

특집논문 (Special Paper)

방송공학회논문지 제21권 제6호, 2016년 11월 (JBE Vol. 21, No. 6, November 2016)

<http://dx.doi.org/10.5909/JBE.2016.21.6.899>

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

ATSC 3.0 시스템을 위한 부트스트랩 신호를 이용한 동기 방식 연구

김정창^{a)†}, 김형석^{a)}, 박성익^{b)}, 김홍묵^{b)}

Study on Synchronization Using Bootstrap Signals for ATSC 3.0 Systems

Jeongchang Kim^{a)†}, Hyeongseok Kim^{a)}, Sung Ik Park^{b)}, and Heung Mook Kim^{b)}

요 약

ATSC 3.0 시스템에서는 각 프레임의 시작에 부트스트랩 (bootstrap) 신호가 먼저 전송된다. 본 논문에서는 부트스트랩 신호를 이용하여 ATSC 3.0 시스템의 초기 동기를 획득하는 방법을 제시한다. ATSC 3.0의 부트스트랩 신호는 시간 영역에서 반복되는 구조를 가지며 제안하는 방법은 이러한 구조를 이용하여 수신기에서 초기 동기를 획득한다. 또한, 전산 실험 결과는 제안하는 알고리즘이 매우 낮은 신호 대 잡음비 (signal-to-noise ratio)에서도 초기 동기를 획득할 수 있음을 보여준다.

Abstract

In ATSC 3.0 systems, a bootstrap signal is located at the start of each frame. In this paper, we propose an initial synchronization scheme for ATSC 3.0 systems using the bootstrap signal. The bootstrap signal of ATSC 3.0 has several repetition patterns in the time domain. By utilizing the repetition patterns within the bootstrap, the proposed scheme can obtain an initial synchronization at the receiver. Also, simulation results show that the proposed scheme can obtain an initial synchronization at very low signal-to-noise ratios.

Keyword : Advanced Television Systems Committee (ATSC) 3.0, bootstrap, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), synchronization

a) 한국해양대학교 전자전기정보공학부(Division of Electronics and Electrical Information Engineering, Korea Maritime and Ocean University)

b) 한국전자통신연구원 방송시스템연구부(Broadcasting Systems Research Department, Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI))

† Corresponding Author : 김정창(Jeongchang Kim)

E-mail: jchkim@kmou.ac.kr

Tel: +82-51-410-4315

ORCID: <http://orcid.org/0000-0002-8612-9360>

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 정보통신·방송 연구개발 사업의 일환으로 수행하였음. [R0101-16-294 (융합형 실감방송 서비스 및 전송 기술 개발)]

※ 본 논문은 “2016년 한국방송·미디어공학회 하계학술대회”에서 부분적으로 발표되었음.

· Manuscript received September 12, 2016; Revised November 7, 2016; Accepted November 16, 2016.

I. 서론

최근, 차세대 방송 표준 개발에 대한 필요성^[1-3]이 증대됨에 따라 ATSC (Advanced Television Systems Committee)에서는 2013년부터 차세대 방송 방식으로서 ATSC 3.0 규격의 개발을 시작했다^{[1][2]}. 그 이후 표준화 과정을 거쳐서 2016년 3월에 ATSC 3.0 물리계층의 한 부분인 “System Discovery and Signaling” 규격 (A/321)이 승인되었고^[4], 2016년 9월에는 ATSC 3.0 물리계층 규격 (A/322)이 승인되었다^[5].

ATSC 3.0 규격에서 하나의 프레임은 맨 앞에 부트스트랩 (bootstrap)이 위치하며 그 뒤에 프리앰블 (preamble)과 하나 이상의 부프레임 (subframe)이 차례대로 위치하도록 구성된다. 부트스트랩은 수신기에게 ATSC 3.0 신호의 존재를 알려주는 역할을 하며 수신기 동기에도 사용될 수 있다. 또한, 부트스트랩은 수신기에서 프레임 신호를 복조하는데 필요한 정보를 포함하고 있으므로 부트스트랩은 모든 수신기가 수신할 수 있도록 고정된 파라미터를 사용하여 전송하게 된다.

ATSC 3.0 규격에 따르면 프레임의 시작에 부트스트랩 신호가 먼저 전송되므로 본 논문에서는 ATSC 3.0 규격에서 정의되는 부트스트랩 신호를 이용한 수신기 동기 방식을 제시한다. ATSC 3.0 방송 신호의 프레임에 앞서서 전송되는 부트스트랩 신호는 시간 영역에서 반복되는 구조를 가지며 이러한 구조를 이용하여 수신기에서 초기 동기 (initial synchronization)를 획득할 수 있다. 부트스트랩 신호를 이용한 수신기 동기 방식은 [6]과 [7]에서 제시된 바 있다. 먼저, [6]에서는 다수의 부트스트랩 심볼들 중에서 첫 번째 심볼의 반복 패턴만을 고려하여 프레임 동기를 획득하는 방법을 제시하였다. 부트스트랩의 첫 번째 심볼은 DVB-T2의 P1 심볼과 유사한 시간 영역 구조를 가지며 2개의 상관기 (correlator)를 이용하여 프레임 동기를 획득한다. [7]에서는 [6]의 상관기 구조를 사용하여 소수 주파수 오프셋 (fractional frequency offset)을 추정하는 방법을 제시하였다. 그러나, [6]과 [7]에서 제시된 방법은 부트스트랩 신호의 첫 번째 심볼 하나만을 이용하여 상관 길이 (correlation length)가 충분하지 못하므로 매우 낮은 신호 대 잡음비 (signal-to-noise ratio: SNR) 영역에서 충분한 동기 성능

을 확보하기가 어렵다.

ATSC 3.0 규격에서 부트스트랩 신호는 모두 4개의 심볼을 전송하며 첫 번째 심볼과 나머지 심볼은 서로 다른 시간 영역 구조를 갖는다. 본 논문에서는 두 가지 시간 영역 구조를 갖는 다수의 부트스트랩 심볼에 대한 상관 값을 모두 결합하여 동기 획득 성능을 향상시킬 수 있는 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 부트스트랩 신호의 모든 심볼에 대해 반복되는 구간 사이의 상관 값을 계산하고 이들을 결합하여 상관 피크 (correlation peak)의 위치와 위상 (phase)을 검출함으로써 초기 프레임 타이밍과 주파수 오프셋을 추정한다. 첫 번째 부트스트랩 심볼과 나머지 부트스트랩 심볼은 서로 다른 시간 영역 구조를 가지므로 반복 패턴에 따라 서로 다른 구조의 상관기를 적용한다. 또한, 각 심볼이 갖는 구조를 고려하여 각 상관기의 출력을 결합하여야 한다. 전산 실험 결과는 제안하는 방법이 매우 낮은 SNR에서도 초기 동기를 획득할 수 있음을 보여준다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 ATSC 3.0의 부트스트랩 신호의 시간 영역 구조에 대해서 소개하고, 3장에서 부트스트랩 신호를 이용한 동기 획득 방법을 제시한다. 4장에서는 전산 실험 결과를 제시하고, 5장에서 결론을 맺는다.

II. 부트스트랩 신호

1. 부트스트랩 신호의 생성

그림 1은 주파수 영역에서 ATSC 3.0의 부트스트랩 수열 생성을 위한 생성기의 구조를 나타낸다^[3]. 주파수 영역의 부트스트랩 수열은 Zadoff-Chu (ZC) 수열과 의사 잡음 (pseudo-noise: PN) 수열의 곱으로 생성된다. 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, q 는 ZC 수열의 root 값으로서 주 버전 (major version)을 나타내고, N_{ZC} 는 ZC 수열의 길이를 나타낸다.

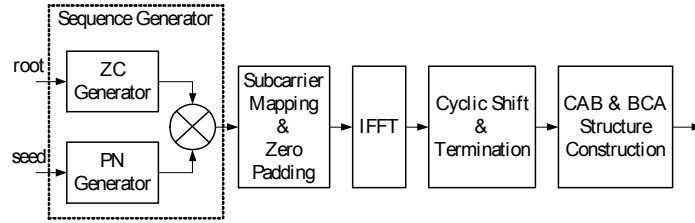


그림 1. ATSC 3.0 부트스트랩 수열 생성기.
Fig. 1. ATSC 3.0 bootstrap sequence generator.

