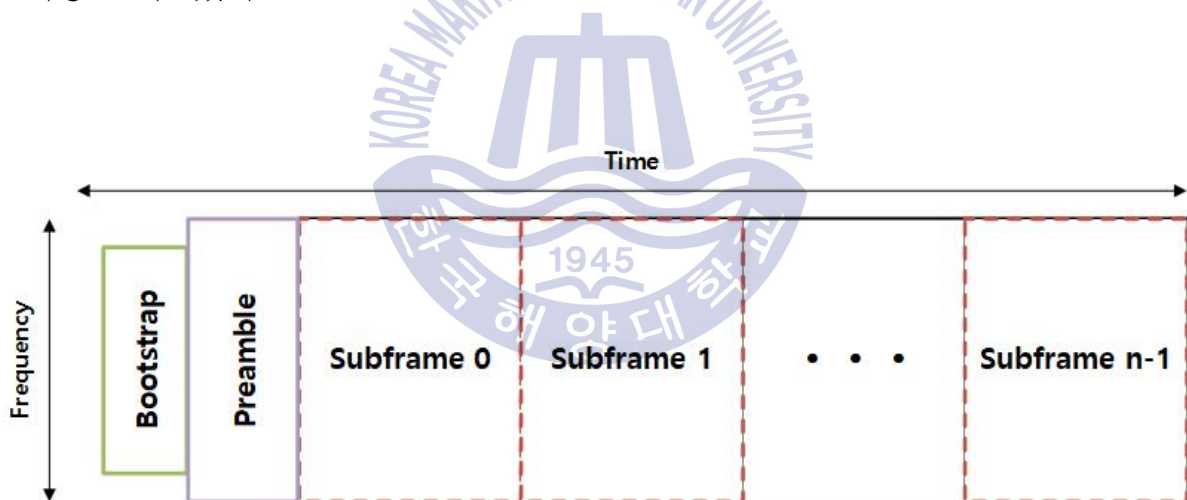


Fig. 1 ATSC 3.0 frame structure

Fig. 2는 ATSC 3.0의 물리계층 시스템을 위한 송신기 구조를 블록 다이어그램으로 나타낸 것이다. ATSC 3.0의 물리계층 시스템은 기본적으로 입력 포매팅, BICM 인코딩 (encoding), 프레임링 및 인터리빙, 파형 생성으로 구성되며 Fig. 2에서 실선으로 표시된 부분과 같다.

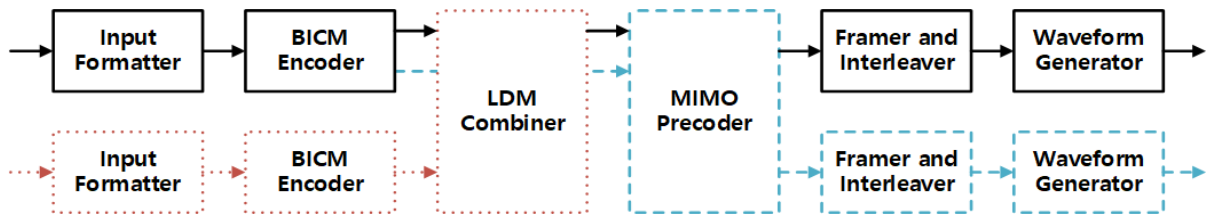


Fig. 2 Block diagram of transmitter architecture for ATSC 3.0 system

ATSC 3.0 물리계층 시스템은 가장 먼저 입력 포매팅이 수행된다. 입력 포매팅은 입력된 데이터로부터 캡슐화 및 압축 과정을 통해 ALP (ATSC link-layer protocol) 패킷을 생성하고, 이를 기저대역 (baseband) 패킷으로 재구성하는 역할을 한다 [8]. BICM 인코딩은 외부 부호 (outer code)와 내부 부호 (inner code)를 추가하는 순방향 오류 정정 (forward error correction: FEC)와 비트 인터리빙 (bit interleaving), 맵핑 (mapping)으로 구성된다. FEC에서 외부 부호는 사용하지 않거나 BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) 또는 CRC (cyclic redundancy check)의 3 가지 옵션이 있고, 내부 부호는 채널 코딩 (channel coding)으로서 LDPC (low density parity check)를 사용한다. 비트 인터리빙에서 비트 간에 인터리빙이 수행되고, 인터리빙 된 데이터는 사용되는 부호율 (code rate)과 변조 차수 (modulation order)에 따라 정의된 성상 (constellation)에 맵핑된다 [9]-[11]. ATSC 3.0에서는 BICM 인코딩을 수행함으로써 ATSC 1.0에 비해 채널 용량 (channel capacity)과 디코딩 성능을 향상시킬 수 있다 [12]. 프레임링 및 인터리빙은 먼저 시간 축으로 인터리빙을 수행한 후, 데이터 셀 (data cell)에 하나 또는 여러 개의 PLP를 할당하여 프레임 심볼을 출력하고 주파수 축으로 인터리빙을 수행한다 [13][14]. 시간 축에서의 인터리빙 방법은 인터리빙하지 않는 None과 CTI (convolutional time interleaver), HTI (hybrid time interleaver)가 있다. 그리고 ATSC 3.0에서는 시분할 다중화 (time division multiplexing: TDM)와 주파수 분할 다중화 (frequency division multiplexing: FDM)뿐만 아니라 계층 분할 다중화 (layered division multiplexing: LDM)를 지원하여 여러 개의 PLP를 하나의 RF (radio frequency) 채널에서 전송할 수 있다 [15]-[20]. Fig. 2에서 빨간색 점선으로 표시된 블록들은 LDM을 사용할 때 추가

로 동작하는 구성 요소를 나타낸다. LDM은 코어 계층 (core layer)과 향상 계층 (enhanced layer)으로 나뉜 여러 개의 PLP를 LDM 결합기 (combiner)를 통해 하나의 RF로 전송하는 다중화 방법을 의미한다. TDM 및 FDM과 다르게 비직교 다중화 (non-orthogonal multiplexing) 방식이며, 코어 계층과 향상 계층의 PLP는 별도의 입력 포맷터와 BICM 인코더를 거쳐서 LDM 결합기에서 하나로 합쳐진다. 파형 생성은 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 파형을 생성하는 부분으로서 파일럿 삽입 (pilot insertion), IFFT, 보호 구간 삽입 (guard interval insertion), 부트스트랩 신호 추가 등이 수행된다 [21]. 또한, ATSC 3.0에서는 공간 다중화 (spatial multiplexing) 및 공간 다이버시티 (spatial diversity) 이득을 위해 채널 본딩 (channel bonding: CB), MISO (multiple-input single-output), MIMO (multiple-input multiple-output) 기술을 추가적으로 지원하고 있다 [22]-[24]. Fig. 2에서 파란색 파선으로 표시된 블록들은 MIMO를 사용할 때 추가로 동작하는 구성 요소를 나타낸다. MIMO가 사용되면 BICM 인코더 내의 MIMO 디멀티플렉서 (demultiplexer)와 MIMO 프리코더 (precoder)가 추가로 정의된다. BICM 인코더 내에서 비트 인터리빙 된 데이터들은 MIMO 디멀티플렉서를 통해 두 개의 데이터 열로 나뉘고, 각각 두 개의 RF 채널로 전송된다. 이 때, BICM 인코더에서 생성된 두 개의 데이터 열은 MIMO 프리코더를 거쳐서 각각 독립적으로 프레임링 및 인터리빙과 파형 생성이 수행된다.

2.2 부트스트랩 신호의 구조

2.2.1 부트스트랩 신호 생성

Fig. 3은 주파수 영역에서 부트스트랩 신호를 위한 수열 생성기를 나타낸다.

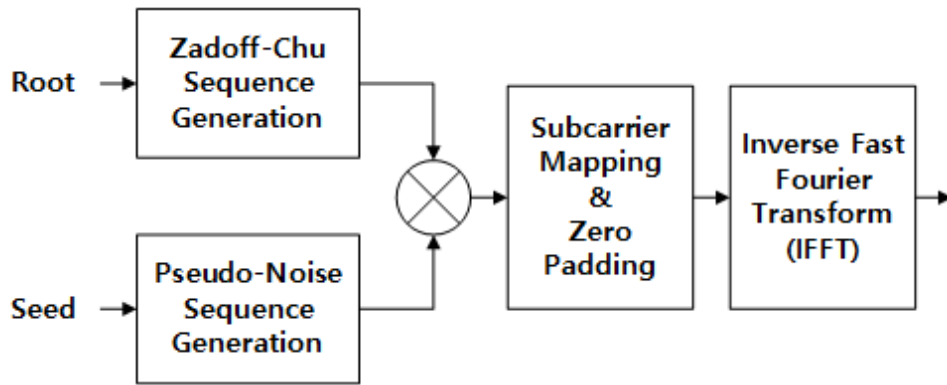


Fig. 3 Sequence generator for bootstrap signal in the frequency domain

각 부트스트랩 심볼의 수열은 주파수 영역에서 Zadoff-Chu (ZC) 수열에 의사잡음 (pseudo-noise: PN) 수열을 곱하여 생성된다. ZC 수열에 PN 수열을 곱함으로써 각 부반송파 (subcarrier)의 위상이 회전되고 ZC 수열의 CAZAC (constant amplitude zero auto-correlation) 성질이 유지된다. ZC 수열은 수식 (1)과 같이 정의된다.

$$z_q(k) = e^{-j\pi q \frac{k(k+1)}{N_{ZC}}} , \quad k = 0, 1, 2, \dots, N_{ZC} - 1 \quad (1)$$

여기서 N_{ZC} 와 q 는 각각 ZC 수열의 길이와 루트 (root)를 나타내며, $N_{ZC} = 1499$ 이고 $q \in \{1, 2, \dots, N_{ZC} - 1\}$ 이다. 여기서 ZC 수열의 루트는 송신 신호의 주 버전 (major version)으로부터 결정된다. ATSC 3.0에서 송신 신호의 주 버전은 0이고 ZC 수열의 루트는 $q = 137$ 이다.

PN 수열은 Fig. 4와 같이 길이가 16인 선형 피드백 시프트 레지스터 (linear feedback shift register: LFSR)로부터 얻을 수 있다.

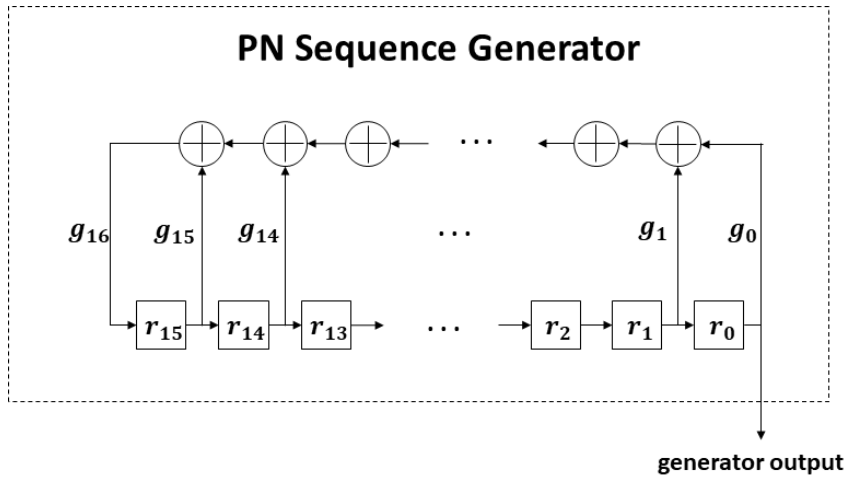


Fig. 4 PN sequence generator

PN 수열 생성기의 동작을 위한 생성 다항식과 출력 $p(x)$ 는 수식 (2)와 (3)과 같다.

$$g = \{g_{16}, g_{15}, \dots, g_0\} = \{1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1\} \quad (2)$$

$$p(x) = x^{16} + x^{15} + x^{14} + x + 1 \quad (3)$$

여기서 레지스터의 초기 상태를 위한 PN 수열의 시드 (seed)는 송신 신호의 부 버전 (minor version)으로부터 결정된다. 부 버전에 따른 PN 수열 생성기의 초기 레지스터 상태 값 $r_{init} = \{r_{l-1}, \dots, r_1, r_0\}$ 은 Table 1과 같다. ATSC 3.0에서 송신 신호의 부 버전은 0이고 레지스터의 초기 상태는 0x019D이다.

Table 1 Initial register state of the PN sequence generator for bootstrap minor versions

Initial register state $r_{init} = \{r_{l-1}, \dots, r_1, r_0\}$		
Bootstrap minor version	Binary	Hexadecimal
0	0000 0001 1001 1101	0x019D
1	0000 0000 1110 1101	0x00ED
2	0000 0001 1110 1000	0x01E8
3	0000 0000 1110 1000	0x00E8
4	0000 0000 1111 1011	0x00FB
5	0000 0000 0010 0001	0x0021
6	0000 0000 0101 0100	0x0054
7	0000 0000 1110 1100	0x00EC

Figs. 5-6은 루트가 137인 ZC 수열과 동일한 ZC 수열에 PN 수열을 곱한 수열의 자기상관 (auto-correlation) 성질을 각각 시간 영역과 주파수 영역에서 비교한 것이다. Fig. 5(a)와 Fig. 6(a)에서 ZC 수열의 자기상관 응답을 각각 시간 영역과 주파수 영역에서 보면 스푸리어스 응답 (spurious response)이 높게 나타나는 것을 볼 수 있다. 반면에, Fig. 5(b)와 Fig. 6(b)에서 ZC 수열에 PN 수열을 곱한 수열의 자기상관 응답을 각각 시간 영역과 주파수 영역에서 보면 스푸리어스 응답이 억제된 것을 볼 수 있다. 여기에서 알 수 있듯이 PN 수열은 자기상관 응답에서의 스푸리어스 응답을 억제하는 역할을 한다.

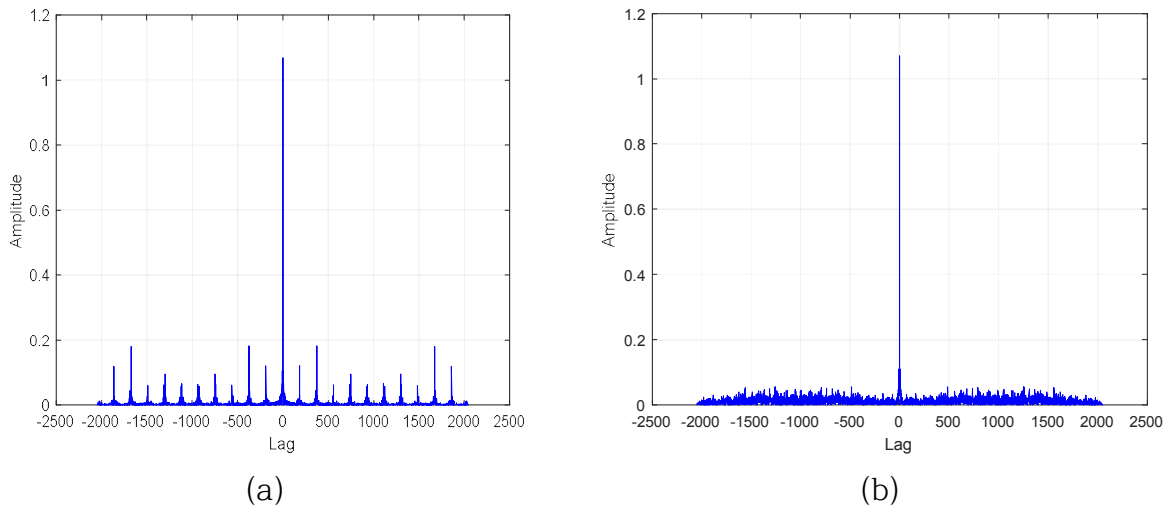


Fig. 5 Snapshot of auto-correlation response in the time domain, (a) ZC sequence, (b) PN sequence overlaid ZC sequence

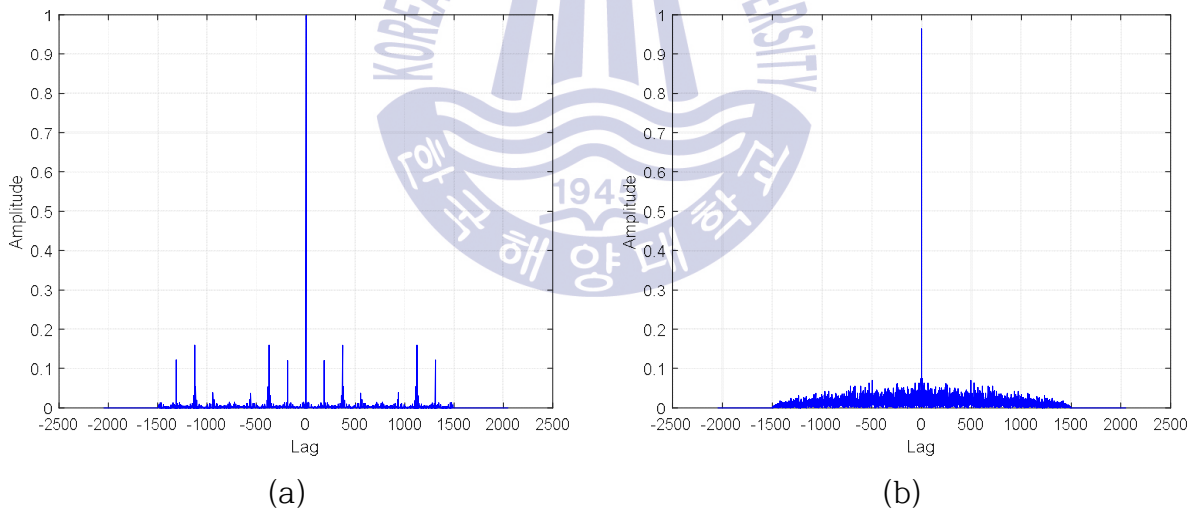


Fig. 6 Snapshot of auto-correlation response in the frequency domain, (a) ZC sequence, (b) PN sequence overlaid ZC sequence

ZC 수열과 PN 수열의 곱으로 생성된 수열은 DC 부반송파를 중심으로 왼쪽과 오른쪽에 각각 749개씩 맵핑된다. 여기서 DC 부반송파에 맵핑되는 ZC 수열의 값은 강제로 0을 입력한다. ATSC 3.0에서 사용되는 4개의 부트스트랩 심볼

은 모두 동일한 ZC 수열을 사용하는 반면에 PN 수열은 749개씩 나눈 서로 다른 수열을 각각의 부트스트랩 심볼에 차례로 사용한다. 749개의 PN 수열은 수식 (4)와 같이 ZC 수열에서 음의 부반송파에 맵핑되는 수열과 곱해지고, 동일한 PN 수열이 DC 부반송파를 중심으로 대칭되어 ZC 수열에서 양의 부반송파에 맵핑되는 수열과 곱해진다.

$$s_n(k) = \begin{cases} z_q(k + N_H) \times c((n+1)N_H + k), & -N_H \leq k \leq -1 \\ z_q(k + N_H) \times c((n+1)N_H - k), & 1 \leq k \leq N_H \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

여기서 $N_H = \frac{N_{ZC}-1}{2}$, $c(k) = 1 - 2p(k)$ 이고, $c(k)$ 는 -1 또는 1의 값을 갖는다.