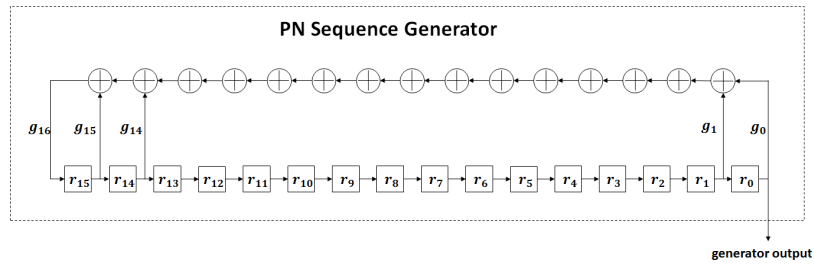


그림 2. 의사 잡음 수열 생성기
Fig. 2. Pseudo-noise sequence generator

PN 수열은 그림 2와 같이 길이 $l=16$ 인 linear feedback shift register (LFSR)에 의해서 생성되며 생성 다항식은 다음과 같이 주어진다.

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

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

PN 수열의 seed 값은 부 버전 (minor version)을 나타내며 부 버전에 따라 PN 수열 생성기의 초기 레지스터 상태

표 1. 부트스트랩 부 버전에 대한 PN 수열 생성기의 초기 레지스터 상태
Table 1. Initial register state of the PN sequence generator for bootstrap minor versions

Initial register state $r_{init} = \{r_{15}, \dots, r_0\}$		
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

가 결정된다. 주 버전이 0 일 경우 부 버전에 따른 PN 수열 생성기의 초기 레지스터 상태 값 $r_{init} = \{r_{15}, \dots, r_0\}$ 은 표 1과 같이 주어진다.

ZC 수열과 PN 수열의 곱으로 생성된 수열은 주파수 영역에서 $N_{ZC} = 1499$ 개의 부반송파 (subcarrier)에 할당되는데 DC 부반송파를 중심으로 좌우에 각각 749개의 부반송파가 사용된다. 이 때, DC 부반송파에는 강제로 0의 값을 맵핑한다. 그러면, 최종적으로 749개의 음 (negative)의 부반송파와 749개의 양 (positive)의 부반송파만 사용된다. ATSC 3.0 규격에서는 부트스트랩에 모두 4개의 심볼이 정의되며 모든 심볼은 동일한 ZC 수열을 사용한다. 그러나, PN 수열의 경우 그림 2에 의해 생성된 수열을 749개씩 차례로 잘라서 각각의 심볼에 사용한다. 즉, 각각의 심볼에 길이 749인 서로 다른 PN 수열이 사용되며 이를 749개의 음의 부반송파에 맵핑되는 ZC 수열에 곱한다. 또한, 동일한 PN 수열을 DC 부반송파에 대칭으로 749개의 양의 부반송파에 맵핑되는 ZC 수열에도 곱한다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$s_n(k) = \begin{cases} z_q(k+749)c(749(n+1)+k), & -749 \leq k \leq -1 \\ z_q(k+749)c(749(n+1)-k), & 1 \leq k \leq 749 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

여기서, c 는 PN 수열을 나타내고 $s_n(k)$ 는 n 번째 심볼에서 k 번째 부반송파에 맵핑되는 수열 값을 나타낸다.

부반송파에 맵핑된 신호는 2048 크기의 IFFT (inverse fast Fourier transform)를 통하여 시간 영역 신호로 변환된다. 시간 영역으로 변환된 신호는 전송될 정보 비트 열에 따라 순환 이동 (cyclic shift)이 이루어지며 마지막 심볼에 대해서는 마지막 심볼임을 알릴 수 있도록 termination이 시그널링된다. 마지막으로, 순환 이동된 신호의 일부를 앞과 뒤에 복사하여 CAB 구조와 BCA 구조의 최종 송신 신호를 생성한다.

2. 부트스트랩 신호의 순환 이동

ATSC 3.0의 부트스트랩 신호는 모두 4개의 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 심볼을 전송하며 첫 번째 심볼을 제외한 나머지 심볼은 시간 영역에서 순환 이동된다. 이 때, 순환 이동 값은 전송하고자 하는 정보 비트들에 의해서 결정된다. 각 심볼의 IFFT 출력 신호는 2048 샘플 길이를 가지고 있으며 0부터 2047까지 모두 2048 가지의 순환 이동이 가능하므로 최대 $11(=\log_2(2048))$ 비트를 전송할 수 있다.

순환 이동은 상대적 순환 이동 (relative cyclic shift)과 절대적 순환 이동 (absolute cyclic shift)으로 나뉜다. 상대적 순환 이동 값은 이전 심볼의 순환 이동 값을 기준으로 상대적인 위치 값을 나타낸다. 먼저, n 번째 부트스트랩 심볼에 대한 정보 비트열 $b_0^n, b_1^n, \dots, b_{N_b^n-1}^n$ 에 대해서 상대적 순환 이동 값 \tilde{M}_n 의 이진 표현 $m_{10}^n m_9^n \dots m_1^n m_0^n$ 은 수식 (5)와 같은 그레이 부호 맵핑 (Gray code mapping)으로 주어진다. 여기서 N_b^n 은 n 번째 부트스트랩 심볼로 전송되는 정보 비트 수를 나타낸다.

$$m_i^n = \begin{cases} \left(\sum_{k=0}^{10-i} b_k^n \right) \bmod 2 & i > 10 - N_b^n \\ 1 & i = 10 - N_b^n \\ 0 & i < 10 - N_b^n \end{cases} \quad (5)$$

절대적 순환 이동 값은 각 심볼의 실제 순환 이동 값을 나타낸다. 여기서, n 번째 부트스트랩 심볼의 절대적 순환 이동 값 M_n 은 수식 (6)과 같이 계산된다. 이 때, 첫 번째 심볼은 순환 이동을 하지 않으므로 첫 번째 심볼의 절대적 순환 이동 값은 0이다.

$$M_n = \begin{cases} 0 & n=0 \\ (M_{n-1} + \tilde{M}_n) \bmod N_{FFT} & 1 \leq n < N_S \end{cases} \quad (6)$$

여기서, N_S 는 부트스트랩에서 전송되는 심볼의 개수를 나타내며 ATSC 3.0의 경우 $N_S = 4$ 이다. 또한, N_{FFT} 는 부트스트랩 신호에 대한 FFT 크기를 나타낸다.

IFFT 출력 신호 $\tilde{A}_n(t)$ 는 절대적 순환 이동 값 M_n 에 의해 순환 이동되고, 순환 이동된 시간 영역 신호 $A_n(t)$ 는 수식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$A_n(t) = \tilde{A}_n((t + M_n) \bmod N_{FFT}) \quad (7)$$

순환 이동된 신호의 일부 샘플을 심볼의 앞과 뒷부분에 복사하여 최종 송신 신호를 생성하게 된다. 이 때, 부트스트랩의 마지막 심볼은 180° 위상 반전이 추가적으로 적용되어 수신기에서 마지막 심볼임을 검출할 수 있도록 하고 있다.

3. 부트스트랩 신호의 시간 영역 구조

그림 3은 부트스트랩 신호의 최종 시간 영역 구조를 나타낸다. 부트스트랩 신호는 DC 부반송파를 제외하고 1498개의 유효 부반송파가 사용된다. 표 2는 ATSC 3.0 부트스트랩의 주요 OFDM 파라미터를 나타낸다. 그림 3의 시간 영역 구조에서 A 부분은 IFFT 출력의 순환 이동된 결과로서 $N_A = 2048$ 샘플 길이를 갖고, B 부분과 C 부분은 A 부분의 일부를 복사하여 생성한 것으로서 각각 $N_B = 504$ 및 $N_C = 520$ 샘플 길이를 갖는다. 부트스트랩 심볼은 A, B, C 부분을 연결하여 전체 $N_{SYM} = 3072$ 의 샘플 길이를 갖고, $500\mu s$ 의 지속시간을 갖는다.

표 2. OFDM 파라미터
Table 2. OFDM parameters

Item	Value
FFT Size (N_{FFT})	2048
Length of parts A, B and C	2048 / 504 / 520
Guard subcarriers	550 (including DC subcarrier)
Used subcarriers	1498
OFDM sample duration (T_S)	1/6.144 MHz (0.16276 μ s)
Subcarrier spacing (f_{Δ})	3 kHz
Occupied bandwidth	4.5 MHz
OFDM symbol duration	0.5 ms

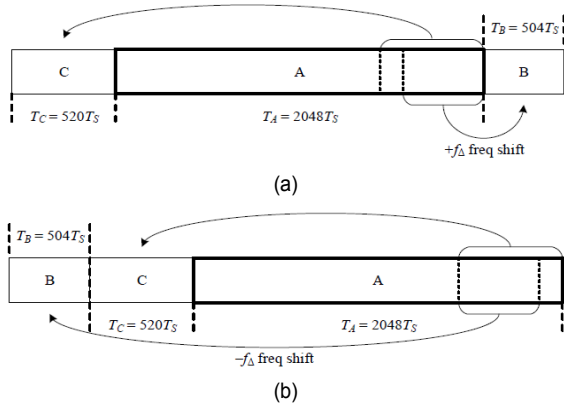


그림 3. 부트스트랩 심볼의 시간 영역 구조. (a) CAB 구조 (b) BCA 구조
Fig. 3. Structures of bootstrap symbols in the time domain. (a) CAB structure (b) BCA structure

첫 번째 부트스트랩 심볼은 그림 3(a)와 같은 CAB 구조를 갖는다. A 부분의 마지막 520 샘플은 맨 앞으로 복사되어 C 부분을 형성하고, 마지막 504 샘플 (C 부분의 마지막 504 샘플과 동일)은 $+f_{\Delta}$ 만큼 주파수 천이되어 B 부분을 형성한다. 여기서, f_{Δ} 는 부트스트랩 신호의 부반송파 간격으로서 3 kHz의 값을 갖는다. 첫 번째 부트스트

랩 심볼의 신호 구성을 시간에 대한 수식으로 표현하면 수식 (8)과 같다. 여기서, T_S 는 OFDM 샘플의 시간 길이를 나타낸다.

반면, 첫 번째 부트스트랩 심볼을 제외한 나머지 심볼들은 모두 그림 3(b)와 같은 BCA 구조를 갖는다. A 부분은 첫 번째 심볼과 동일한 IFFT 출력이 순환 이동되어 생성된다. A 부분의 마지막 520 샘플은 A 부분의 바로 앞으로 복사되어 C 부분을 형성하고, A 부분의 마지막 520 샘플 중 처음 504 샘플 (C 부분의 처음 504 샘플과 동일)은 $-f_{\Delta}$ 만큼 주파수 천이되어 B 부분을 형성한다. 첫 번째 부트스트랩 심볼을 제외한 나머지 심볼들의 신호 구성을 시간에 대한 수식으로 표현하면 수식 (9)와 같다.

그림 3에서 볼 수 있듯이 부트스트랩 신호는 시간 영역에서 B와 C 부분이 반복되는 구조를 가지므로 이를 이용하여 초기 프레임 타이밍 및 주파수 오프셋 추정이 가능하다.

III. 부트스트랩을 이용한 동기 방식

송수신기에서 사용되는 국부 발진기 (local oscillator)의 오차로 인하여 수신기의 수신 신호에는 주파수 오프셋이 발생할 수 있다. 또한, 이동 수신 환경에서는 수신기의 이동에 따른 도플러 천이 (Doppler shift)가 추가적으로 주파수 오프셋의 원인이 된다. 송신기로부터 전송된 OFDM 샘플을 $x[k]$ 라고 하고 수신 신호가 겪는 주파수 오프셋을 f_o 라고 하자. 그리고 수신기와 각 송신기 사이의 주파수 오프셋으로 인한 수신 샘플당 위상 회전 값을 $\Delta\phi = 2\pi f_o T_S$ 라고 하자. 그러면, 수신기에 수신되는 신호 $r[k]$ 는 페이딩을 고려하지 않았을 때 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{CAB}^n(t) = \begin{cases} A_n(t + 1528T_S) & 0 \leq t < 520T_S \\ A_n(t - 520T_S) & 520T_S \leq t < 2568T_S \\ A_n(t - 1024T_S)e^{j2\pi f_{\Delta}t} & 2568T_S \leq t < 3072T_S \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

$$S_{BCA}^n(t) = \begin{cases} A_n(t + 1528T_S)e^{-j2\pi f_{\Delta}t(t - 520T_S)} & 0 \leq t < 504T_S \\ A_n(t + 1024T_S) & 504T_S \leq t < 1024T_S \\ A_n(t - 1024T_S) & 1024T_S \leq t < 3072T_S \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

$$r[k] = x[k]e^{j2\pi f_o T_s k} + w[k] = x[k]e^{j(\Delta\phi)k} + w[k] \quad (10)$$

여기서, $w[k]$ 는 가산 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN)을 나타낸다.

시간 영역에서 반복 패턴을 갖는 심볼이 사용될 경우 수신 신호의 반복 패턴 사이의 자기 상관 (auto-correlation) 값을 타이밍 및 주파수 오프셋 추정에 활용할 수 있다^[8-10]. 부트스트랩 신호는 그림 3과 같은 CAB 및 BCA 구조로서 시간 영역에서 B와 C 부분이 반복되는 반복 패턴을 갖는다. 따라서, 본 논문에서는 부트스트랩 신호에 나타나는 CAB 및 BCA 구조를 활용하여 반복 패턴 사이의 자기 상

관을 계산함으로써 타이밍 및 주파수 오프셋 추정 방법을 제안한다. 이를 위하여 시간 영역에서 부트스트랩 신호의 반복 패턴을 살펴보면 그림 4와 같다.

먼저, 그림 4(a)는 부트스트랩 신호가 N_A 샘플만큼 떨어진 수신 샘플과의 반복 패턴을 나타낸다. 부트스트랩 신호를 N_A 샘플만큼 시간 지연하면 각 심볼에서 A 부분의 마지막 N_C 샘플은 C 부분과 완전히 동일하게 겹치는 것을 알 수 있다.