그리고 $s_n(k)$ 는 n 번째 부트스트랩 심볼의 k 번째 부반송파에 맵핑되는 ZC 수열과 PN 수열을 곱한 수열을 나타낸다. 마지막 부트스트랩 심볼은 수신기에서 해당 심볼이 마지막 심볼임을 알 수 있도록 위상을 반전시킨다. 위상 반전은 수식 (5)와 같이 수행된다.

$$\tilde{s}_n(k) = \begin{cases} s_n(k), & 0 \leq n < N_S - 1 \\ -s_n(k), & n = N_S - 1 \end{cases} \quad (5)$$

여기서 N_S 는 부트스트랩 심볼 개수를 나타내며 ATSC 3.0에서는 $N_S = 4$ 이다. ATSC 3.0에서 부트스트랩 신호는 고정된 OFDM 파라미터를 사용하며, Table 2는 ATSC 3.0에서 정의된 부트스트랩 신호에 대한 OFDM 파라미터를 나타낸다.

Table 2 Fixed OFDM parameters for bootstrap signal

Parameter	Value
Sampling rate (f_s)	6.144 Msamples/sec
Occupied bandwidth	4.5 MHz
Subcarrier spacing (f_Δ)	3 kHz
OFDM sample duration (T_s)	1/(6.144 MHz) (= 0.16276 μ s)
FFT size (N_{FFT})	2048
OFDM symbol duration (T_{symbol})	500 μ s

주파수 영역에서 맵핑된 수열은 수식 (6)과 같이 2048 길이의 IFFT를 통해 시간 영역의 수열 $\tilde{A}_n(t)$ 로 변환된다.

$$\tilde{A}_n(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{ZC}-1}} \left(\sum_{k=-(N_{ZC}-1)/2}^{-1} \tilde{s}_n(k) e^{j2\pi k f_\Delta t} + \sum_{k=1}^{(N_{ZC}-1)/2} \tilde{s}_n(k) e^{j2\pi k f_\Delta t} \right) \quad (6)$$

여기서 f_Δ 는 부반송파 간격을 의미하며, ATSC 3.0에서 부반송파 간격은 3 kHz이다.

2.2.2 부트스트랩 신호의 순환 이동

부트스트랩은 4개의 심볼로 구성되며 첫 번째 부트스트랩 심볼을 제외한 나머지 부트스트랩 심볼에는 시그널링 정보가 포함된다. 그리고 송신되는 시그널링 정보에 따라서 각각 시간영역에서 순환 이동된다. IFFT를 지난 각각의 부트스트랩 심볼은 2048의 샘플 길이를 가지므로 2048 가지의 순환 이동이 가능하고, 최대 포함할 수 있는 시그널링 비트 개수는 $\log_2(2048) = 11$ 비트가 된다. 그리고 n 번째 부트스트랩 심볼에 사용된 시그널링 비트 개수를 N_b^n 이라 하면,

시그널링 정보의 이진 표현은 $b_0^n, b_1^n, \dots, b_{N_b^n-1}^n$ 으로 표현할 수 있다.

ATSC 3.0에서는 절대적 순환 이동 (absolute cyclic shift)과 상대적 순환 이동 (relative cyclic shift)의 두 가지 순환 이동을 정의하고 있다. 절대적 순환 이동은 부트스트랩 심볼 중 가장 앞에 있는 부트스트랩 심볼 0의 절대적 순환 이동을 기준으로 했을 때, 현재 부트스트랩 심볼의 순환 이동 값을 나타낸다. 상대적 순환 이동은 이전 부트스트랩 심볼의 절대적 순환 이동을 기준으로 했을 때, 현재 부트스트랩 심볼의 순환 이동 값을 나타낸다. 그리고 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동을 \tilde{M}_n 이라 하면, \tilde{M}_n 의 이진 표현 $m_{10}^n, m_9^n, \dots, m_0^n$ 은 시그널링 정보 비트 $b_0^n, b_1^n, \dots, b_{N_b^n-1}^n$ 을 그레이 코드 맵핑 (gray code mapping)하여 얻는다. 수식 (7)은 시그널링 정보 비트 $b_0^n, b_1^n, \dots, b_{N_b^n-1}^n$ 로부터 그레이 코드 맵핑을 통해 \tilde{M}_n 의 각 비트의 값을 구하는 과정을 나타낸다.

$$m_i^n = \begin{cases} \left(\sum_{k=0}^{10-i} b_k^n \right) \bmod 2, & i > 10 - N_b^n \\ 1, & i = 10 - N_b^n, 0 \leq n < N_S \\ 0, & i < 10 - N_b^n \end{cases} \quad (7)$$

그리고 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 절대적 순환 이동을 M_n 이라 하면, M_n 은 $(n-1)$ 번째 부트스트랩 심볼에 대한 절대적 순환 이동과 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동을 이용하여 수식 (8)과 같이 얻을 수 있다.

$$M_n = \begin{cases} 0, & n = 0 \\ (M_{n-1} + \tilde{M}_n) \bmod N_{FFT}, & 1 \leq n < N_S \end{cases} \quad (8)$$

여기서 N_{FFT} 는 FFT 길이를 의미한다. 부트스트랩 심볼 0은 시그널링 정보를 포함하지 않으므로 심볼 0에 대한 절대적 순환 이동 값 M_0 는 0이다. 최종적으로 송신되는 신호 $A_n(t)$ 는 수식 (9)와 같이 시간 영역의 수열 $\tilde{A}_n(t)$ 을 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 절대적 순환 이동 M_n 에 따라 순환 이동함으로써 생성된다.

$$A_n(t) = \tilde{A}_n((t + M_n) \bmod N_{FFT}) \quad (9)$$

Fig. 7은 시간 영역의 부트스트랩 수열을 각 심볼에 대한 절대적 순환 이동 값에 따라서 순환 이동한 예시를 나타낸다. 시간 영역에서 첫 번째 부트스트랩 심볼은 CAB 구조를 가지고 나머지 부트스트랩 심볼은 BCA 구조를 갖는다. 부트스트랩의 시간 영역 구조는 2.2.3절에서 자세히 설명하였다. 수식 (9)로부터 생성된 시간 영역의 수열은 Fig. 7에서 각 부트스트랩 심볼의 A 부분에 해당한다. 여기서 각 부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동 값을 $\tilde{M}_1 = 204$, $\tilde{M}_2 = 1948$, $\tilde{M}_3 = 788$ 라고 할 때, 각 부트스트랩 심볼에 대한 절대적 순환 이동 값은 수식 (8)로부터 $M_0 = 0$, $M_1 = 204 (= (0 + 204) \bmod 2048)$, $M_2 = 104 (= (204 + 1948) \bmod 2048)$, $M_3 = 892 (= (104 + 788) \bmod 2048)$ 와 같이 나타난다.

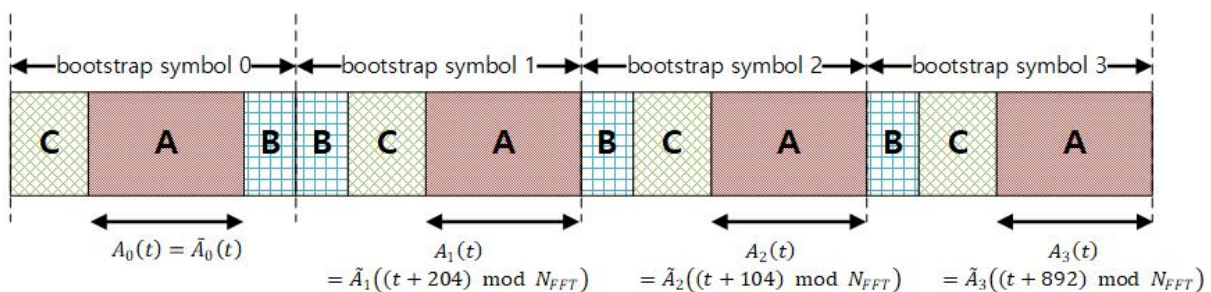


Fig. 7 Example of bootstrap sequence with absolute cyclic shift in the time domain

2.2.3 부트스트랩 신호의 시간 영역 구조

Fig. 8은 부트스트랩 신호의 두 가지 시간 영역 구조를 나타낸다.

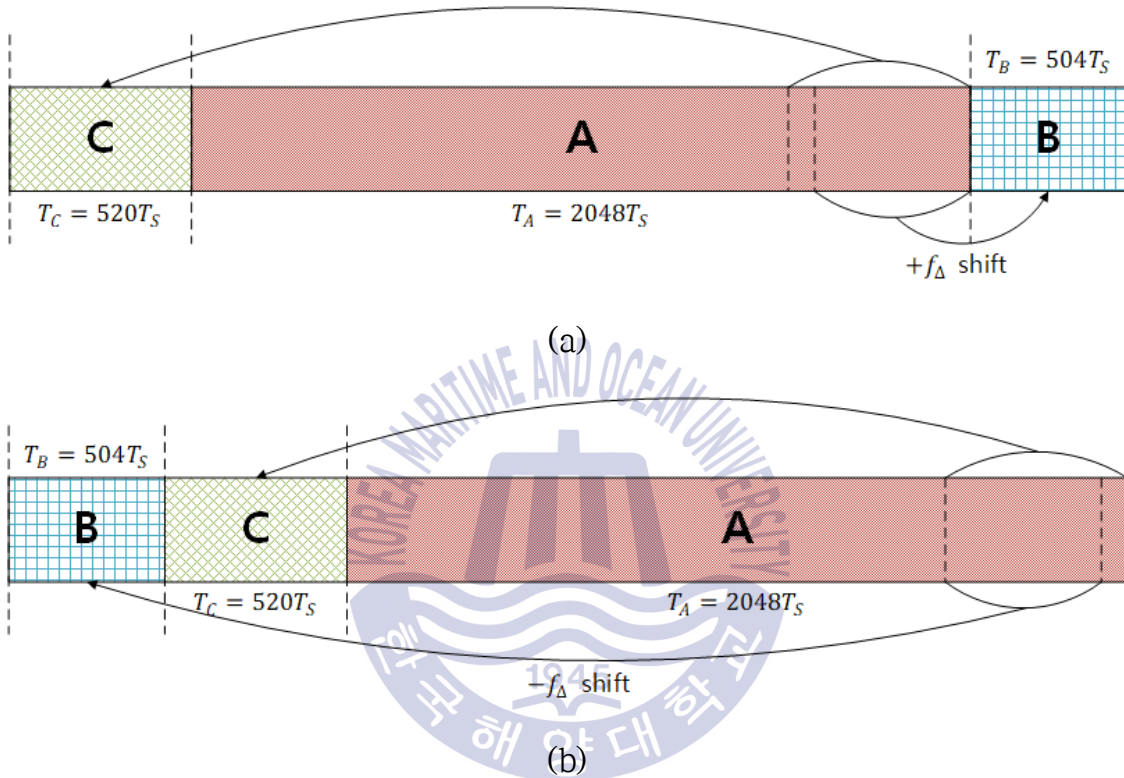


Fig. 8 Structures of bootstrap signal in the time domain, (a) CAB structure, (b) BCA structure

Fig. 8에서 A 부분은 2048의 길이를 가지며, 수식 (9)에서 생성된 최종 송신 신호 $A_n(t)$ 가 할당된다. B 부분과 C 부분은 각각 504와 520의 길이를 가지며 $A_n(t)$ 의 일부분을 복사한 값이 할당된다. 하나의 부트스트랩 심볼은 A, B, C 부분이 연결되어 3072의 길이를 가지며 이 때 각각의 부트스트랩 심볼은 모두 같은 심볼 길이를 가지며 길이는 $T_{symbol} = 500\mu s$ 이다. 첫 번째 부트스트랩 심볼은 Fig. 8(a)와 같이 CAB 구조를 가지며, 이 때 B 부분은 A 부분에 대하여

$+f_{\Delta}$ 만큼 주파수 천이되어 할당된다. CAB 구조의 시간 영역 구조를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$S_{CAB}^n = \begin{cases} A_n(t+1528T_S) & 0 \leq t < 520T_S \\ A_n(t-520T_S) & 520T_S \leq t < 2568T_S \\ A_n(t-1024T_S)e^{j2\pi f_{\Delta}t} & 2568T_S \leq t < 3072T_S \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (10)$$

여기서 T_S 는 하나의 OFDM 샘플의 시간 길이를 의미한다. 첫 번째 부트스트랩 심볼을 제외한 나머지 심볼은 Fig. 8(b)와 같이 BCA 구조를 갖는다. 이 때 B 부분은 A 부분에 대하여 $-f_{\Delta}$ 만큼 주파수 천이되어 할당된다. BCA 구조의 시간 영역 구조를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$S_{BCA}^n = \begin{cases} A_n(t+1528T_S)e^{-j2\pi f_{\Delta}(t-520T_S)} & 0 \leq t < 504T_S \\ A_n(t+1024T_S) & 504T_S \leq t < 1024T_S \\ A_n(t-1024T_S) & 1024T_S \leq t < 3072T_S \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (11)$$

2.2.4 부트스트랩 신호의 시그널링 구조

첫 번째 부트스트랩 심볼을 제외한 나머지 심볼에는 각각 시그널링 정보가 포함된다. 시그널링 정보는 ATSC 3.0 시스템 구성에 필요한 파라미터와 프리앰블 복조에 필요한 OFDM 파라미터를 포함한다. 송신 신호의 주 버전과 부 버전이 모두 0일 때, 부트스트랩 심볼 1은 8 비트의 시그널링 정보 비트를 사용하며 이진 표현으로 나타내면 $b_0^1 b_1^1 b_2^1 b_3^1 b_4^1 b_5^1 b_6^1 b_7^1$ 와 같다. 부트스트랩 심볼 1에 포함되는 시그널링 정보와 각 정보에 할당되는 비트 수는 Table 3과 같다.

Table 3 Signaling information for bootstrap symbol 1

Syntax	No. of Bits
bootstrap_symbol_1() {	
ea_wake_up_1	1
min_time_to_next	5
system_bandwidth	2
}	

‘ea_wake_up_1’ 은 1 비트가 할당되어 있으며, 긴급 상황인 경우를 알려주는 파라미터의 첫 번째 비트이고 부트스트랩 심볼 2에 해당 파라미터의 두 번째 비트가 포함되어 있다. ‘min_time_to_next’ 는 현재 프레임의 시작부터 다음 프레임의 시작까지의 최소 시간을 의미한다. 이 때, 현재 프레임과 다음 프레임은 주 버전과 부 버전이 동일해야한다. 해당 파라미터는 5 비트만큼 할당되고 31가지의 값을 갖는다. 파라미터 값에 따른 최소 길이의 값은 다음 수식과 같이 계산된다.

$$T = \begin{cases} 50X + 50, & 0 \leq X < 8 \\ 100(X - 8) + 500, & 8 \leq X < 16 \\ 200(X - 16) + 1300, & 16 \leq X < 24 \\ 400(X - 24) + 2900, & 24 \leq X < 32 \end{cases} \quad (12)$$

여기서, X 는 5 비트의 시그널링 값을 나타내고, T 는 현재 프레임과 동일한 주 버전 및 부 버전을 갖는 다음 프레임에 대한 최소 시간 길이를 ms 단위로 나타낸다. ‘system_bandwidth’ 는 현재 프레임에서 부트스트랩 이후 부분에 사용되는 시스템 대역폭을 의미하며, 시그널링 되는 값에 대한 시스템 대역폭의 값은 Table 4와 같다.

Table 4 System bandwidth for the value of ‘system_bandwidth’

Bit value	System bandwidth
00	6 MHz
01	7 MHz
10	8 MHz
11	Greater than 8 MHz

송신 신호의 주 버전과 부 버전이 모두 0일 때, 부트스트랩 심볼 2는 8 비트의 시그널링 정보 비트를 사용하며 이진 표현으로 나타내면 $b_0^2 b_1^2 b_2^2 b_3^2 b_4^2 b_5^2 b_6^2 b_7^2$ 와 같다. 부트스트랩 심볼 2에 포함되는 시그널링 정보와 각 정보에 할당되는 비트 수는 Table 5와 같다.

Table 5 Signaling information for bootstrap symbol 2

Syntax	No. of Bits
bootstrap_symbol_2() {	
ea_wake_up_2	1
bsr_coefficient	7
}	

‘ea_wake_up_2’는 1 비트가 할당되어 있으며, 부트스트랩 심볼 1에 포함된 ‘ea_wake_up_1’과 조합되어 긴급 상황 여부를 알려준다. ‘bsr_coefficient’는 7 비트가 할당되어 있으며, 현재 프레임에서 부트스트랩 이후 부분에 사용되는 샘플율 (sample rate)을 나타낸다. 시그널링 된 값으로부터 샘플율을 계산하는 수식은 다음과 같다.

$$S = (N + 16) \times 0.384, \quad 0 \leq N \leq 80 \quad (13)$$

여기서 S 는 현재 프레임에서 부트스트랩 이후 부분의 샘플율을 의미하며 단위는 MHz이다. 시그널링 되는 값 N 은 0부터 80까지의 값만 사용되고 81부터 127까지의 값은 사용되지 않는다.

송신 신호의 주 버전과 부 버전이 모두 0일 때, 부트스트랩 심볼 3은 8 비트의 시그널링 정보 비트를 사용하며 이진 표현으로 나타내면 $b_0^3 b_1^3 b_2^3 b_3^3 b_4^3 b_5^3 b_6^3 b_7^3$ 와 같다. 부트스트랩 심볼 3에 포함되는 시그널링 정보와 각 정보에 할당되는 비트 수는 Table 6과 같다.

Table 6 Signaling information for bootstrap symbol 3

Syntax	No. of Bits
bootstrap_symbol_3() {	
preamble_structure	8
}	

‘preamble_structure’는 8 비트가 할당되어 있으며, 마지막 부트스트랩 심볼 이후에 오는 하나 또는 여러 개의 프리앰블 심볼에 대한 OFDM 파라미터 값을 나타낸다. 0에서 159까지의 값이 정의되어 있고 160부터 255까지의 값은 사용되지 않는다.

제 3 장 부트스트랩 검출기

3.1 부트스트랩 수신기

Fig. 9는 ATSC 3.0 시스템을 위한 부트스트랩 수신기 구조를 블록 다이어그램으로 나타낸 것이다. 안테나를 통해 부트스트랩 신호를 수신하면 RF 단을 거쳐서 기저대역 신호로 변환된다. 변환된 신호는 먼저 동기를 획득하고 FFT를 통해 주파수 영역의 신호로 변환한다. 본 학위논문에서 송신기와 수신기 사이의 동기는 완벽하다고 가정한다¹⁾. 그리고 채널을 추정하여 상대적 순환 이동 검출에 사용하고, 검출된 상대적 순환 이동 값을 다시 채널 추정에 사용함으로써 추정된 채널의 신뢰도를 향상시킬 수 있다. 채널 추정과 상대적 순환 이동 검출에 대한 자세한 설명은 다음 절에서부터 서술하였다.

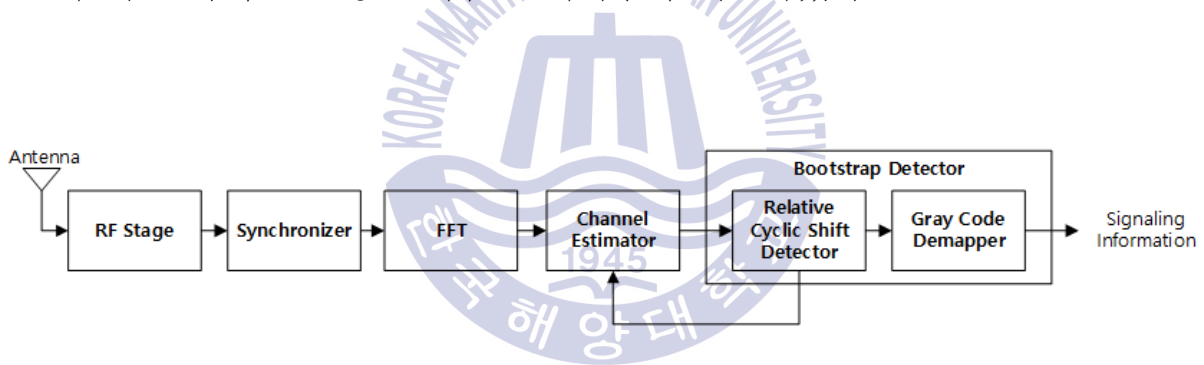


Fig. 9 Block diagram of receiver architecture of bootstrap signal for ATSC 3.0 system

검출한 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동 값을 \hat{M}_n 이라 하면, \hat{M}_n 의 이진 표현은 $\hat{m}_{10}^n \hat{m}_9^n \dots \hat{m}_1^n \hat{m}_0^n$ 으로 표현할 수 있다. 그리고 검출한 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동 값 \hat{M}_n 은 그레이 코드 디맵핑(gray code demapping)을 통해 시그널링 정보 비트로 변환할 수 있다. 그레이 코드 디맵핑은 다음 수식과 같이 동작한다.

1) 송신기와 수신기 사이의 동기 획득 방법은 [6]과 [7]에 제시되어 있다.

$$\hat{b}_i^n = \begin{cases} \hat{m}_{10}^n & i = 0 \\ \hat{m}_{11-i}^n \oplus \hat{m}_{10-i}^n & 1 \leq i < N_b^n \\ 0 & N_b^n \leq i < 11 \end{cases} \quad (14)$$

여기서 i 와 N_b^n 은 각각 비트 인덱스 (index)와 n 번째 부트스트랩 심볼에서 사용하는 시그널링 비트 개수를 의미하고, \oplus 는 배타적 논리합 (exclusive OR) 연산을 의미한다. 그레이 코드 디맵핑을 통해 얻은 시그널링 정보 비트를 이용하여 현재 프레임에서 부트스트랩 이후에 있는 프리앰블 심볼을 복조할 수 있다.

3.2 부트스트랩 검출을 위한 최대우도 결정 규칙

먼저, 앞에서 언급한 바와 같이 본 학위논문에서 송신기와 수신기 사이의 동기는 완벽하다고 가정한다. 수식 (9)에서 순환 이동은 주파수 영역에서 위상 회전으로 나타난다. 다시 말해서, 수신 신호는 채널 이득과 관련된 위상 회전으로 모델링 (modeling)을 할 수 있다. 수신 신호에 대해 FFT를 수행한 후, n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 k 번째 부반송파의 수신 신호는 수식 (15)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} R_n(k) &= H_n(k)S_n(k)e^{j\frac{2\pi kM_n}{N_{FFT}}} + W_n(k) \\ &= H_{e,n}(k)S_n(k) + W_n(k) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 $H_n(k)$ 는 송신기와 수신기 사이의 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 k 번째 부반송파의 채널 이득을 나타내고, $S_n(k)$ 는 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 k 번째 부반송파의 순환 이동이 수행되기 전의 부트스트랩 수열을 나타낸다. 그리고 $W_n(k)$ 는 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 k 번째 부반송파의 가산 백색 가우

시안 잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN)을 나타낸다.

$H_{e,n}(k) = H_n(k)e^{j\frac{2\pi kM_n}{N_{FFT}}}$ 는 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 k 번째 부반송파의 등가 채널 이득 (equivalent channel gain)을 나타낸다.

수신기에서 수신 신호는 순환 이동이 수행되지 않은 고정된 부트스트랩 수열이 송신되고, 채널 이득의 위상이 절대적 순환 이동 값에 따라 회전된 것으로 볼 수 있다. 수신기가 채널 이득 $H_n(k)$ 을 완전히 알고 있다고 가정할 때, 절대적 순환 이동에 대한 최대우도 결정 규칙은 수식 (16)과 같다.

$$M_n = \underset{m_n \in \chi_a}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} \left| R_n(k) - H_n(k)S_n(k)e^{j\frac{2\pi km_n}{N_{FFT}}} \right|^2 \quad (16)$$

여기서 χ_a 는 절대적 순환 이동의 모든 가능한 값들의 집합을 나타내고, $n=1,2,3$ 이다.

수식 (8)에서와 같이 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 절대적 순환 이동은 $(n-1)$ 번째 부트스트랩 심볼에 대한 절대적 순환 이동과 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동의 합 ($M_n = M_{n-1} + \tilde{M}_n$)으로 나타낼 수 있다. 그리고 부트스트랩 신호의 심볼 길이가 데이터 OFDM 심볼의 길이보다 짧기 때문에, 두 개의 연속하는 심볼에 대한 채널 이득은 고정 또는 느린 페이딩 (slow fading) 환경 하에서 준정상 (quasi-static) 상태로 가정할 수 있다. 그러므로 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 채널 이득은 $H_n(k) \approx H_{n-1}(k)$ 라고 가정할 수 있다. 앞에서 언급한 $M_n = M_{n-1} + \tilde{M}_n$ 과 $H_n(k) \approx H_{n-1}(k)$ 를 이용하면 수식 (16)의

$\left| R_n(k) - H_n(k)S_n(k)e^{j\frac{2\pi km_n}{N_{FFT}}} \right|^2$ 은 수식 (17)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \left| R_n(k) - H_n(k)S_n(k)e^{j\frac{2\pi km_n}{N_{FFT}}} \right|^2 &\approx \left| R_n(k) - H_{n-1}(k)S_n(k)e^{j\frac{2\pi k(m_{n-1} + \tilde{m}_n)}{N_{FFT}}} \right|^2 \\ &= \left| R_n(k) - H_{e,n-1}(k)S_n(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{m}_n}{N_{FFT}}} \right|^2 \end{aligned} \quad (17)$$

여기서 $\tilde{m}_n = m_n - m_{n-1}$ 이고 $n = 1, 2, 3$ 이다. 수식 (16)과 (17)을 이용하면 절대적 순환 이동에 대한 최대우도 결정 규칙은 상대적 순환 이동에 대한 최대우도 결정 규칙으로 변환이 가능하다. 그러면, 상대적 순환 이동에 대한 최대우도 결정 규칙은 수식 (18)과 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{M}_n = \underset{\tilde{m}_n \in \chi_r}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} \left| R_n(k) - H_{e,n-1}(k)S_n(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{m}_n}{N_{FFT}}} \right|^2 \quad (18)$$

여기서 χ_r 은 상대적 순환 이동의 모든 가능한 값의 집합을 나타낸다. 그리고 상대적 순환 이동에 대한 최대우도 결정 규칙은 수식 (19)와 같이 IFFT 동작으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{M}_n &= \underset{\tilde{m}_n \in \chi_r}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} \left| R_n(k) - H_{e,n-1}(k)S_n(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{m}_n}{N_{FFT}}} \right|^2 \\ &= \underset{\tilde{m}_n \in \chi_r}{\operatorname{argmax}} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} \left(R_n^*(k)H_{e,n-1}(k)S_n(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{m}_n}{N_{FFT}}} \right) \right\} \\ &= \underset{\tilde{m}_n \in \chi_r}{\operatorname{argmax}} \operatorname{Re} \left\{ \operatorname{IFFT} \left\{ R_n^*(k)H_{e,n-1}(k)S_n(k) \right\} \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 $\operatorname{Re}\{ \cdot \}$ 는 복소수 값의 실수 부분을 나타내고, $\operatorname{IFFT}\{ \cdot \}$ 는 IFFT 동작을

의미한다. 수식 (19)에서 상대적 순환 이동 값은 IFFT가 수행된 결과에서 실수 부분에 대한 최대값을 갖는 샘플 인덱스 (sample index)를 찾음으로써 얻을 수 있다.



제 4 장 부트스트랩 검출을 위한 제안하는 반복 검출 알고리즘

4.1 채널 추정

부트스트랩 수열은 DC 부반송파를 제외한 점유 주파수 대역폭 내의 모든 부반송파에서 전송되고, 이를 채널 추정에 이용할 수 있다. 최소 제곱법 (least square: LS)을 사용하여 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 등가 채널 이득 $\tilde{H}_{e,n}(k)$ 을 추정하면 수식 (20)과 같이 수신 신호와 고정된 부트스트랩 수열에 대한 켈레 복소수 (complex conjugate)의 곱으로 얻을 수 있다 [25].

$$\begin{aligned}\tilde{H}_{e,n}(k) &= R_n(k)S_n^*(k) \\ &= H_n(k)e^{j\frac{2\pi kM_n}{N_{FFT}}} + W_n(k)S_n^*(k)\end{aligned}\tag{20}$$

[7]에서 제시된 기존 방법에서 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동 값 \tilde{M}_n 은 추정된 $(n-1)$ 번째 부트스트랩 심볼에 대한 등가 채널 이득 $\tilde{H}_{e,n-1}(k)$ 을 수식 (19)에 적용하여 검출할 수 있다. 그리고 $M_0 = \tilde{M}_0 = 0$ 와 같이 부트스트랩 심볼 0에 대한 절대적 순환 이동 값은 0이다.

4.2 순방향 검출

수식 (19)의 최대우도 결정은 이전 심볼에 대한 추정된 등가 채널 이득을 사용한다. 다시 말해서, 최대우도 결정의 성능은 이전 심볼에 대한 추정된 등가 채널 이득의 정확도에 의해 영향을 받는다. 먼저, 수신기에서 수신한 n 번째 부트스트랩 심볼에 수식 (20)의 LS 방법을 적용하여 해당 심볼에 대한 등가 채널

이득을 추정할 수 있다. 이 때, 수식 (17)의 유도 과정으로부터 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 등가 채널 이득은 수식 (21)과 같이 가정할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H_{e,n}(k) &= H_n(k)e^{j\frac{2\pi kM_n}{N_{FFT}}} \\
 &\approx H_{n-1}(k)e^{j\frac{2\pi k(M_{n-1} + \tilde{M}_n)}{N_{FFT}}} \\
 &= H_{e,n-1}(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{M}_n}{N_{FFT}}}
 \end{aligned} \tag{21}$$

수식 (21)에서 볼 수 있듯이, n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 등가 채널 이득은 $(n-1)$ 번째 부트스트랩 심볼에 대한 등가 채널 이득을 기준으로 했을 때 n 번째

부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동으로부터 생긴 $e^{j\frac{2\pi k\tilde{M}_n}{N_{FFT}}}$ 만큼의 위상 왜곡을 포함하고 있다. 이러한 위상 왜곡은 앞서 검출된 심볼을 이용하여 보상할 수 있다. 검출된 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동 값 \tilde{M}_n 과 앞서 추정한 $(n-1)$ 번째 부트스트랩 심볼에 대한 등가 채널 이득 $\tilde{H}_{e,n-1}(k)$ 을 이용하면 위상 왜곡을 보정한 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 등가 채널 이득

의 추정 값 $\tilde{H}_{e,n-1}(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{M}_n}{N_{FFT}}}$ 을 얻을 수 있다. 그리고 LS 방법으로 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,n}(k)$ 과 위상 왜곡을 보상하여 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,n-1}(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{M}_n}{N_{FFT}}}$ 을 평균함으로써 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 추정된 등가 채널 이득을 업데이트할 수 있다.