그림 4(b)는 부트스트랩 신호가 N_B 샘플만큼 떨어진 수신 샘플과의 반복 패턴을 나타낸다. 부트스트랩 신호를 N_B 샘플

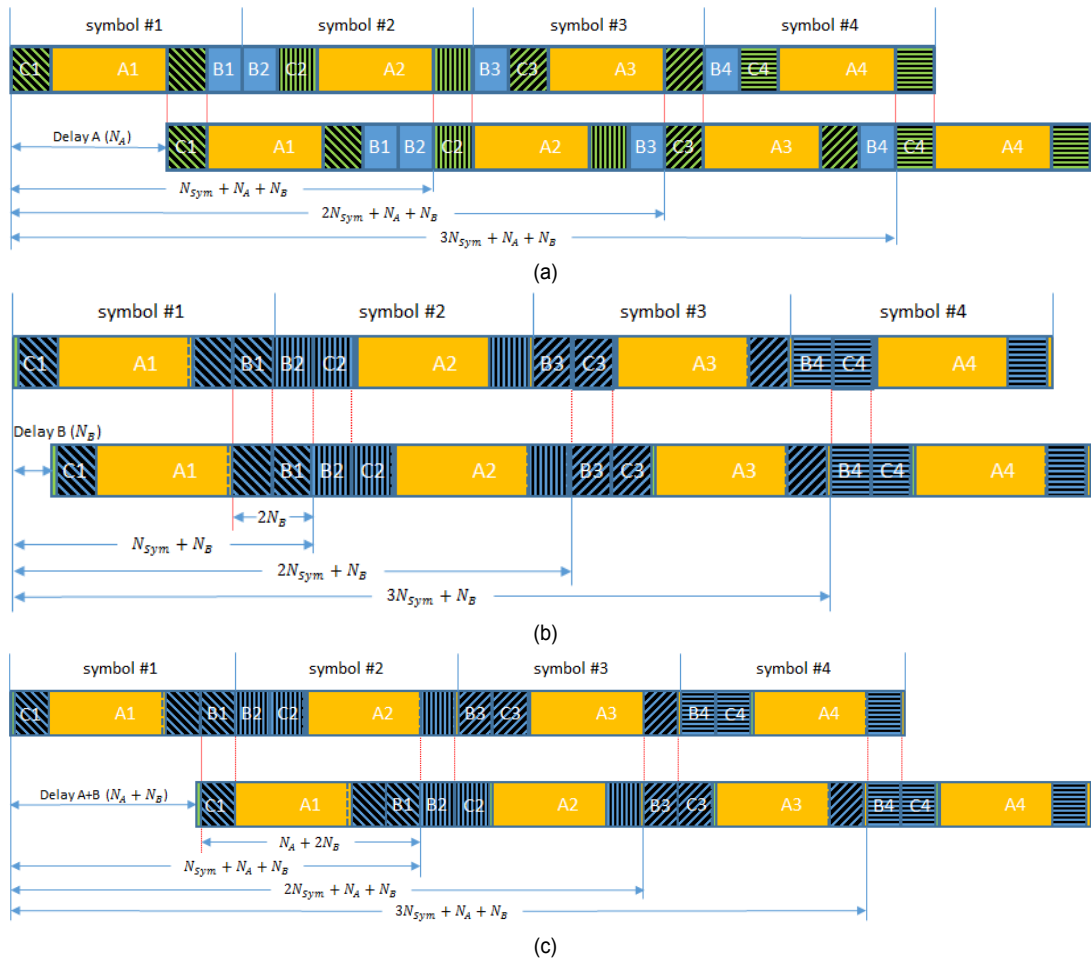


그림 4. 시간 영역에서 부트스트랩 신호의 반복 패턴. (a) N_A 샘플 간격 (b) N_B 샘플 간격 (c) $N_A + N_B$ 샘플 간격

Fig. 4. Repetition patterns of the bootstrap signal in the time domain. (a) N_A sample distance (b) N_B sample distance (c) $N_A + N_B$ sample distance

플만큼 시간 지연하면 첫 번째 심볼에서는 A 부분의 마지막 N_B 샘플이 $e^{j2\pi f_{\Delta} t}$ 의 주파수 천이를 가지고 B 부분과 동일하게 겹치는 것을 알 수 있다. 또한, 두 번째 심볼부터 마지막 심볼에서는 C 부분의 처음 N_B 샘플이 $e^{-j2\pi f_{\Delta} t}$ 의 주파수 천이를 가지고 B 부분과 동일하게 겹치는 것을 알 수 있다.

그림 4(c)는 부트스트랩 신호가 $N_A + N_B$ 샘플만큼 떨어진 수신 샘플과의 반복 패턴을 나타낸다. 부트스트랩 신호를 $N_A + N_B$ 샘플만큼 시간 지연하면 첫 번째 심볼에서는 C 부분의 마지막 N_B 샘플이 $e^{j2\pi f_{\Delta} t}$ 의 주파수 천이를 가지고 B 부분과 동일하게 겹치는 것을 알 수 있다. 또한, 두 번째 심볼부터 마지막 심볼에서는 A 부분의 마지막 N_C 샘플 중에서 처음 N_B 샘플 (즉, BCA 구조에서 A 부분 내의 B 부분)이 $e^{-j2\pi f_{\Delta} t}$ 의 주파수 천이를 가지고 B 부분과 동일하게 겹치는 것을 알 수 있다.

본 논문에서는 그림 4와 같은 부트스트랩 신호의 모든 가능한 반복 패턴을 이용하여 자기 상관을 계산하고 자기 상관 값들을 누적하여 상관 길이를 증가시킴으로써 SNR을 향상시킨다. 또한, 그림 4의 각 시간 지연된 신호와의 자기 상관으로부터 도출된 타이밍 메트릭 (timing metric)을 결합하여 타이밍 추정의 신뢰도를 더욱 향상시킬 수 있는 방

법을 제안한다.

그림 5는 초기 동기 성능을 향상시키기 위하여 그림 4의 반복 패턴을 모두 이용하는 상관기 구조를 나타낸다. 먼저, 그림 5의 첫 번째 가지의 상관기를 이용하면 그림 4(a)와 같이 N_A 샘플만큼 시간 지연된 신호와의 상관 결과인 $Corr_A(m)$ 를 얻을 수 있다. A 부분의 마지막 N_C 샘플이 반복되기 때문에 상관 길이는 N_C 이며 수식 (11)과 같이 이동 평균을 계산한다. 이동 평균을 통하여 전력을 정규화한다.

$$\begin{aligned} & Corr_A(m) \\ &= \frac{1}{N_C} \sum_{k=0}^{N_C-1} r^*[k+m-N_A]r[k+m] \\ &= \frac{1}{N_C} \sum_{k=0}^{N_C-1} x^*[k+m-N_A]x[k+m]e^{j(\Delta\phi)N_A} \\ &\quad + \frac{1}{N_C} \sum_{k=0}^{N_C-1} x^*[k+m-N_A]e^{-j(\Delta\phi)(k+m-N_A)}w[k+m] \\ &\quad + \frac{1}{N_C} \sum_{k=0}^{N_C-1} x[k+m]e^{j(\Delta\phi)(k+m)}w^*[k+m-N_A] \\ &\quad + \frac{1}{N_C} \sum_{k=0}^{N_C-1} w^*[k+m-N_A]w[k+m] \end{aligned} \quad (11)$$

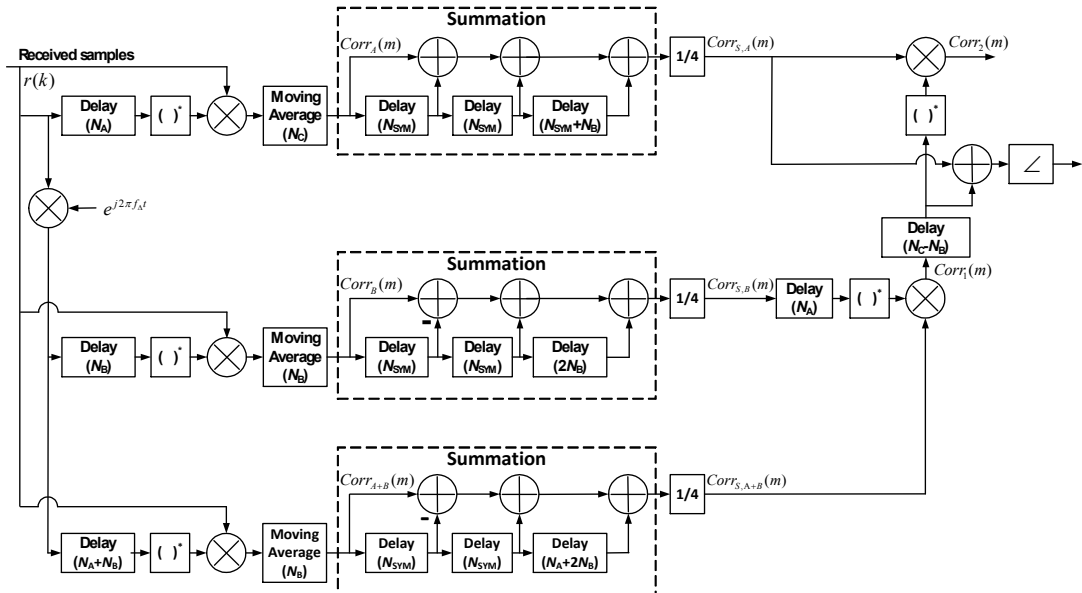


그림 5. 초기 동기를 위한 상관기 구조

Fig. 5. Structure of correlators for an initial synchronization

수식 (11)의 우변에서 첫 번째 항 $\frac{1}{N_C} \sum_{k=0}^{N_C-1} x^*[k+m-N_A]x[k+m]e^{j(\Delta\phi)N_A}$ 은 그림 4(a)에서 볼 수 있듯이 부트스트랩 신호의 C 부분에 대한 N_A 샘플 간격의 반복 패턴 사이의 자기 상관을 나타내며 주파수 오프셋 f_o 로 인하여 $(\Delta\phi)N_A$ 만큼의 위상 회전이 발생한다. 나머지 항들은 잡음에 의한 영향을 나타낸다.

부트스트랩 신호의 C 부분은 CAB 구조 및 BCA 구조에서 모두 N_A 샘플 간격으로 반복된다. 또한, 첫 번째 심볼과 두 번째 심볼의 상관 피크 간격은 $N_{SYM}+N_B$ 샘플이며, 두 번째 심볼과 세 번째 심볼의 상관 피크 간격은 N_{SYM} 샘플, 세 번째 심볼과 네 번째 심볼의 상관 피크 간격은 N_{SYM} 샘플이므로 그림 5의 첫 번째 summation 블록과 같이 4개의 심볼에 대한 자기 상관 값을 상관 피크의 위치가 일치하도록 시간 지연한 후 모두 더함으로써 상관 길이가 4배로 늘어나며 이로 인하여 SNR 이득을 기대할 수 있다.