제안하는 검출 방법은 LS 방법으로 얻은 부트스트랩 심볼 0에 대한 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,0}(k)$ 로부터 시작한다. 추정한 등가 채널 이득 $\tilde{H}_{e,0}(k)$ 을 수식 (19)에 적용하여 부트스트랩 심볼 1에 대한 상대적 순환 이동 값 \tilde{M}_1 을 검

출한다. 그리고 수식 (21)을 이용하여 부트스트랩 심볼 0과 심볼 1 사이의 위상 왜곡을 보상함으로써 부트스트랩 심볼 1에 대한 또 다른 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,0}(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{M}_1}{N_{FFT}}}$ 을 얻을 수 있다. 부트스트랩 심볼 1에 대한 추정된 등가 채널 이득의 신뢰도를 향상시키기 위해서, LS 방법으로 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,1}(k)$ 과 위상 왜곡을 보상하여 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,0}(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{M}_1}{N_{FFT}}}$ 을 평균을 취하고 부트스트랩 심볼 1에 대한 등가 채널 이득의 추정 값을 업데이트한다. 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,1}^{1,f}(k)$ 은 다음 수식으로부터 얻을 수 있다.

$$\tilde{H}_{e,1}^{1,f}(k) = \frac{1}{2} \left(\tilde{H}_{e,0}(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{M}_1}{N_{FFT}}} + \tilde{H}_{e,1}(k) \right) \quad (22)$$

그리고 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,1}^{1,f}(k)$ 을 수식 (19)에 적용하여 부트스트랩 심볼 2에 대한 상대적 순환 이동 값 \tilde{M}_2 을 검출한다. 부트스트랩 심볼 1의 경우와 비슷하게, 앞서 얻은 부트스트랩 심볼 1에 대한 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,1}^{1,f}(k)$ 과 검출된 \tilde{M}_2 를 수식 (21)에 적용하여 위상 왜곡을 보정한 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,1}^{1,f}(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{M}_2}{N_{FFT}}}$ 을 얻을 수 있다. 그리고 부트스트랩 심볼 2에 대한 추정된 등가 채널 이득의 신뢰도 향상을 위해서, LS 방법으로 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}(k)$ 와 위상 왜곡을 보상하여 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,1}^{1,f}(k)e^{j\frac{2\pi k\tilde{M}_2}{N_{FFT}}}$ 을 평균하고 부트스트랩 심볼 2에 대한 등가 채널 이득의 추정 값을 업데이트한다. 업데이트된 등가 채널 이득의

추정 값 $\tilde{H}_{e,2}^{1,f}(k)$ 은 다음 수식으로부터 얻을 수 있다.

$$\tilde{H}_{e,2}^{1,f}(k) = \frac{1}{2} \left(\tilde{H}_{e,1}^{1,f}(k) e^{j \frac{2\pi k \tilde{M}_2}{N_{FFT}}} + \tilde{H}_{e,2}(k) \right) \quad (23)$$

마지막으로, 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}^{1,f}(k)$ 을 수식 (19)에 적용하여 부트스트랩 심볼 3에 대한 상대적 순환 이동 값 \tilde{M}_3 을 검출한다.

4.3 역방향 검출을 위한 최대우도 결정 규칙

4.2절에서 순방향으로 등가 채널 추정의 업데이트가 수행되는 것을 보였다. 검출된 심볼은 추정된 등가 채널 이득의 업데이트에 사용되기 때문에 심볼 검출은 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값의 신뢰도에 영향을 준다. 그러므로 추정된 등가 채널 이득의 신뢰도를 더욱 향상시키기 위해서 역방향의 업데이트를 추가적으로 수행할 수 있다. 역방향인 경우, n 번째 부트스트랩 심볼을 검출하기 위해서 $(n+1)$ 번째 부트스트랩 심볼에 대한 등가 채널 이득의 추정 값이 최대우도 결정에 사용된다. 앞서 언급한 $M_{n+1} = M_n + \tilde{M}_{n+1}$ 과 $H_n(k) \approx H_{n+1}(k)$

를 이용하면 수식 (16)의 $\left| R_n(k) - H_n(k) S_n(k) e^{j \frac{2\pi k m_n}{N_{FFT}}} \right|^2$ 은 수식 (24)와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \left| R_n(k) - H_n(k) S_n(k) e^{j \frac{2\pi k m_n}{N_{FFT}}} \right|^2 &\approx \left| R_n(k) - H_{n+1}(k) S_n(k) e^{j \frac{2\pi k (m_{n+1} - \tilde{m}_{n+1})}{N_{FFT}}} \right|^2 \\ &= \left| R_n(k) - H_{e,n+1}(k) S_n(k) e^{j \frac{2\pi k (-\tilde{m}_{n+1})}{N_{FFT}}} \right|^2 \end{aligned} \quad (24)$$

여기서 $\tilde{m}_{n+1} = m_{n+1} - m_n$ 이고 $n = 0, 1, 2$ 이다. 수식 (24)의 유도 과정으로부터 n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 등가 채널 이득의 추정 값 $H_{e,n}(k)$ 는 수식 (25)와 같이 가정할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H_{e,n}(k) &= H_n(k) e^{j \frac{2\pi k M_n}{N_{FFT}}} \\
 &\approx H_{n+1}(k) e^{j \frac{2\pi k (M_{n+1} - \tilde{M}_{n+1})}{N_{FFT}}} \\
 &= H_{e,n+1}(k) e^{j \frac{2\pi k (-\tilde{M}_{n+1})}{N_{FFT}}}
 \end{aligned} \tag{25}$$

그러므로 수식 (16)과 (24)를 이용하여 역방향에서의 상대적 순환 이동에 대한 최대우도 결정 규칙은 수식 (26)과 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{M}_n = \underset{\tilde{m}_n \in \mathcal{X}_r}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} \left| R_{n-1}(k) - H_{e,n}(k) S_{n-1}(k) e^{j \frac{2\pi k (-\tilde{m}_n)}{N_{FFT}}} \right|^2 \tag{26}$$

여기서 $n = 1, 2, 3$ 이다. 역방향 검출에서의 최대우도 결정 규칙은 현재 심볼에 뒤이은 이전에 수신한 부트스트랩 심볼로부터 상대적 순환 이동을 검출한다. 순방향 검출과 유사하게 최대우도 결정 규칙은 수식 (27)과 같이 IFFT 동작을 이용하여 계산할 수 있다.

$$\tilde{M}_n = \underset{\tilde{m}_n \in \mathcal{X}_r}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} \left| R_{n-1}(k) - H_{e,n}(k) S_{n-1}(k) e^{j \frac{2\pi k (-\tilde{m}_n)}{N_{FFT}}} \right|^2$$

$$\begin{aligned}
&= \operatorname{argmax}_{\tilde{m}_n \in \mathcal{X}_r} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} \left(R_{n-1}(k) H_{e,n}^*(k) S_{n-1}^*(k) e^{j \frac{2\pi k \tilde{m}_n}{N_{FFT}}} \right) \right\} \\
&= \operatorname{argmax} \operatorname{Re} \left\{ \operatorname{IFFT} \left\{ R_{n-1}(k) H_{e,n}^*(k) S_{n-1}^*(k) \right\} \right\}
\end{aligned} \tag{27}$$

4.4 반복 검출

순방향 검출이 수행된 후, 부트스트랩 심볼 2에 대한 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}^{1,f}(k)$ 과 검출된 \tilde{M}_3 를 사용하여 위상 왜곡을 보상한 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}^{1,f}(k) e^{j \frac{2\pi k \tilde{M}_3}{N_{FFT}}}$ 을 계산할 수 있다. 그리고 부트스트랩 심볼 3에 대한 추정된 등가 채널 이득의 신뢰도를 향상시키기 위해서, LS 방법으로 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,3}(k)$ 과 위상 왜곡을 보상하여 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}^{1,f}(k) e^{j \frac{2\pi k \tilde{M}_3}{N_{FFT}}}$ 을 평균함으로써 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,3}^{1,b}(k)$ 을 수식 (28)과 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{H}_{e,3}^{1,b}(k) = \frac{1}{2} \left(\tilde{H}_{e,2}^{1,f}(k) e^{j \frac{2\pi k \tilde{M}_3}{N_{FFT}}} + \tilde{H}_{e,3}(k) \right) \tag{28}$$

그리고 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,3}^{1,b}(k)$ 을 수식 (27)에 적용하여 부트스트랩 심볼 3에 대한 상대적 순환 이동 값 \tilde{M}_3 을 다시 검출하여 업데이트한다.

지금부터 등가 채널 이득의 추정 값은 역방향 검출을 통해 업데이트된다. 수식 (25)에서 부트스트랩 심볼 3에 대한 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값

$\tilde{H}_{e,3}^{1,b}(k)$ 과 검출된 \tilde{M}_3 를 사용하여 위상 왜곡을 보상한 부트스트랩 심볼 2의 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,3}^{1,b}(k)e^{j\frac{2\pi k(-\tilde{M}_3)}{N_{FFT}}}$ 을 얻을 수 있다. 그리고 부트스트랩 심볼 2에 대한 추정된 등가 채널 이득의 신뢰도를 향상시키기 위해서, 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}^{1,b}(k)$ 은 LS 방법으로 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}(k)$ 과 위상 왜곡을 보상하여 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,3}^{1,b}(k)e^{j\frac{2\pi k(-\tilde{M}_3)}{N_{FFT}}}$ 을 평균함으로써 수식 (29)와 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{H}_{e,2}^{1,b}(k) = \frac{1}{2} \left(\tilde{H}_{e,3}^{1,b}(k)e^{j\frac{2\pi k(-\tilde{M}_3)}{N_{FFT}}} + \tilde{H}_{e,2}(k) \right) \quad (29)$$

그리고 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}^{1,b}(k)$ 을 수식 (27)에 적용하여 부트스트랩 심볼 2에 대한 상대적 순환 이동 값 \tilde{M}_2 을 다시 검출하여 업데이트한다. 부트스트랩 심볼 2와 유사한 방법으로, 수식 (25)로부터 부트스트랩 심볼 2에 대한 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}^{1,b}(k)$ 과 검출된 \tilde{M}_2 를 사용하여 위상 왜곡을 보상한 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}^{1,b}(k)e^{j\frac{2\pi k(-\tilde{M}_2)}{N_{FFT}}}$ 을 계산할 수 있다. 그리고 부트스트랩 심볼 1에 대한 추정된 등가 채널 이득의 신뢰도를 향상시키기 위해서, 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,1}^{1,b}(k)$ 은 LS 방법으로 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,1}(k)$ 과 위상 왜곡을 보상하여 얻은 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,2}^{1,b}(k)e^{j\frac{2\pi k(-\tilde{M}_2)}{N_{FFT}}}$ 을 평균함으로써 수식 (30)과 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{H}_{e,1}^{1,b}(k) = \frac{1}{2} \left(\tilde{H}_{e,2}^{1,b}(k) e^{j \frac{2\pi k(-\tilde{M}_2)}{N_{FFT}}} + \tilde{H}_{e,1}(k) \right) \quad (30)$$

마지막으로, 업데이트된 등가 채널 이득의 추정 값 $\tilde{H}_{e,1}^{1,b}(k)$ 을 수식 (27)에 적용하여 부트스트랩 심볼 1에 대한 상대적 순환 이동 값 \tilde{M}_1 을 다시 검출하여 업데이트한다.

같은 방법으로 등가 채널 이득의 추정 값은 순방향과 역방향 검출을 순서대로 수행하여 반복적으로 업데이트할 수 있다. 순방향과 역방향 검출에서 두 개의 연속하는 심볼에 대한 등가 채널 이득의 추정 값을 반복적으로 평균함으로써, 최대우도 검출 성능이 더욱 향상될 수 있다. Table 7은 제안하는 반복 검출 알고리즘에 대한 의사 코드 (pseudo-code)을 보여준다.



Table 7 Pseudo-code for proposed iterative detection algorithm

```

 $\tilde{H}_{e,n}(k) = R_n(k)S_n^*(k)$  // calculate equivalent channel gain with LS scheme
 $\tilde{H}_{e,0}^{0,b}(k) = \tilde{H}_{e,0}(k)$  // initialize for first detection
/* Detection Procedure */
for  $i = 1 \dots N_i$  {
    /* Forward Detection */
     $\tilde{H}_{e,0}^{i,f}(k) = \tilde{H}_{e,0}^{i-1,b}(k)$  // initialize
    for  $n = 1 \dots N_S - 1$  {
        Detect  $\tilde{M}_n$  // using  $R_n(k)$  and  $\tilde{H}_{e,n-1}^{i,f}(k)$ 
        
$$\tilde{H}_{e,n}^{i,f}(k) = \frac{1}{2} \left( \tilde{H}_{e,n-1}^{i,f}(k) e^{j \frac{2\pi k \tilde{M}_n}{N_{FFT}}} + \tilde{H}_{e,n}(k) \right)$$
 // update
    }
    /* Backward Detection */
     $\tilde{H}_{e,N_S-1}^{i,b}(k) = \tilde{H}_{e,N_S-1}^{i,f}(k)$  // initialize
    for  $n = N_S - 1 \dots 1$  {
        Detect  $\tilde{M}_n$  // using  $R_{n-1}(k)$  and  $\tilde{H}_{e,n}^{i,b}(k)$ 
        if  $i \neq N_i$  or  $n \neq 1$  {
            
$$\tilde{H}_{e,n-1}^{i,b}(k) = \frac{1}{2} \left( \tilde{H}_{e,n}^{i,b}(k) e^{j \frac{2\pi k (-\tilde{M}_n)}{N_{FFT}}} + \tilde{H}_{e,n-1}(k) \right)$$
 // update
        }
    }
}
}

```

제 5 장 복잡도 분석

제안하는 검출 방법은 매 반복 단계마다 부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동 값의 추가적인 검출과 채널 이득의 평균을 통한 갱신 과정이 요구된다. 본 학위논문에서는 기존의 방법과 제안하는 검출 방법에 대한 요구되는 계산 복잡도를 곱셈의 횟수로 비교하였다. 기존 방법의 복잡도는 각 심볼에 대해서 수식 (19)의 최대우도 매트릭 (metric)을 계산하였다 [7]. 그러므로 모든 심볼에 대한 기존 방법의 복잡도 C_{conv} 는 수식 (31)과 같이 쓸 수 있다²⁾.

$$C_{conv} = (N_S - 1) \{ 2(N_{ZC} - 1) + N_{FFT} \log_2 N_{FFT} \} \quad (31)$$

순방향 검출인 경우, 두 개의 연속하는 심볼에 대한 추정된 등가 채널 이득의 평균을 위해서 앞서 검출한 상대적 순환 이동에 의한 위상 회전이 추가로 요구된다. $(N_S - 2)$ 개의 심볼 개수만큼 평균이 수행되므로 순방향 검출의 복잡도 $C_{forward}$ 는 수식 (32)와 같이 쓸 수 있다.

$$C_{forward} = C_{conv} + (N_S - 2)(N_{ZC} - 1) \quad (32)$$

역방향 검출인 경우, 순방향 검출과 동일하게 두 개의 연속하는 심볼에 대한 추정된 등가 채널 이득의 평균을 위해서 앞서 검출한 상대적 순환 이동에 의한 위상 회전이 추가로 요구된다. 역방향 검출에서는 $(N_S - 1)$ 개의 심볼 개수만큼 평균이 수행되므로 순방향 검출의 복잡도 $C_{backward}$ 는 수식 (33)과 같이 쓸 수 있다.

2) FFT 동작의 복잡도는 $N_{FFT} \log_2 N_{FFT}$ 이다 [26].

$$C_{backward} = C_{conv} + (N_S - 1)(N_{ZC} - 1) \quad (33)$$

한 번의 반복 검출은 순방향과 역방향을 모두 포함하기 때문에 제안하는 검출 방법을 N_i 번 반복한 복잡도 $C_{iterative}(N_i)$ 는 수식 (34)와 같이 쓸 수 있다.

$$C_{iterative}(N_i) = N_i \times \{C_{forward} + C_{backward}\} + (N_i - 1)(N_{ZC} - 1) \quad (34)$$

Fig. 10은 심볼의 개수에 대한 기존 방법과 제안하는 검출 방법의 계산 복잡도를 나타낸다. 반복 횟수가 0인 경우는 기존 방법을 의미한다. 제안하는 검출 방법에 대해서 반복 횟수가 증가함에 따라 계산 복잡도가 선형적으로 증가하는 것을 볼 수 있다.

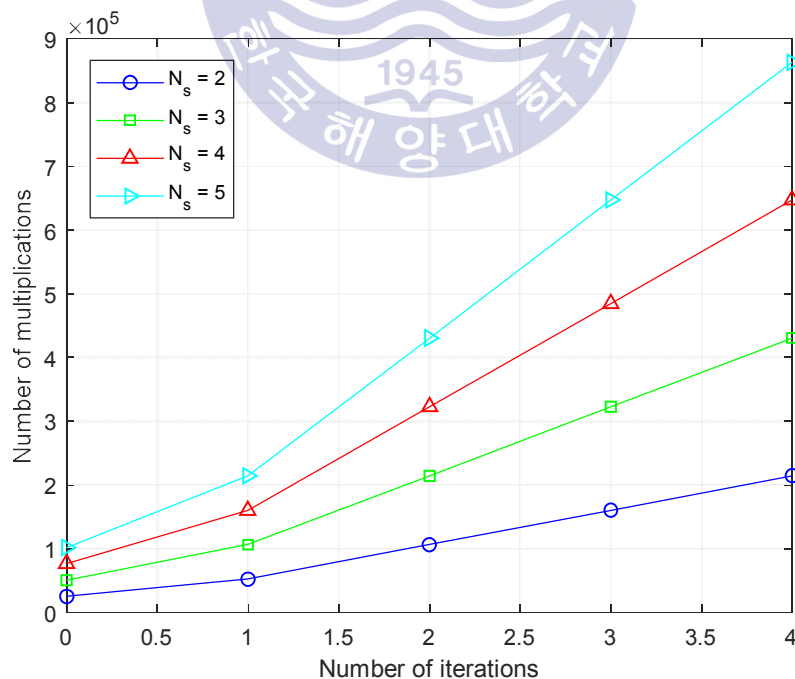


Fig. 10 Computational complexity of the proposed detection scheme in terms of the number of multiplications

제 6 장 전산 실험 결과

제안하는 검출 방법의 성능 결과를 확인하기 위해 고정 수신 환경과 이동 수신 환경에 대해서 전산 실험을 진행하였다. 본 학위논문에서는 송신기와 수신기 사이의 동기가 완벽하다고 가정한다. 본 학위논문에서는 고정 수신 환경을 위해서 AWGN, RL20 [27], RC20 [27] 채널을 가정하였다. Table 8은 RL20 및 RC20 채널에서 사용되는 채널 프로파일 (channel profile)을 나타낸다. Fig. 11은 각 채널 환경 하에서 주파수 응답 (frequency response)의 스냅샷 (snapshot)을 나타낸다. 여기서 RL20 채널은 20개의 다중경로 (multipath)로만 신호가 수신될 때의 채널을 의미하고, RC20 채널은 RL20 채널에서 20개의 다중경로뿐만 아니라 LoS (line-of-sight)까지 포함하여 신호가 수신될 때의 채널을 의미한다.

Table 8 Channel profile for RL20 and RC20 channels

Path number i	$\rho_i[-]$	$\tau_i[\mu s]$	$\theta_i[\text{rad}]$
1	0.057662	1.003019	4.855121
2	0.176809	5.422091	3.419109
3	0.407163	0.518650	5.864470
4	0.303585	2.751772	2.215894
5	0.258782	0.602895	3.758058
6	0.061831	1.016585	5.430202
7	0.150340	0.143556	3.952093
8	0.051534	0.153832	1.093586
9	0.185074	3.324866	5.775198
10	0.400967	1.935572	0.154459
11	0.295723	0.429948	5.928383
12	0.350825	3.228872	3.053023
13	0.262909	0.848831	0.628578
14	0.225894	0.073883	2.128544
15	0.170996	0.203952	1.099463
16	0.149723	0.194207	3.462951
17	0.240140	0.924450	3.644773
18	0.116587	1.381320	2.833799
19	0.221155	0.640512	3.334290
20	0.259730	1.368671	0.393889

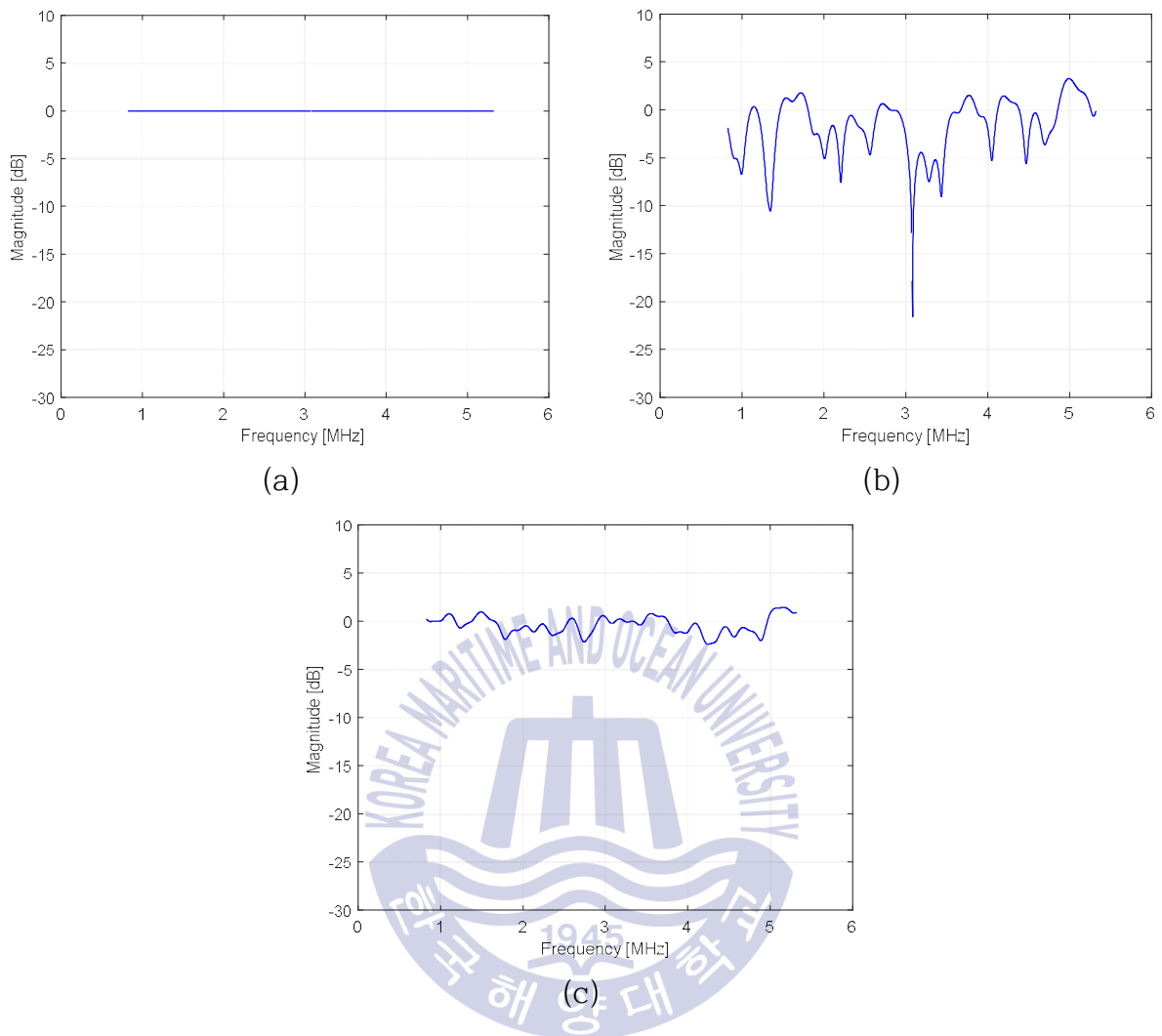


Fig. 11 Snapshot of frequency responses for considered channel models, (a) AWGN, (b) RL20, (c) RC20

여기서 ρ_i 는 i 번째 경로의 감쇠 계수를 의미하고 τ_i 는 i 번째 경로의 지연 시간을 의미한다. θ_i 는 i 번째 경로의 위상 변화를 의미한다.

Fig. 12(a)는 AWGN 채널 하에서 SNR=-14 dB일 때 수식 (19)에 따른 기존 방법의 최대우도 검출을 위한 IFFT 출력의 스냅샷을 보여준다. 상대적 순환 이동 값은 IFFT 출력에서 최대값에 해당하는 샘플 인덱스를 찾음으로써 검출 할 수 있다. 여기서, 송신된 부트스트랩 심볼의 상대적 순환 이동 값은 204이다. Fig.

12(b)는 SNR=-17 dB일 때 기존 방법의 최대우도 검출을 위한 IFFT 출력의 스냅샷을 보여준다. SNR=-17 dB인 경우에는 잡음의 영향이 너무 커서 상대적 순환 이동 값을 제대로 얻을 수 없는 것을 알 수 있다.

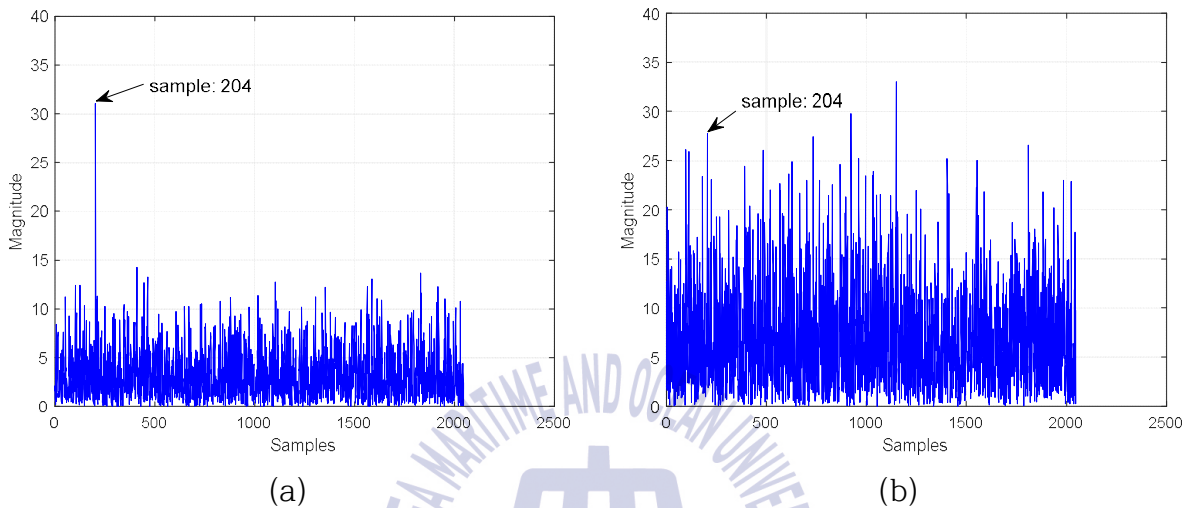


Fig. 12 Snapshot of IFFT output for the conventional scheme under AWGN channel, (a) SNR=-14 dB, (b) SNR=-17 dB

Fig. 13은 AWGN 채널 하에서 제안하는 검출 방법의 IFFT 출력에 대한 스냅샷을 보여준다. Fig. 12와 동일하게 Fig. 13(a)는 SNR=-14 dB로 설정하였고, Fig. 13(b)는 SNR=-17 dB로 설정하여 실험한 결과를 나타낸다. 제안하는 검출 방법의 반복 횟수는 2회로 설정하여 실험하였다. 제안하는 검출 방법에서는 하나의 심볼에 대하여 두 가지의 추정된 등가 채널 이득을 평균함으로써, 잡음의 영향이 크게 줄어들고 채널 추정의 신뢰도가 향상되어 기존 방법에 비해 검출 성능이 향상되는 것을 볼 수 있다.

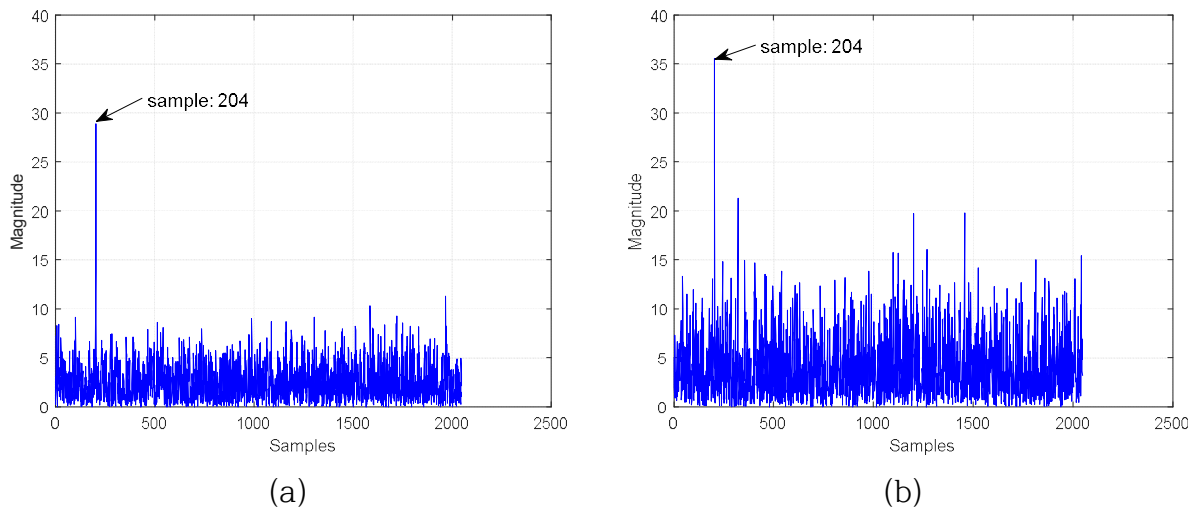


Fig. 13 Snapshot of IFFT output for the proposed detection scheme with 2 iteration under AWGN channel, (a) SNR=-14 dB, (b) SNR=-17 dB

Figs. 14-15는 RL20 채널 하에서 기존 방법과 제안하는 검출 방법을 각각 적용했을 때 추정된 등가 채널에 대한 주파수 응답의 스냅샷을 보여준다. 이 때 제안하는 검출 방법의 반복 횟수는 2회로 설정하였고, SNR이 -13 dB일 때와 -16 dB일 때를 비교하였다. 기존 방법인 경우 -13 dB와 -16 dB일 때 모두 추정된 등가 채널에 대한 주파수 응답이 실제 RL20 채널의 주파수 응답을 잘 따르지 못한다. 반면에 제안하는 검출 방법의 경우에는 기존 방법에 비해 추정된 채널에 대한 주파수 응답이 실제 RL20 채널의 주파수 응답을 보다 잘 따르고 있는 것을 볼 수 있다. 즉, 기존 방법에 비해 제안하는 검출 방법이 보다 열악한 채널 환경에서도 더 좋은 채널 추정 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

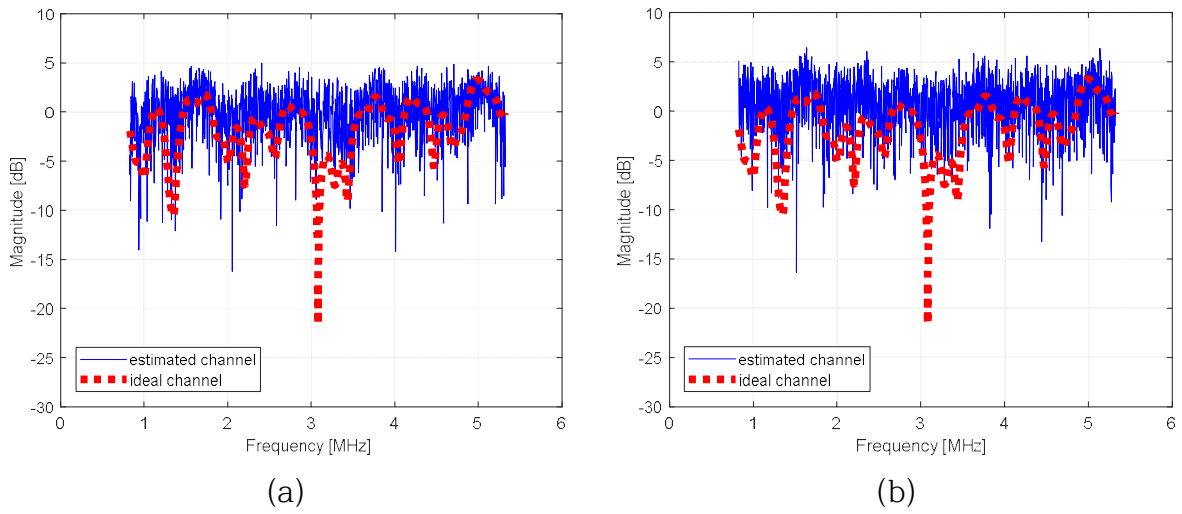


Fig. 14 Snapshot of frequency response for estimated equivalent channel using the conventional scheme under RL20 channel, (a) SNR=-13 dB, (b) SNR=-16 dB

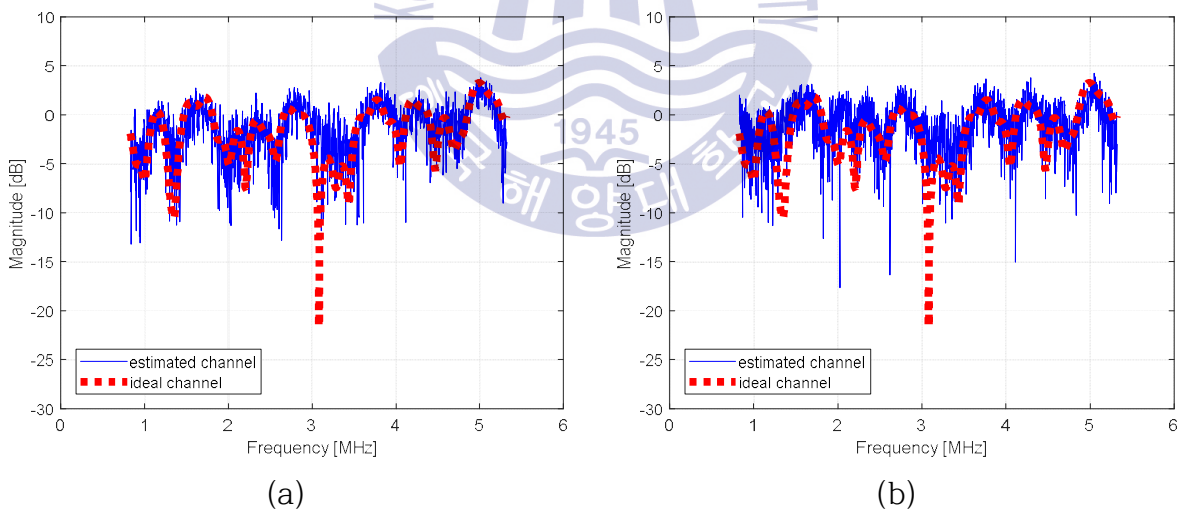


Fig. 15 Snapshot of frequency response for estimated equivalent channel using the proposed detection scheme with 2 iteration under RL20 channel, (a) SNR=-13 dB, (b) SNR=-16 dB

Figs. 16-18은 기존 방법과 제안하는 검출 방법을 각각 수행했을 때의 심볼 오류 (symbol error rate: SER) 성능을 AWGN, RL20, RC20 채널 하에서 각각 나타낸 것이다. 기존 방법의 경우 각 부트스트랩 심볼을 독립적으로 검출하기 때문에 각각의 부트스트랩 심볼에 대한 SER 성능은 모두 동일하게 나타난다. 반면에 순방향 검출을 수행했을 경우 $SER=10^{-3}$ 에서 부트스트랩 심볼 2와 심볼 3에 대해 각각 0.2 dB와 1.2 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 부트스트랩 심볼 1의 경우에는 추정된 등가 채널 이득이 평균되지 않으므로 기존 방법과 동일한 성능을 갖는다. 1회 반복 검출은 순방향 검출에서 역방향 검출을 추가로 수행하는 것으로서, $SER=10^{-3}$ 에서 기존 방법 대비 부트스트랩 심볼 2와 심볼 1에 대해 각각 1.5 dB와 1.7 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 순방향 검출 대비 부트스트랩 심볼 2와 심볼 1에 대해서는 각각 1.2 dB와 1.7 dB의 추가적인 SNR 이득을 얻을 수 있고, 순방향 검출에서 SER 성능이 가장 좋은 부트스트랩 심볼 3을 기준으로 1회 반복 검출의 부트스트랩 심볼 2와 심볼 1에 대해 각각 0.2 dB와 0.5 dB의 추가적인 SNR 이득을 얻을 수 있다. 2회 반복 검출의 경우에는 기존 검출 대비 부트스트랩 심볼 1에 대해서 2.0 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 여기서 연속하는 이전의 두 심볼에 대한 추정된 채널 이득을 계속해서 평균할수록 추정된 채널의 신뢰도가 향상되고 검출 성능이 향상되는 것을 볼 수 있다.