수식 (12)의 상관 피크는 모든 심볼의 상관 피크가 동일한 위치에서 결합되므로 수식 (12)의 우변에서 더해지는 항들은 차례대로 네 번째 심볼부터 첫 번째 심볼에 해당하는 값이다.

그림 5의 두 번째 가지의 상관기를 이용하면 그림 4(b)와 같이 N_B 샘플만큼 시간 지연된 신호와의 상관 결과인 $Corr_B(m)$ 를 얻을 수 있다. A 부분 혹은 C 부분 내의 N_B 샘플이 반복되기 때문에 상관 길이는 N_B 이며 수식 (13)과 같이 이동 평균을 계산한다.

수식 (13)의 우변에서 첫 번째 항 $\frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} x^*[k+m-N_B]x[k+m]e^{j(\Delta\phi)N_B}$ 은 그림 4(b)에서 볼 수 있듯이 부트스트랩 신호의 B 부분에 대한 N_B 샘플 간격의 반복 패턴 사이의 자기 상관을 나타내며 주파수 오프셋 f_o 로 인하여 $(\Delta\phi)N_B$ 만큼의 위상 회전이 발생한다. 나머지 항들은 잡음에 의한 영향을 나타낸다.

그림 4(b)에서 N_B 간격의 샘플들을 비교해 보면, CAB 구조의 B 부분은 A 부분 내에서 반복된다. 반면, BCA 구조의 B 부분은 C 부분 내에서 반복됨을 알 수 있다. 또한, 첫 번째 심볼과 두 번째 심볼의 상관 피크 간격은 $2N_B$ 샘플이며, 두 번째 심볼과 세 번째 심볼의 상관 피크 간격은 N_{SYM} 샘플, 세 번째 심볼과 네 번째 심볼의 상관 피크 간격은 N_{SYM} 샘플이므로 그림 5의 두 번째 summation 블록과 같이 4개의 심볼에 대한 자기 상관 값을 상관 피크의 위치가 일치하도록 시간 지연한 후 모두 더함으로써 상관 길이가 4배로 늘어나며 이로 인하여 SNR 이득을 기대할 수 있다.

수식 (14)의 상관 피크는 모든 심볼의 상관 피크가 동일한 위치에서 결합되므로 수식 (14)의 우변에서 더해지는 항들은 차례대로 네 번째 심볼부터 첫 번째 심볼에 해당하는 값이다. 그런데, BCA 구조에서 B 부분이 A 부분으로부터 복사될 때 $e^{-j2\pi f_{\Delta}t}$ 이 추가적으로 곱해지므로 N_{SYM} 샘플 간격만큼 시간 지연된 상관기 출력은 $e^{-j2\pi \frac{3072}{2048}} = e^{-j\pi}$ 만큼의 위상 회전이 발생한다. 따라서, 세 번째 심볼에 해당하는

$$Corr_{SA}(m) = \frac{1}{4} \{ Corr_A(m) + Corr_A(m - N_{SYM}) + Corr_A(m - 2N_{SYM}) + Corr_A(m - 3N_{SYM} - N_B) \} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} Corr_B(m) &= \frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} r^*[k+m-N_B]r[k+m] \\ &= \frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} x^*[k+m-N_B]x[k+m]e^{j(\Delta\phi)N_B} + \frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} x^*[k+m-N_B]e^{-j(\Delta\phi)(k+m-N_B)}w[k+m] \\ &\quad + \frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} x[k+m]e^{j(\Delta\phi)(k+m)}w^*[k+m-N_B] + \frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} w^*[k+m-N_B]w[k+m] \end{aligned} \quad (13)$$

$$Corr_{SB}(m) = \frac{1}{4} \{ Corr_B(m) - Corr_B(m - N_{SYM}) + Corr_B(m - 2N_{SYM}) + Corr_B(m - 2N_{SYM} - 2N_B) \} \quad (14)$$

$$\begin{aligned}
 & \text{Corr}_{A+B}(m) \\
 &= \frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} r^*[k+m-(N_A+N_B)]r[k+m] \\
 &= \frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} x^*[k+m-(N_A+N_B)]x[k+m]e^{j(\Delta\phi)(N_A+N_B)} + \frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} x^*[k+m-(N_A+N_B)]e^{-j(\Delta\phi)(k+m-(N_A+N_B))}w[k+m] \\
 & \quad + \frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} x[k+m]e^{j(\Delta\phi)(k+m)}w^*[k+m-(N_A+N_B)] + \frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} w^*[k+m-(N_A+N_B)]w[k+m]
 \end{aligned} \quad (15)$$

$$\text{Corr}_{S_{A+B}}(m) = \frac{1}{4} \{ \text{Corr}_{A+B}(m) - \text{Corr}_{A+B}(m-N_{SYM}) + \text{Corr}_{A+B}(m-2N_{SYM}) + \text{Corr}_{A+B}(m-2N_{SYM}-N_A-2N_B) \} \quad (16)$$

상관 값은 부호가 반대로 나타나므로 다른 심볼에 대한 상관 값과 더할 때 위상을 반전시켜야 한다.

그림 5의 세 번째 가지의 상관기를 이용하면 그림 4(c)와 같이 N_A+N_B 샘플만큼 시간 지연된 신호와의 자기 상관 결과인 $\text{Corr}_{A+B}(m)$ 를 얻을 수 있다. C 부분 혹은 A 부분 내의 N_B 샘플이 반복되기 때문에 상관 길이는 N_B 이며 수식 (15)와 같이 이동 평균을 계산한다.

수식 (15)의 우변에서 첫 번째 항 $\frac{1}{N_B} \sum_{k=0}^{N_B-1} x^*[k+m-(N_A+N_B)]x[k+m]e^{j(\Delta\phi)(N_A+N_B)}$ 는 그림 4(c)에서 볼 수 있듯이 부트스트랩 신호의 B 부분에 대한 (N_A+N_B) 샘플 간격의 반복 패턴 사이의 자기 상관을 나타내며 주파수 오프셋 f_o 로 인하여 $(\Delta\phi)(N_A+N_B)$ 만큼의 위상 회전이 발생한다. 나머지 항들은 잡음에 의한 영향을 나타낸다.

여기서, (N_A+N_B) 간격의 샘플들을 비교해 보면, CAB 구조의 B 부분은 C 부분 내에서 반복된다. 반면, BCA 구조의 B 부분은 A 부분 내에서 반복됨을 알 수 있다. 또한, 첫 번째 심볼과 두 번째 심볼의 상관 피크 간격은 N_A+2N_B 샘플이며, 두 번째 심볼과 세 번째 심볼의 상관 피크 간격은 N_{SYM} 샘플, 세 번째 심볼과 네 번째 심볼의 상관 피크 간격은 N_{SYM} 샘플이므로 그림 5의 세 번째 summation 블록과 같이 4개의 심볼에 대한 자기 상관 값을 상관 피크의 위치가 일치하도록 시간 지연한 후 모두 더함으로써 상관 길이가 4배로 늘어나며 이로 인하여 SNR 이득을 기대할 수 있다.

수식 (16)의 자기 상관 피크는 모든 심볼의 상관 피크가 동일한 위치에서 결합되므로 수식 (16)의 우변에서 더해지는 항들은 수식 (12) 및 (14)와 유사하게 차례대로 네 번째

심볼부터 첫 번째 심볼에 해당하는 값이다. 또한, 세 번째 심볼에 해당하는 상관 값은 부호가 반대로 나타나므로 수식 (14)에서와 유사하게 다른 심볼에 대한 자기 상관 값과 더할 때 위상을 반전시켜야 한다.