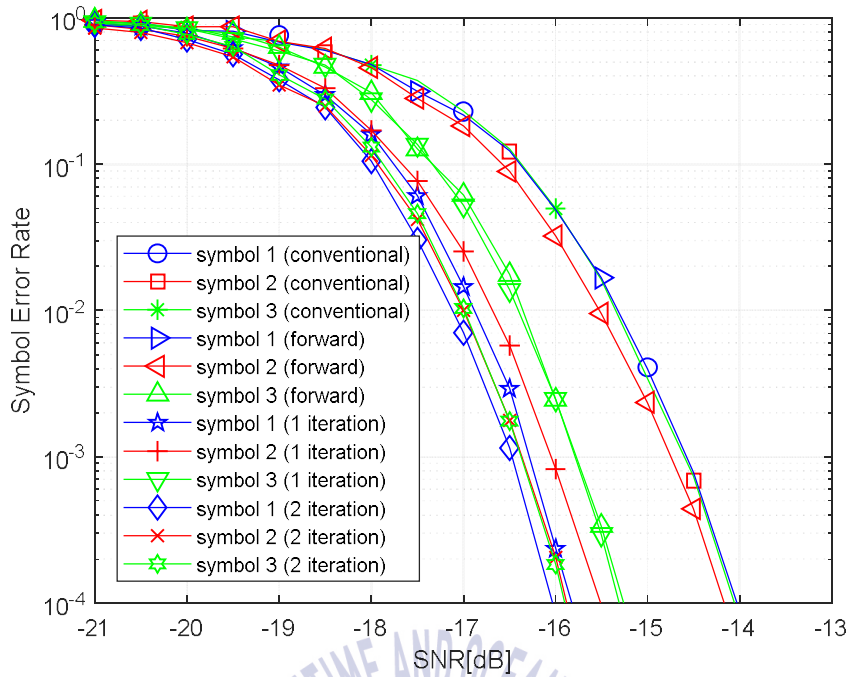


Fig. 16 SER performance of the conventional and proposed detection schemes under AWGN channel

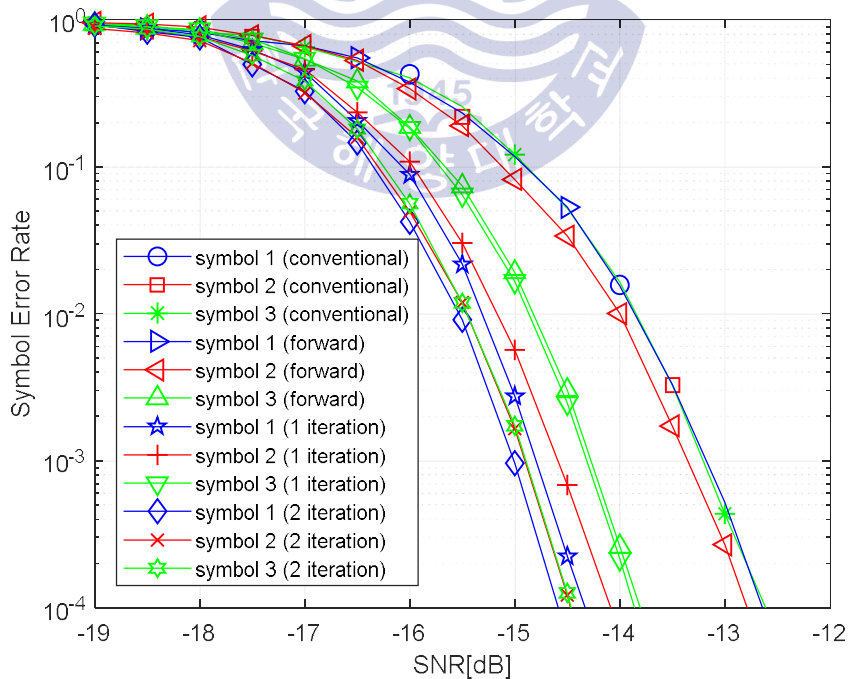


Fig. 17 SER performance of the conventional and proposed detection schemes under RL20 channel

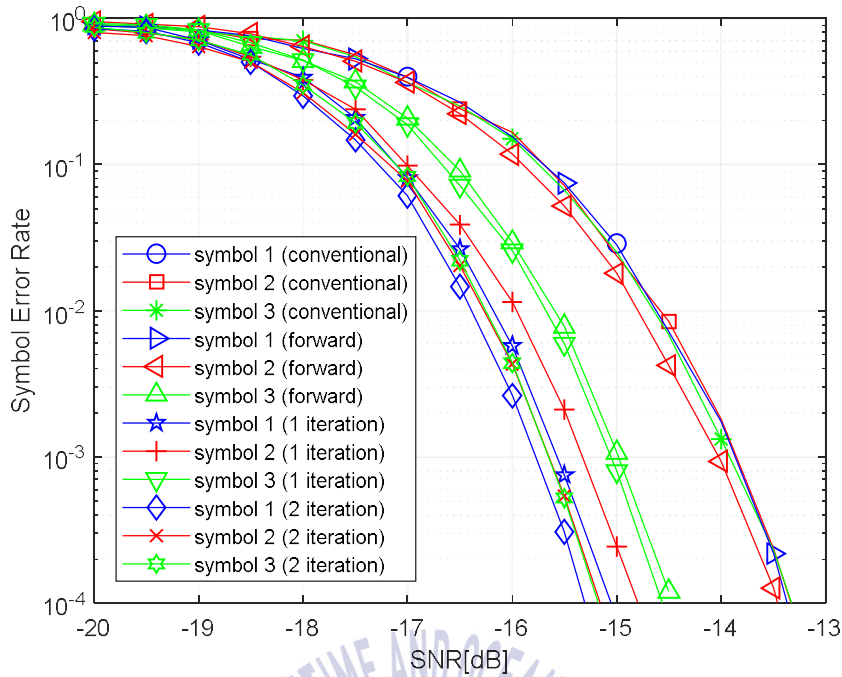


Fig. 18 SER performance of the conventional and proposed detection schemes under RC20 channel

Figs. 19-21은 기존 방법과 제안하는 검출 방법의 FER 성능을 AWGN, RL20, RC20 채널 하에서 각각 나타낸 것이다. $FER=10^{-3}$ 에서 순방향, 1회 반복, 2회 반복 검출하였을 경우 각각 0.3 dB, 1.4 dB, 2.0 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 순방향 검출인 경우, 부트스트랩 심볼 0에 대한 추정된 등가 채널 이득이 평균되지 않으므로 부트스트랩 심볼 1의 검출 성능은 전체 FER 성능에 주요한 영향을 주고 매우 적은 SNR 이득만 얻는다. 그리고 반복 검출 횟수가 증가할수록 제안하는 검출 방법의 성능이 향상되는 것을 볼 수 있다. 그러나 3회 이상 반복하였을 때 제안하는 검출 방법의 추가적인 SNR 이득은 무시할 수 있을 정도로 작다.

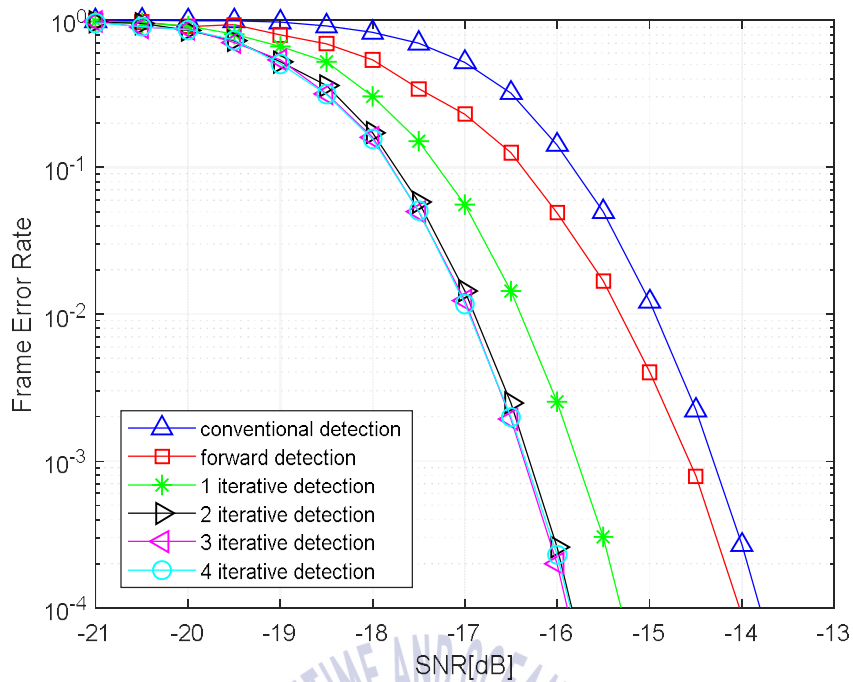


Fig. 19 FER performance of the conventional and proposed detection schemes under AWGN channel

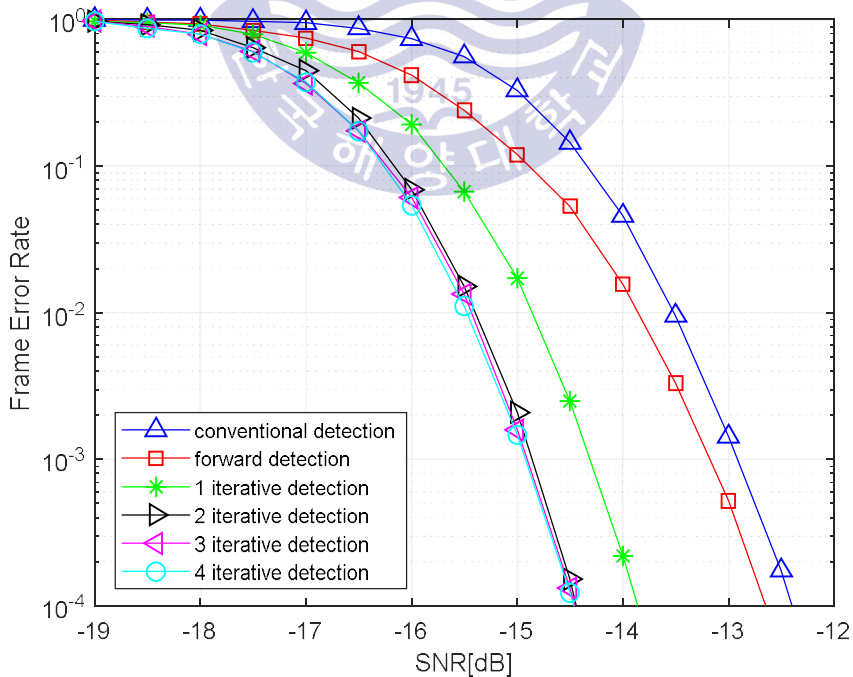


Fig. 20 FER performance of the conventional and proposed detection schemes under RL20 channel

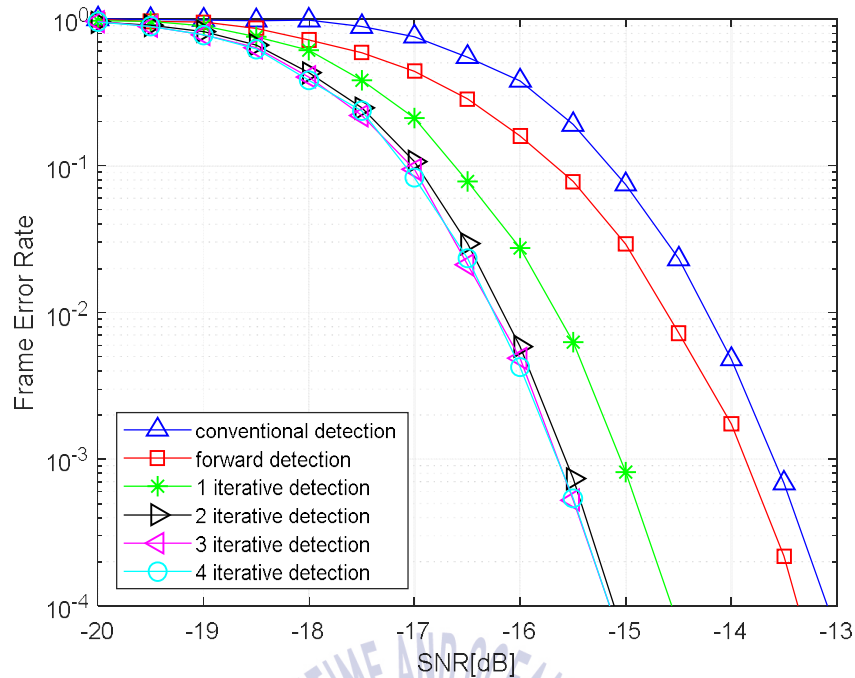


Fig. 21 FER performance of the conventional and proposed detection schemes under RC20 channel

이동 수신 환경에서의 성능 결과를 얻기 위해 TU6 [28] 채널을 가정하고 실험을 진행하였다. TU6 채널은 다중경로로 인한 주파수 선택적 채널 (frequency selective channel)뿐만 아니라 수신기의 이동으로 인한 도플러 천이 (Doppler shift)가 발생하고 이로 인해 시간에 따라서 채널 이득이 변화하는 채널이 된다. TU6 채널에서 사용되는 채널 프로파일과 최대 도플러 천이 값에 따른 채널의 주파수 및 시간 응답을 각각 Table 9와 Figs. 22-23에 제시하였다. 여기서 반송파 주파수 (carrier frequency)는 689 MHz로 설정하였다.