상관기 출력 $\text{Corr}_{SA}(m)$, $\text{Corr}_{SB}(m)$, $\text{Corr}_{S_{A+B}}(m)$ 는 각각 $(\Delta\phi)N_A$, $(\Delta\phi)N_B$, $(\Delta\phi)(N_A+N_B)$ 만큼의 위상 회전을 겪는다. 또한, $\text{Corr}_{S_{A+B}}(m)$ 는 $\text{Corr}_{SB}(m)$ 에 비해 N_A 샘플 만큼의 시간 지연을 가지므로 $\text{Corr}_{S_{A+B}}(m)$ 과 $\text{Corr}_{SB}(m)$ 를 다음과 같이 곱함으로써 $\text{Corr}_{SA}(m)$ 와 동일한 $(\Delta\phi)N_A$ 만큼의 위상 회전을 겪는 타이밍 메트릭 $\text{Corr}_1(m)$ 을 얻을 수 있다.

$$\text{Corr}_1(m) = (\text{Corr}_{SB}(m-N_A))^* \text{Corr}_{S_{A+B}}(m) \quad (17)$$

따라서, 수식 (17)의 결과는 동일한 위치의 상관 피크가 서로 곱해지므로 타이밍 메트릭의 피크를 향상시킬 수 있다. 그러면, $\text{Corr}_1(m)$ 은 주파수 오프셋 f_o 로 인하여 $(\Delta\phi)N_A$ 만큼의 위상 회전을 갖게 된다. 앞서 수식 (11), (12)로부터 $\text{Corr}_{SA}(m)$ 도 주파수 오프셋 f_o 로 인하여 $(\Delta\phi)N_A$ 만큼의 위상 회전을 갖고 있음을 알고 있다. 또한, $\text{Corr}_{SA}(m)$ 의 상관 피크는 $\text{Corr}_1(m)$ 에 비해 N_C-N_B 만큼의 시간 지연을 가지므로 $\text{Corr}_1(m)$ 과 $\text{Corr}_{SA}(m)$ 을 다음과 같이 곱함으로써 상관 피크를 더욱 향상시키고 주파수 오프셋에 의한 위상 회전도 없는 타이밍 메트릭 $\text{Corr}_2(m)$ 을 얻을 수 있다.

$$\text{Corr}_2(m) = (\text{Corr}_1(m-(N_C-N_B)))^* \text{Corr}_{SA}(m) \quad (18)$$

따라서, 최종적으로 수식 (18)로부터 상관 피크를 검출함

으로써 초기 프레임 타이밍을 추정할 수 있다.

검출된 초기 타이밍을 \hat{m} 이라 할 때, 상관 값의 위상을 검출함으로써 주파수 오프셋을 추정할 수 있다. 먼저, $Corr_{SA}(m)$ 는 $(\Delta\phi)N_A$ 만큼의 위상 회전을 가지고 있으며 $Corr_1(m)$ 도 $(\Delta\phi)N_A$ 만큼의 위상 회전을 가지고 있으므로 $Corr_{SA}(m)$ 과 $Corr_1(m - (N_C - N_B))$ 를 더함으로써 $Corr_{SA}(m)$ 혹은 $Corr_1(m)$ 만 이용하는 경우보다 주파수 오프셋 추정 정확도를 향상시킬 수 있다. 그러면, 자기 상관 값 $(Corr_{SA}(m) + Corr_1(m - (N_C - N_B)))$ 으로부터 다음과 같이 주파수 오프셋 추정 값 \hat{f}_o 를 얻을 수 있다.

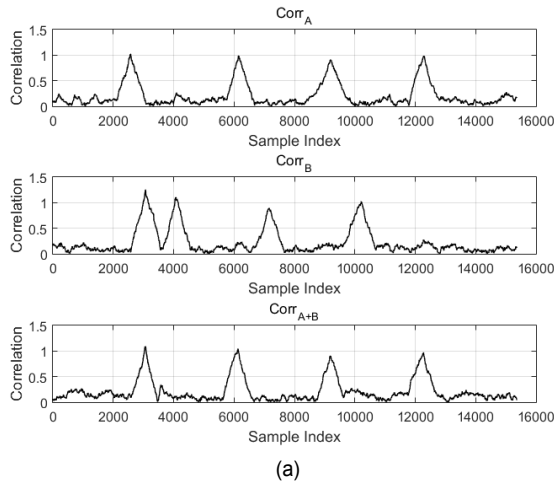
$$\angle (Corr_{SA}(\hat{m}) + Corr_1(\hat{m} - (N_C - N_B))) \\ = (\Delta\phi)N_A = 2\pi\hat{f}_o T_s N_A \quad (19)$$

$$\hat{f}_o = \frac{1}{2\pi T_s N_A} \angle (Corr_{SA}(\hat{m}) + Corr_1(\hat{m} - (N_C - N_B))) \quad (20)$$

여기서, $\angle(\cdot)$ 는 위상을 나타낸다.

IV. 전산 실험 결과

그림 6(a)는 AWGN 채널 하에서 SNR=-3dB일 때 타이



밍 메트릭 $Corr_A(m)$, $Corr_B(m)$, $Corr_{A+B}(m)$ 의 스냅샷을 보여준다. 모든 심볼 내의 반복 패턴에 대해 상관 값이 계산되므로 각 심볼마다 상관 피크를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그림 6(b)는 AWGN 채널 하에서 SNR=-13dB일 때 타이밍 메트릭 $Corr_A(m)$, $Corr_B(m)$, $Corr_{A+B}(m)$ 의 스냅샷을 보여준다. SNR=-13dB일 때는 올바른 타이밍의 상관 피크를 얻을 수 없음을 알 수 있다. 이는 타이밍 메트릭 $Corr_A(m)$, $Corr_B(m)$, $Corr_{A+B}(m)$ 에 대한 상관 길이가 각각 520, 504, 504로서 짧으므로 매우 낮은 SNR 영역에서 동작하기에 충분한 SNR 이득을 얻을 수 없기 때문이다.

그림 7은 AWGN 채널 하에서 타이밍 메트릭 $Corr_{SA}(m)$, $Corr_{SB}(m)$, $Corr_{SA+B}(m)$ 의 스냅샷을 보여준다. 이들 타이밍 메트릭은 4개의 심볼에 대한 상관 결과를 모두 더함으로써 상관 길이가 4배 증가하여 추가적인 SNR 이득을 얻을 수 있다. 타이밍 메트릭 $Corr_A(m)$, $Corr_B(m)$, $Corr_{A+B}(m)$ 은 그림 6(a)와 같이 각 심볼마다 상관 피크를 가지고 있으나 타이밍 메트릭 $Corr_{SA}(m)$, $Corr_{SB}(m)$, $Corr_{SA+B}(m)$ 은 그림 7(a)에서 볼 수 있듯이 하나의 상관 피크만을 가지므로 프레임 시작 위치의 추정이 가능하다. 그러나, 그림 6(b)와 그림 7(b)에서 보여지듯이 매우 낮은 SNR에서는 여전히 충분한 성능을 보여주지 못한다.

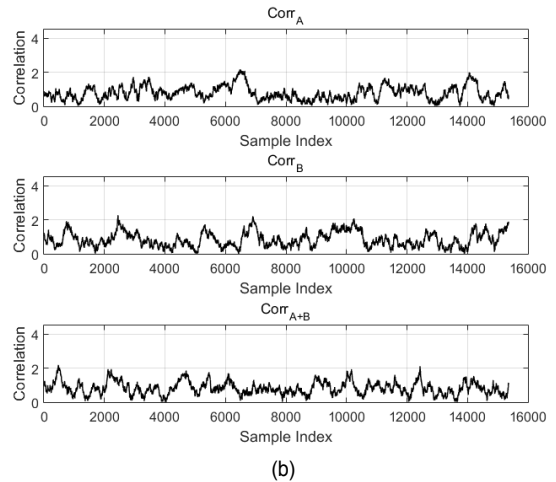


그림 6. 상관기 출력 값 $Corr_A(m)$, $Corr_B(m)$, $Corr_{A+B}(m)$ 의 스냅샷, AWGN. (a) SNR=-3dB (b) SNR=-13dB

Fig. 6. Snapshot of correlator outputs $Corr_A(m)$, $Corr_B(m)$, $Corr_{A+B}(m)$, AWGN. (a) SNR=-3dB (b) SNR=-13dB