Table 9 TU6 channel profile

Path number	Delay[μ s]	Power[dB]	Fading model
1	0.0	-3	Rayleigh
2	0.2	0	Rayleigh
3	0.5	-2	Rayleigh
4	1.6	-6	Rayleigh
5	2.3	-8	Rayleigh
6	5.0	-10	Rayleigh

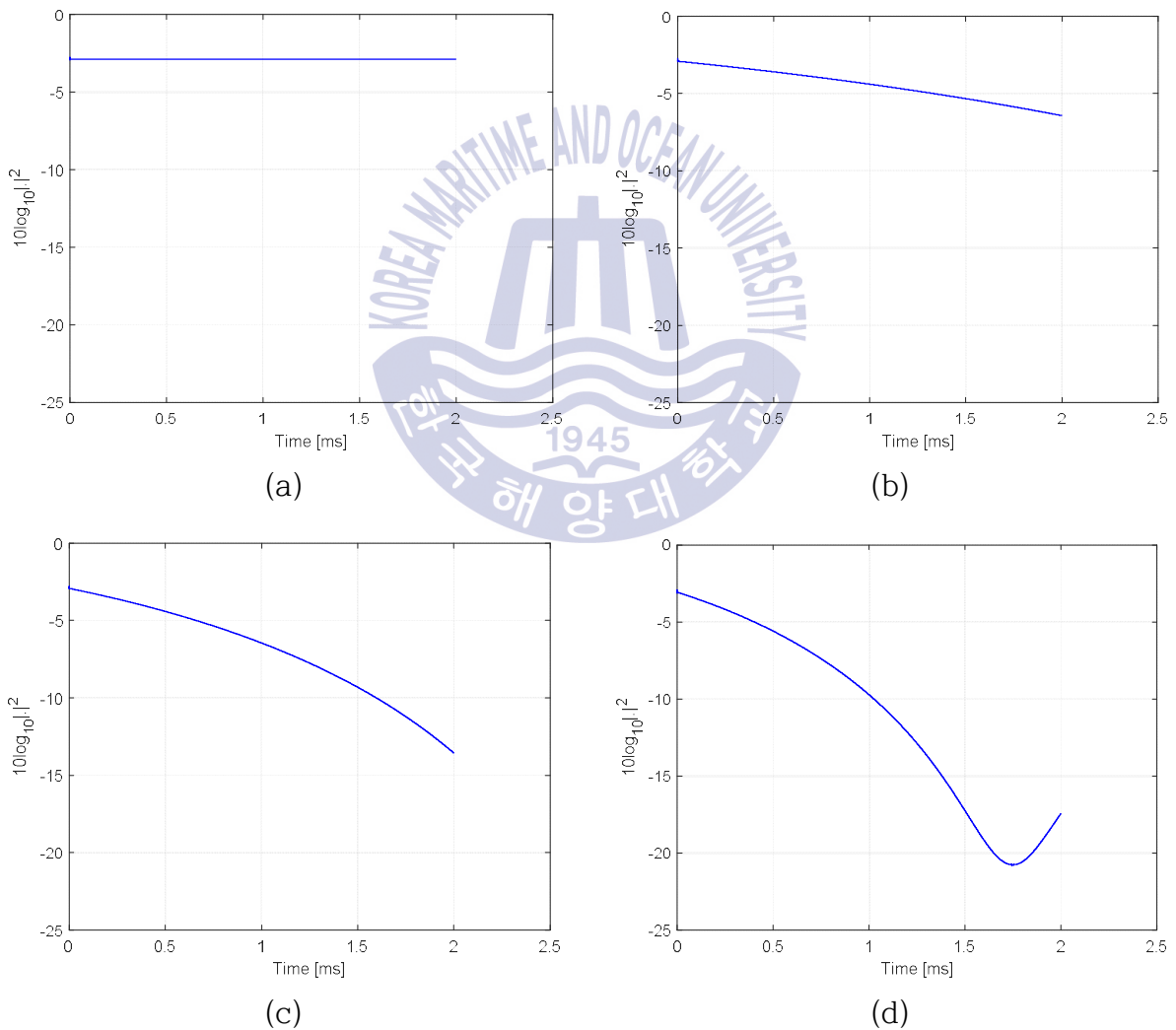


Fig. 22 Snapshot of time responses for TU6 channel according to various Doppler frequency, (a) 0 Hz, (b) 38.3 Hz, (c) 76.6 Hz, (d) 114.9 Hz

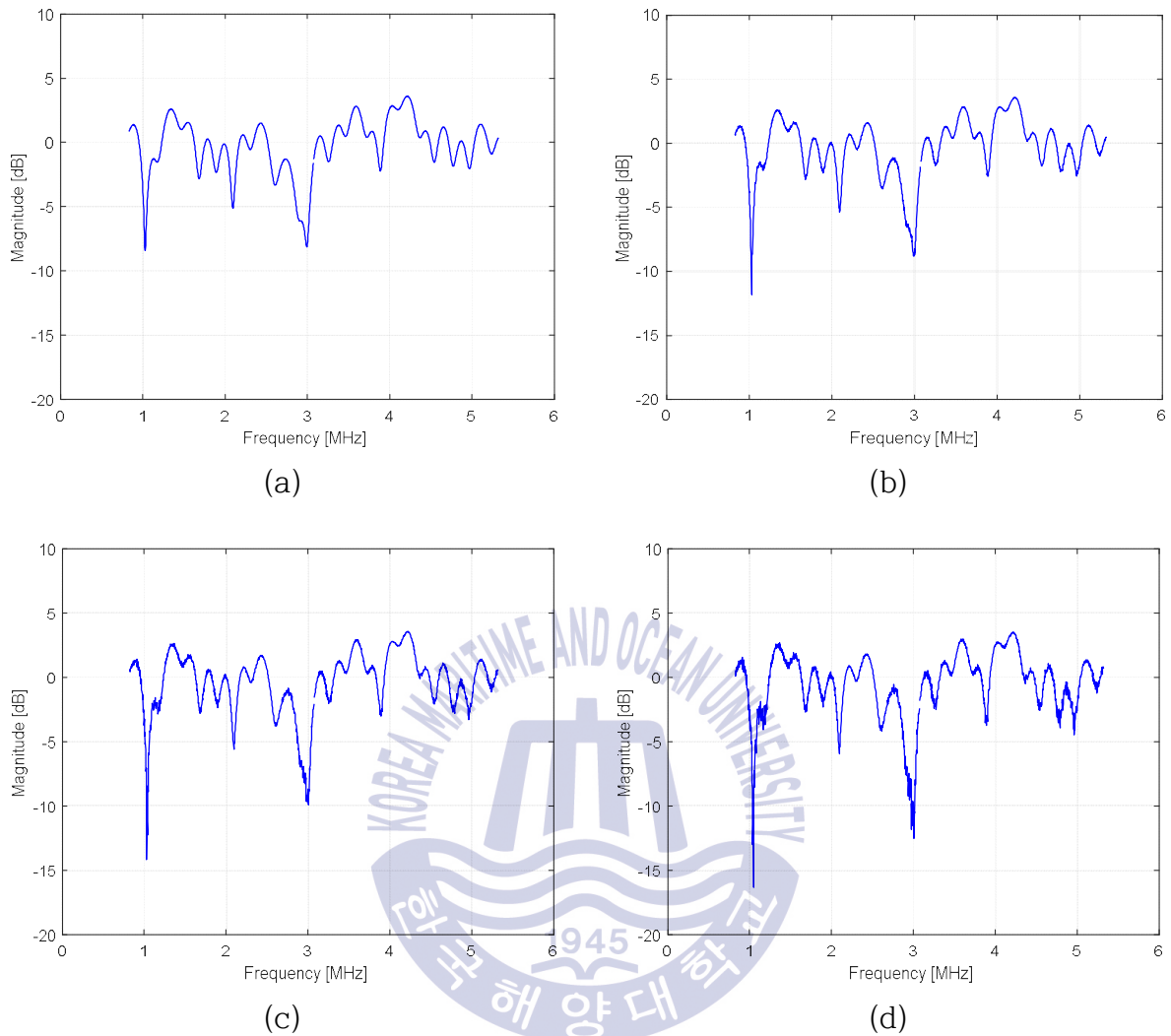


Fig. 23 Snapshot of frequency responses for TU6 channel according to various Doppler frequency, (a) 0 Hz, (b) 38.3 Hz, (c) 76.6 Hz, (d) 114.9 Hz

Fig. 22에서 최대 도플러 주파수 값이 증가함에 따라 하나의 심볼 구간 내에서도 시간에 따른 채널 이득의 변화가 심해지는 것을 볼 수 있다. Fig. 23에서는 최대 도플러 주파수 값이 증가함에 따라 하나의 심볼 구간 내의 채널 이득의 변화가 심해지면서 주파수 영역에서 볼 때 심볼 내에서 부반송파 간 간섭(inter-carrier interference: ICI)가 발생하는 것을 보여준다.

Figs. 24-25는 최대 도플러 주파수 값이 76.6 Hz일 때의 TU6 채널 하에서 기

존 방법과 제안하는 검출 방법을 각각 적용했을 때 추정된 채널 이득에 대한 주파수 응답의 스냅샷을 보여준다. 이 때 제안하는 검출 방법의 반복 횟수는 2 회로 설정하였고, SNR이 -8 dB일 때와 -14 dB일 때를 비교하였다. 기존 방법인 경우 -8 dB일 때 추정된 채널에 대한 주파수 응답이 실제 TU6 채널의 주파수 응답을 유사하게 따르지만 -14 dB일 때 추정된 채널에 대한 주파수 응답이 실제 TU6 채널의 주파수 응답을 잘 따르지 못한다. 반면에 제안하는 검출 방법의 경우에는 기존 방법에 비해 추정된 채널에 대한 주파수 응답이 실제 TU6 채널의 주파수 응답을 보다 잘 따르고 있는 것을 볼 수 있다. 즉, 고정 수신 환경과 유사하게 기존 방법에 비해 제안하는 검출 방법이 보다 열악한 채널 환경에서도 더 좋은 채널 추정 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

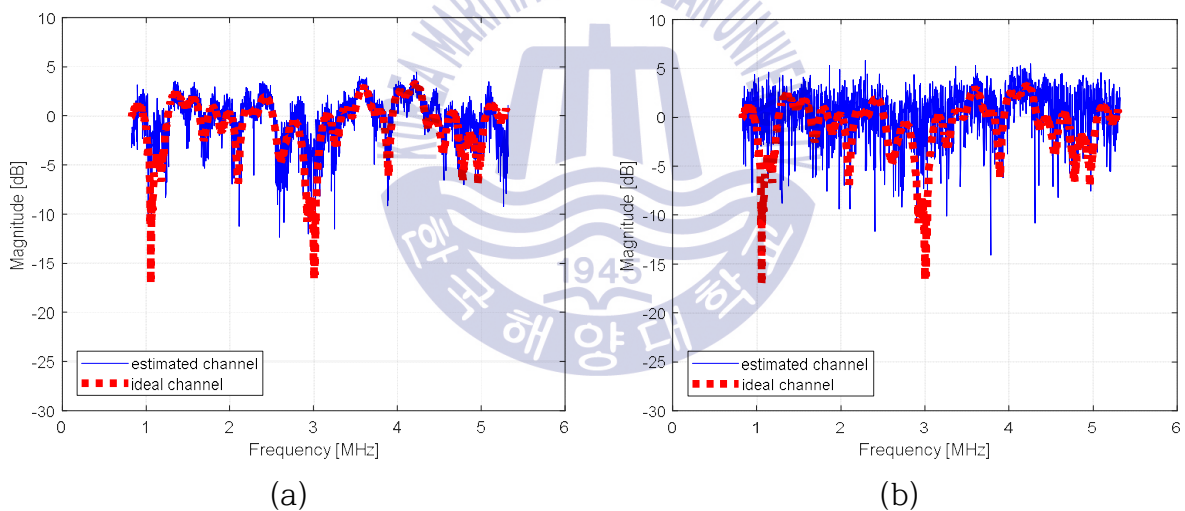


Fig. 24 Snapshot of frequency response for estimated equivalent channel using the conventional scheme under TU6 channel, (a) SNR= -8 dB, (b) SNR= -14 dB

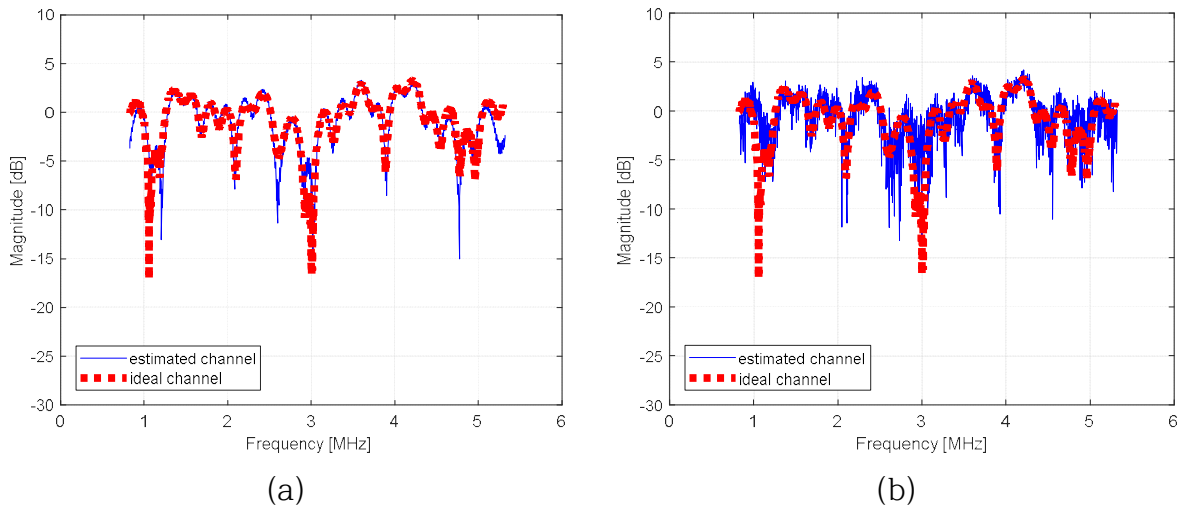


Fig. 25 Snapshot of frequency response for estimated equivalent channel using the proposed detection scheme with 2 iteration under TU6 channel, (a) SNR=-8 dB, (b) SNR=-14 dB

Fig. 26은 기존 방법과 제안하는 검출 방법에서 순방향 및 1회 반복 검출을 각각 수행했을 때 부트스트랩 신호의 SER 성능을 최대 도플러 주파수 천이가 76.6 Hz인 TU6 채널 하에서 나타낸 것이다. 기존 방법인 경우 부트스트랩 심볼 1,2,3 모두 동일한 SER 성능을 보이지만, 순방향 검출을 수행했을 경우 $SER=10^{-3}$ 에서 부트스트랩 심볼 2와 심볼 3에 대해 각각 0.2 dB와 0.8 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 부트스트랩 심볼 1은 기존 방법과 동일한 성능을 갖는다. 1회 반복 검출인 경우 역방향 검출이 추가로 수행되므로 $SER=10^{-3}$ 에서 기존 방법 대비 부트스트랩 심볼 2와 심볼 1이 각각 1.4 dB와 1.3 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 각 심볼에 대한 순방향 검출의 SNR 이득을 기준으로 부트스트랩 심볼 2와 심볼 1이 각각 1.1 dB와 1.2 dB의 추가적인 SNR 이득을 얻을 수 있고, 순방향 검출에서 SER 성능이 가장 좋은 부트스트랩 심볼 3을 기준으로 1회 반복 검출의 부트스트랩 심볼 2와 심볼 1이 각각 0.5 dB와 0.4 dB의 추가적인 SNR 이득을 얻을 수 있다. 이동 수신 환경에서는 이동 속도가 증가할수록 시간에 따른 채널 이득의 변화가 심해짐에 따라 도플러 천이가 증가하고, 이로 인해 부트스트랩 심볼 1의 SER 성능과 심볼 2의 SER 성능이 역전되는 것을 볼

수 있다. 2회 반복 검출인 경우에는 부트스트랩 심볼 2에 대해서 0.2 dB의 추가적인 SNR 이득을 얻을 수 있다. 고정 수신인 경우와 유사하게 연속하는 이전의 두 심볼에 대한 추정된 채널 이득을 계속해서 평균할수록 추정된 채널의 신뢰도가 향상되고 검출 성능이 향상되는 것을 볼 수 있다.

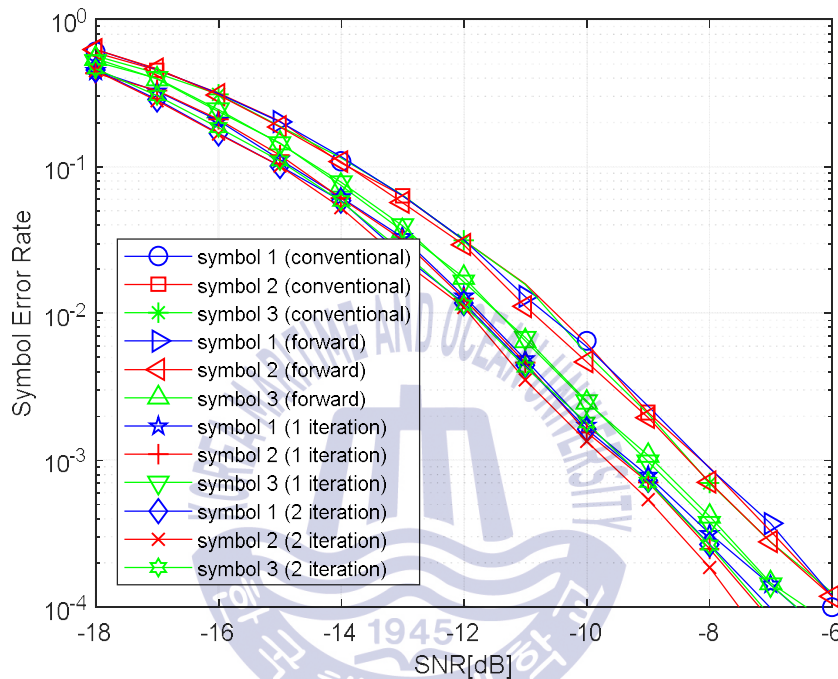


Fig. 26 SER performance of the conventional and proposed detection schemes under TU6 channel with 76.6 Hz Doppler frequency

Fig. 27은 기존 방법과 제안하는 검출 방법에 따른 부트스트랩 신호의 FER 성능을 최대 도플러 주파수 천이가 76.6 Hz인 TU6 채널 하에서 나타낸 것이다. FER=10⁻³에서 순방향, 1회 반복, 2회 반복 검출하였을 경우 각각 0.6 dB, 1.5 dB, 2.0 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 고정 수신인 경우와 유사하게 반복 횟수가 증가하면서 제안하는 검출 방법의 성능이 향상된다. 그러나 3회 이상 반복하였을 때 제안하는 검출 방법의 추가적인 SNR 이득은 무시할 수 있을 정도로 작다.

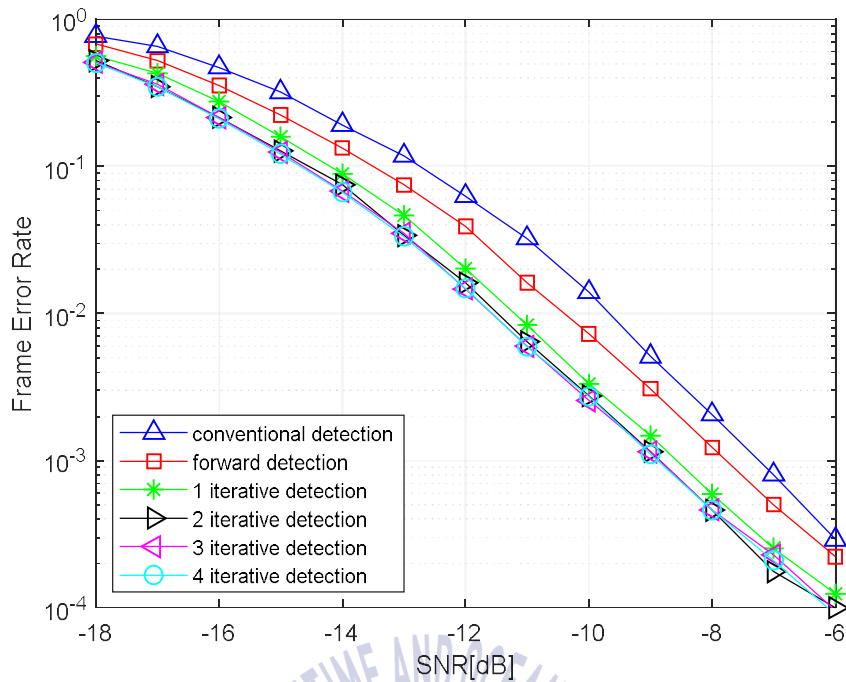


Fig. 27 FER performance of the conventional and proposed detection schemes under TU6 channel with 76.6 Hz Doppler frequency

Fig. 28은 최대 도플러 주파수 값이 변화함에 따른 기존 방법과 제안하는 검출 방법의 요구 SNR을 보여준다. 이 때 반복 횟수는 2회로 설정하였다. 최대 도플러 주파수 값이 114.9 Hz보다 작은 경우에는 제안하는 검출 방법이 기존 방법에 비해 최대 약 2 dB까지 SNR 이득을 얻을 수 있다. 그러나 최대 도플러 주파수 값이 114.9 Hz보다 큰 경우에는 제안하는 검출 방법이 기존 방법보다 더 높은 SNR을 요구한다. 최대 도플러 주파수 값이 커질수록 시간에 따른 채널 이득의 변화가 더욱 빨라져서 두 개의 연속하는 심볼 길이보다 더 짧은 시간에서 채널 이득의 변화가 생기게 된다. 그러므로 최대 도플러 주파수 값이 114.9 Hz보다 큰 경우에는 연속한 두 심볼의 채널 이득이 동일하다는 가정이 성립하지 않고, 제안하는 검출 방법이 제대로 동작하지 못한다. 다시 말해서, 제안하는 검출 방법은 최대 도플러 주파수 값이 114.9 Hz보다 작은 경우에 제안하는 검출 방법이 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있을 뿐만 아니라, 고정 수신기 또는 실내의 휴대용 기기의 경우에는 이동이 없거나 매우 느린 이동만 있으

므로 제안하는 검출 방법이 성능의 개선이 있다는 것을 알 수 있다.

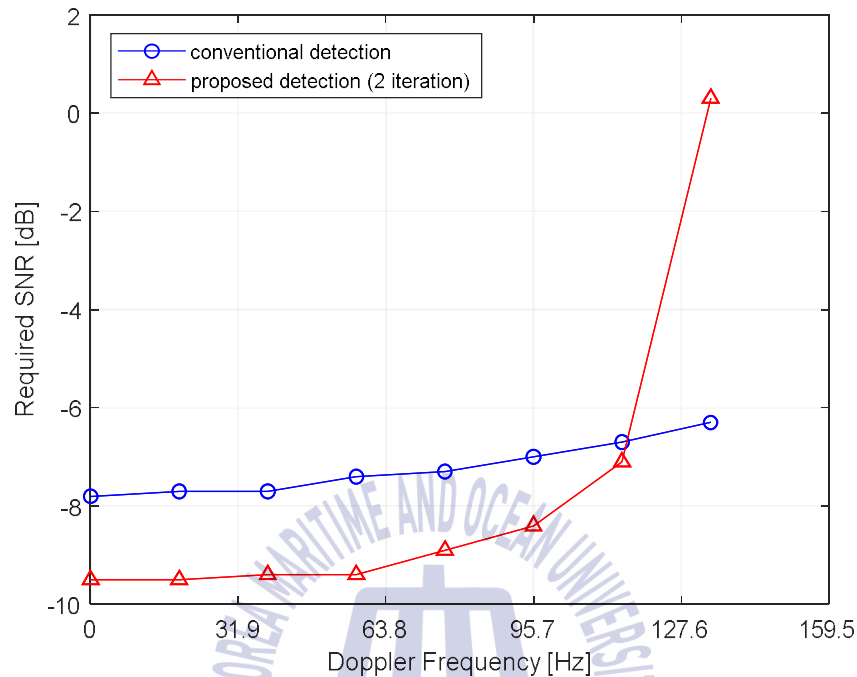


Fig. 28 Required SNR of the conventional and proposed detection schemes under TU6 channel according to various Doppler frequency

Fig. 10에서 보이는 것과 같이 제안하는 검출 방법의 계산 복잡도는 반복 검출 횟수에 따라 증가한다. 그러나 Figs. 19-21과 Fig. 27에서 보이는 것과 같이 2회 반복까지는 추가적인 SNR 이득이 있지만 3회 이상 반복하였을 때 추가적인 SNR 이득은 무시할 수 있을 정도로 작다. 여기서 성능-복잡도 관계를 고려하였을 때, 반복 횟수를 2회로 하는 것이 가장 적합하다고 볼 수 있다. 그러므로 제안하는 검출 방법은 2회 반복에 해당하는 계산 복잡도 증가로 최대 2.0 dB의 성능 개선을 얻을 수 있다.

제 7 장 결론

본 학위논문에서는 부트스트랩 신호에 포함된 시그널링 정보의 검출을 위한 최대우도 결정 규칙을 유도하였다. 유도한 최대우도 결정 규칙은 IFFT 동작을 이용하여 계산할 수 있다. 또한, ATSC 3.0 시스템을 위한 부트스트랩 신호의 반복 검출 알고리즘을 제안하였다. 제안한 검출 방법은 두 개의 연속하는 심볼에 대한 채널 이득을 평균함으로써 추정된 채널 이득의 신뢰도를 향상시킨다. 그리고 추정된 채널 이득의 평균과 부트스트랩 심볼에 대한 상대적 순환 이동값의 검출을 반복적으로 수행함으로써 성능을 더욱 향상시켰다. 그리고 제안한 검출 방법의 계산 복잡도를 분석하여 반복 검출 횟수와 심볼 개수에 따른 계산 복잡도를 제시하였다.

전산 실험 결과에서는 고정 수신 환경과 이동 수신 환경 하에서 기존 방법과 제안하는 검출 방법에 대한 최대우도 결정 규칙의 성능과 채널 추정 성능을 제시하였다. 여기서 제안하는 검출 방법이 기존 방법에 비해 낮은 SNR에서도 더 좋은 성능을 보여준다. 그리고 고정 수신 환경 하에서 제안하는 검출 방법의 반복 횟수에 따른 SER 성능과 FER 성능을 제시하였고 2회 반복할 경우에 최대 2.0 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한, 제안하는 검출 방법이 기존 방법에 비해 고정 수신 환경뿐만 아니라 114.9 Hz 이하의 낮은 도플러 주파수를 갖는 이동 수신 환경에서 SER 성능과 FER 성능이 모두 향상되는 것을 알 수 있고 2회 반복할 경우에 최대 2.0 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 성능-복잡도 관계는 제안한 검출 방법이 2회 반복에 해당하는 계산 복잡도 증가로 최대 2.0 dB의 성능 개선을 얻을 수 있다는 것을 보여준다.

참고문헌

- [1] L. Fay, L. Michael, D. Gómez-Barquero, N. Ammar, and M. W. Caldwell, "An overview of the ATSC 3.0 physical layer specification," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 159-171, Mar. 2016.
- [2] Advanced Television Systems Committee, *ATSC Standard: A/321, System Discovery and Signaling*, Doc. A321, Mar. 2016.
- [3] Advanced Television Systems Committee, *ATSC Standard: A/322, Physical Layer Protocol*, Doc. A322, Sep. 2016.
- [4] TTA, 지상파 UHDTV 방송 송수신 정합 - 파트 4. 물리계층, TTAK.KO-07.0127/R1-Part 4, 2016.
- [5] H. Jeong, K. J. Kim, S. Myung, J. W. Shin, J. Kim, S. I. Park, S. Kwon, Y. Shi, and S. H. Kim, "Flexible and robust transmission for physical layer signaling of ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 204-215, Mar. 2016.
- [6] 김정창, 김형석, 박성익, 김흥목, "ATSC 3.0 시스템을 위한 부트스트랩 신호를 이용한 동기 방식 연구," *방송공학회논문지*, vol. 21, no. 6, pp. 899-912, Nov. 2016.
- [7] D. He, K. Shelby, M. Earnshaw, Y. Huang, H. Xu, and S. I. Park, "System discovery and signaling transmission using bootstrap in ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 172-180, Mar. 2016.
- [8] W. Kwon, J. Hwang, H. K. Yang, S. Hwang, K. Takahashi, and L. Michael, "The ATSC link-layer protocol (ALP): design and efficiency evaluation," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 316-327, Mar. 2016.

- [9] L. Michael and D. Gómez-Barquero, "Bit-interleaved coded modulation (BICM) for ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 181-188, Mar. 2016.
- [10] K. J. Kim, S. Myung, S. I. Park, J. Y. Lee, M. Kan, Y. Shinohara, J. W. Shin, and J. Kim, "Low-density parity-check codes for ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 189-196, Mar. 2016.
- [11] N. S. Loghin, J. Zöllner, B. Mouhouche, D. Ansorregui, J. Kim and S. I. Park, "Non-uniform constellations for ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 197-203, Mar. 2016.
- [12] Advanced Television Systems Committee, *ATSC Standard: A/53, ATSC Digital Television Standard*, Doc. A/53, Jan. 2007.
- [13] P. Klenner, J. S. Baek, N. S. Loghin, D. Gómez-Barquero, and W. S. Ko, "Physical layer time interleaving for the ATSC 3.0 system," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 253-262, Mar. 2016.
- [14] M. Earnshaw, K. Shelby, H. Lee, Y. Oh, and M. Simon, "Physical layer framing for ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 263-270, Mar. 2016.
- [15] L. Zhang, W. Li, Y. Wu, X. Wang, S. I. Park, H. M. Kim, J. Y. Lee, P. Angueira, and J. Montalbán, "Layered-division-multiplexing: theory and practice," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 216-232, Mar. 2016.
- [16] S. I. Park, J. Y. Lee, S. Myoung, L. Zhang, Y. Wu, J. Montalbán, S. Kwon, B. M. Lim, P. Angueira, H. M. Kim, N. Hur, and J. Kim, "Low complexity layered division multiplexing for ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 233-243, Mar. 2016.

- [17] C. Regueiro, J. Montalbán, J. Barrueco, M. Velez, P. Angueira, Y. Wu, L. Zhang, S. I. Park, J. Y. Lee, and H. M. Kim, "LDM core services performance in ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 244-252, Mar 2016.
- [18] J. Y. Lee, S. I. Park, S. Kwon, B. M. Lim, H. M. Kim, J. Montalbán, P. Angueira, L. Zhang, W. Li, Y. Y. Wu, and J. Kim, "Multiple service configurations based on layered division multiplexing," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 63, no. 1, pp. 267-274, Mar. 2017.
- [19] S. I. Park, J. Y. Lee, B. M. Lim, Y. Kim, S. Kwon, H. M. Kim, and J. Kim, "Field test results of layered division multiplexing for the next generation DTV system," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 63, no. 1, pp. 260-266, Mar. 2017.
- [20] S. I. Park, J. Y. Lee, B. M. Lim, S. Kwon, J. H. Seo, H. M. Kim, N. Hur, and J. Kim, "Field comparison tests of LDM and TDM in ATSC 3.0," Accepted for the publication in *IEEE Trans. Broadcast.*
- [21] E. Garro, J. J. Gimenez, S. I. Park, and D. Gómez-Barquero, "Scattered pilot performance and optimization for ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 63, no. 1, pp. 282-292, Mar. 2017.
- [22] L. Stadelmeier, D. Schneider, J. Zöllner, and J. J. Gimenez, "Channel bonding for ATSC3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 289-297, Mar. 2016.
- [23] S. LoPresto, R. Citta, D. Vargas, and D. Gómez-Barquero, "Transmit diversity code filter sets (TDCFSs), an MISO antenna frequency predistortion scheme for ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 271-280, Mar. 2016.
- [24] D. Gómez-Barquero, D. Vargas, M. Fuentes, P. Klenner, S. Moon, J. Y. Choi, D. Schneider, and K. Murayama, "MIMO for ATSC 3.0," *IEEE Trans.*

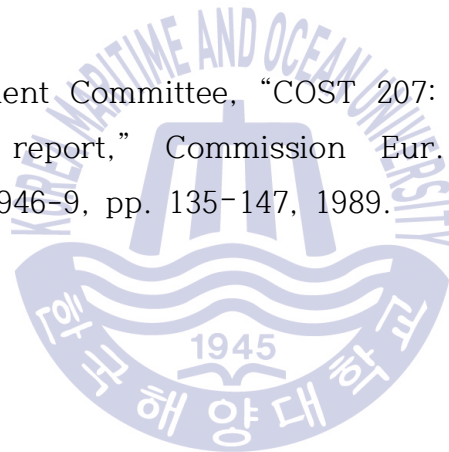
Broadcast., vol. 62, no. 1, pp. 298-305, Mar. 2016.

[25] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 48, no. 3, pp. 223-229, Sep. 2002.

[26] W. L. Briggs and Van Emden Henson, *The DFT: An Owner's Manual for the Discrete Fourier Transform*, SIAM, Philadelphia, 1995

[27] ETSI EN 300 744 V1.6.1 (2009-01). *Digital Video Broadcasting (DVB), Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television*. European Standard ETSI, 2009.

[28] COST 207 Management Committee, "COST 207: Digital land mobile radio communications—Final report," Commission Eur. Communities, Brussels, Belgium, ISBN 92-825-9946-9, pp. 135-147, 1989.



감사의 글

지난 2년간의 석사과정을 마무리하면서 많은 도움을 주신 분들께 감사의 말씀을 드립니다. 먼저, 학부생 시절부터 석사과정을 마칠 때까지 많은 가르침을 주신 김정창 교수님께 감사드립니다. 활발하게 연구하시는 교수님을 보면서 저도 많은 자극을 받았습니다. 그리고 언제나 학생들을 먼저 생각해주시고 석사과정동안 해외 학회 참여 등 쉽게 할 수 없는 다양한 경험을 할 수 있는 기회를 주셔서 감사합니다. 교수님과 함께한 석사과정 2년은 잊을 수 없는 기억이 될 것입니다.

바쁘신 와중에도 학위논문 심사를 해주신 박동국 교수님과 손경락 교수님께 감사의 말씀을 드립니다. 두 분 교수님께서 주신 조언이 있었기에 더 좋은 학위논문이 되었다고 생각합니다. 항상 열정이 넘치는 강의와 다양한 가르침을 주신 양규식 교수님, 이상배 교수님, 임재홍 교수님, 심준환 교수님께도 감사의 말씀을 드립니다. 그리고 더욱 편한 학교생활을 할 수 있도록 많은 도움을 주신 주현진 조교누나 감사합니다.

석사과정동안 많은 시간을 함께한 통신시스템 및 신호처리 실험실 친구들 감사합니다. 실험실의 만형인 권혁진형, 실험실 내에서 언제나 술선수범하고 우리의 방패막이가 되어준 이운현, 묵묵하게 자신의 할 일을 해결하는 김시문, 그리고 세 명의 형들을 잘 따라와준 염명길. 덕분에 정말 행복한 석사과정을 보낼 수 있었습니다. 학부 CSP 및 전자통신공학과 동기들 모두 감사합니다.

제가 이루고자 하는 목표에 대해서 전폭적인 지지와 무조건적인 믿음을 주시는 부모님과 지금 열심히 공부중인 동생에게도 감사의 말을 전합니다. 그 지지와 믿음에 보답하기 위해 더욱 열심히 노력하겠습니다.

다시 한 번 도와주신 모든 분들께 감사드립니다.