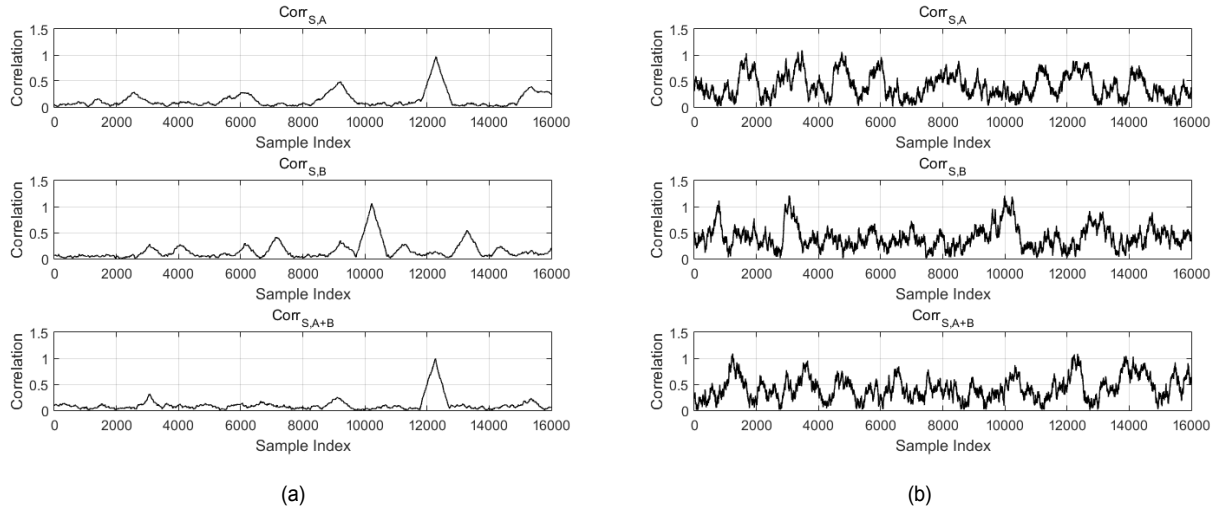


그림 7. 상관기 출력 값 $Corr_{S,A}(m)$, $Corr_{S,B}(m)$, $Corr_{S,A+B}(m)$ 의 스냅샷, AWGN. (a) SNR=-3dB (b) SNR=-13dB
Fig. 7. Snapshot of correlator outputs $Corr_{S,A}(m)$, $Corr_{S,B}(m)$, $Corr_{S,A+B}(m)$, AWGN. (a) SNR=-3dB (b) SNR=-13dB

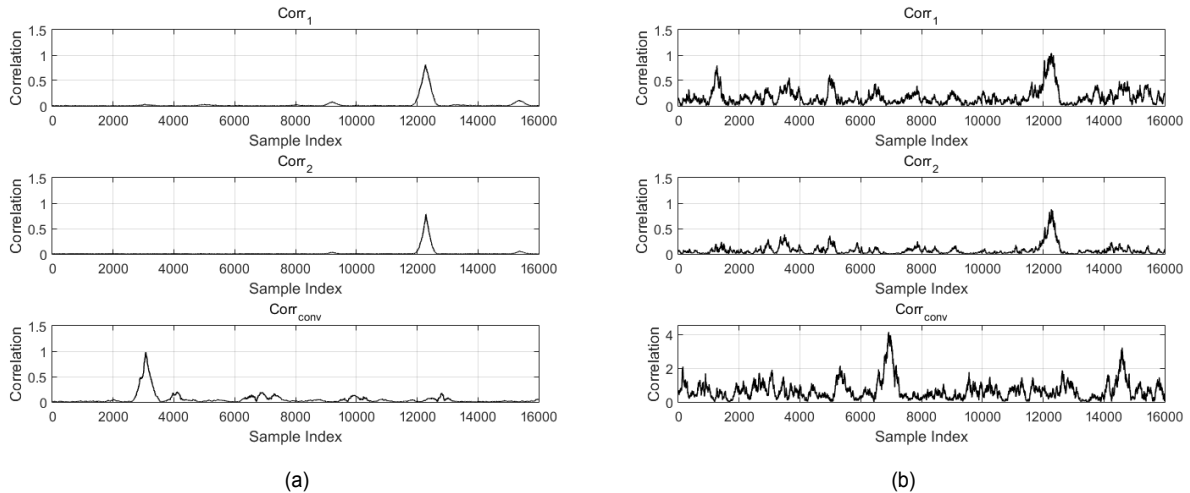


그림 8. 상관기 출력 값 $Corr_1(m)$, $Corr_2(m)$, $Corr_{conv}(m)$ 의 스냅샷, AWGN. (a) SNR=-3dB (b) SNR=-13dB
Fig. 8. Snapshot of correlator outputs $Corr_1(m)$, $Corr_2(m)$, $Corr_{conv}(m)$, AWGN. (a) SNR=-3dB (b) SNR=-13dB

그림 8은 AWGN 채널 하에서 수식 (17), (18) 및 기존 상관기 [6][7]을 이용한 타이밍 매트릭 $Corr_1(m)$, $Corr_2(m)$, $Corr_{conv}(m)$ 의 스냅샷을 보여준다. 기존 상관기는 DVB-T2의 P1 심볼의 시간 영역 구조를 이용한 검출기로 부트스트랩 신호의 첫 번째 심볼의 CAB 구조에 적용이 가능하다. [6]과 [7]에서 사용된 상관기 출력은 그림 5의 상관기 구조 중 일부 신호 값을 이용하여 수식 (21)과 같이

얻을 수 있다.

$$Corr_{conv}(m) = Corr_A(m - N_B) \cdot Corr_B(m) \quad (21)$$

그림 8(a)에서 볼 수 있듯이 타이밍 매트릭 $Corr_1(m)$, $Corr_2(m)$, $Corr_{conv}(m)$ 은 모두 서로 다른 상관기의 상관 값을 곱함으로써 상관 피크를 더욱 향상시킨다. SNR=-3dB

인 경우 상관 값에 대해서 상관 값의 피크 대 평균 비 (peak-to-average ratio: PAR)를 계산하면 타이밍 메트릭 $Corr_1(m)$, $Corr_2(m)$, $Corr_{conv}(m)$ 은 각각 PAR=47.9, 87.6, 28.4를 나타낸다. 이는 제안하는 타이밍 메트릭이 기존 상관기에 따른 타이밍 메트릭 $Corr_{conv}(m)$ 에 비해 더욱 높은 PAR을 가지므로 타이밍 추정치의 신뢰도가 더욱 높다는 것을 보여준다. 그림 8(b)는 SNR=-13dB인 경우 타이밍 메트릭 $Corr_1(m)$, $Corr_2(m)$, $Corr_{conv}(m)$ 의 스냅샷을 보여준다. SNR=-13dB인 경우 제안하는 방법과 달리 기존 상관기는 타이밍을 제대로 추정할 수 없음을 알 수 있다. 이는 기존 상관기는 부트스트랩에서 활용 가능한 심볼들 중 하나의 심볼만을 이용함으로 인하여 SNR 이득을 충분히 얻지 못하기 때문이다.

그림 9는 20개의 다중경로를 갖는 Rayleigh 페이딩 (RL20)^[11] 환경에서 SNR=-3dB일 때 타이밍 메트릭 $Corr_1(m)$, $Corr_2(m)$, $Corr_{conv}(m)$ 의 스냅샷을 보여준다. 상관 값의 피크 대 평균 비를 계산하면 타이밍 메트릭 $Corr_1(m)$, $Corr_2(m)$, $Corr_{conv}(m)$ 은 각각 PAR=34, 67.8, 19를 나타낸다. 이는 다중 경로 페이딩 환경에서도 제안하는 타이밍 메트릭이 기존 상관기에 따른 타이밍 메트릭 $Corr_{conv}(m)$ 에 비해 더욱 높은 PAR을 가지므로 타이밍 추정치의 신뢰도가 더욱 높다는 것을 보여준다. 또한, 다중경로로 인하여 AWGN 채널에 비해 낮은 PAR을 갖는 것을

알 수 있다.

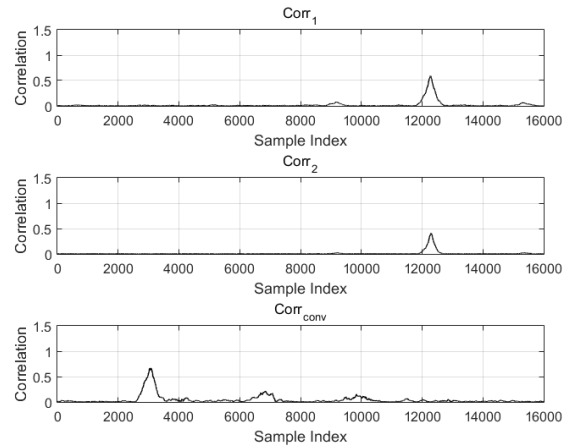


그림 9. 상관기 출력 값 $Corr_1(m)$, $Corr_2(m)$, $Corr_{conv}(m)$ 의 스냅샷, RL20, SNR=-3dB.

Fig. 9. Snapshot of correlator outputs $Corr_1(m)$, $Corr_2(m)$, $Corr_{conv}(m)$, RL20, SNR=-3dB.

그림 10은 AWGN 및 RL20 채널에서 $\epsilon = f_o/f_\Delta = 0.3$ 의 소수 주파수 오프셋에 대하여 제안하는 방법 및 기존 방법 [7]에 따른 주파수 오프셋 추정의 평균제곱오차 (mean square error: MSE) 성능을 보여준다. 제안하는 방법이 기존 방법에 비해 추정된 소수 주파수 오프셋의 MSE가 향상됨을 알 수 있다. 이는 제안하는 방법이 모든 심볼에 대한

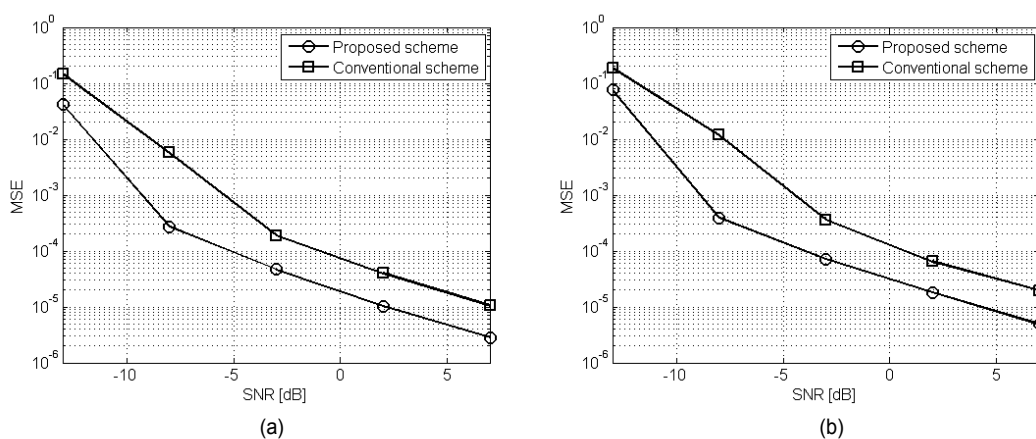


그림 10. 소수 주파수 오프셋 추정에 대한 평균제곱오차 (a) AWGN (b) RL20
Fig. 10. Mean square error of the estimated FFO (a) AWGN (b) RL20

상관 값을 모두 더함으로써 추가적인 SNR 이득을 얻을 수 있기 때문이다.

V. 결 론

본 논문에서는 ATSC 3.0 규격에서 정의되는 부트스트랩 신호를 이용한 수신기 동기 방식을 제시했다. ATSC 3.0 부트스트랩 신호의 반복 구조를 이용하여 수신기에서 초기 동기를 획득할 수 있다. 제안하는 방법은 부트스트랩 신호의 반복되는 구간 사이에 상관 값을 계산하여 상관 값의 피크 위치와 위상을 추출함으로써 초기 프레임 타이밍과 주파수 오프셋을 추정한다. 또한, 부트스트랩 신호는 동일한 반복 구조를 갖는 다수의 심벌로 구성되므로 각 심벌이 갖는 반복 구조에 대한 상관 값을 모두 결합하여 동기 획득 성능을 더욱 향상시킬 수 있다. 전산 실험 결과는 제안하는 알고리즘이 매우 낮은 SNR에서도 초기 동기를 획득할 수 있음을 보여준다.

참 고 문 헌 (References)

- [1] "A global approach to the future of terrestrial television broadcasting," Future of Broadcast television (FoBTV) Summit Joint Declaration,

- Nov. 11, 2011.
[2] ATSC Technology Group 3.0, "Call for proposals for ATSC 3.0 physical layer a terrestrial broadcast standard," Mar. 26, 2013.
[3] J. Kim, S. I. Park, and H. M. Kim, "A study on performance analysis for terrestrial cloud transmission systems," Journal of Broadcasting Engineering, vol. 20, no. 2, pp. 248-256, Mar. 2015.
[4] ATSC, "ATSC Standard: A/321, System Discovery and Signaling," Doc. A/321:2016, 23 March 2016.
[5] ATSC, "ATSC Standard: Physical Layer Standard (A/322)," Doc. A/322:2016, 7 Sept. 2016.
[6] K.-S. Ok, I.-W. Kang, H. J. Kim, Y. Kim, J. H. Seo, H. M. Kim, and H.-N. Kim, "Frame synchronization method by detecting bootstrap signal for ATSC 3.0", in Proc. of KICS 2015 Autumn, pp. 17-18, Nov. 2015.
[7] H. J. Kim, J.-Y. Lee, I.-W. Kang, K.-S. Ok, Y. Kim, J. H. Seo, H. M. Kim, and H.-N. Kim, "Estimation fractional-frequency offset in the ATSC 3.0 systems using bootstrap symbol", in Proc. of KICS 2016 Winter, pp.192-192, Jan. 2016.
[8] S. I. Park, H. M. Kim, Y. Wu, L. Zhang, N. Hur, and J. Kim, "Robust synchronization for the OFDM-based cloud transmission system," in Proc. of BMSB 2013, London, UK, June 2013.
[9] T. M. Schmidl and D. C. Cos, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
[10] J. C. Kim, S. I. Park, and H. M. Kim, "Initial timing acquisition algorithm for terrestrial cloud transmission systems," in Proc. of KICS, vol. 39C, no. 9, pp. 870-879, Sep. 2014.
[11] L. Polak and T. Kratochvil, "Simulation and measurement of the transmission distortions of the digital television DVB-T/H Part 3: Transmission in fading channels," Radioengineering, vol. 19, no. 4, pp.703-711, Dec. 2010.

저 자 소 개



김 정 창

- 2000년 2월 : 한양대학교 전자·전자통신·전파공학과군 (공학사)
- 2002년 2월 : 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 (공학석사)
- 2006년 8월 : 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 (공학박사)
- 2006년 9월 ~ 2008년 5월 : 포항공과대학교 정보통신연구소 전임연구원
- 2008년 5월 ~ 2009년 8월 : 포항공과대학교 미래정보기술사업단 연구조교수
- 2009년 8월 ~ 2010년 8월 : 한국전자통신연구원 방송시스템연구부 선임연구원
- 2010년 9월 ~ 현재 : 한국해양대학교 전자통신공학과 교수
- ORCID : <http://orcid.org/0000-0002-8612-9360>
- 주관심분야 : 디지털통신시스템, 디지털방송 전송시스템, 디지털신호처리, MIMO

저 자 소 개



김 형 석

- 2016년 8월 : 한국해양대학교 전자전기정보공학부 (공학사)
- ORCID : <http://orcid.org/0000-0003-0474-101X>
- 주관심분야 : 디지털통신시스템, 디지털신호처리, IoT



박 성 익

- 2000년 2월 : 한양대학교 전자·전자통신·전파공학과 (공학사)
- 2002년 2월 : 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부 (공학석사)
- 2011년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 (공학박사)
- 2002년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 미디어주파수공유·응용연구실 선임연구원
- 2013년 3월 ~ 현재 : IEEE Transactions on Broadcasting 편집위원
- 2014년 11월 ~ 현재 : IEEE 방송기술회 Distinguished Lecturer
- 주관심분야 : 오류정정부호, 디지털 방송시스템, 디지털 신호처리



김 흥 목

- 1993년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학사)
- 1995년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
- 2013년 2월 : 한국과학기술원 정보통신공학과 (공학박사)
- 1995년 3월 ~ 2001년 12월 : 포스코 기술연구소 연구원
- 2002년 1월 ~ 2003년 10월 : ㈜맥스웨이브 연구개발팀 팀장
- 2004년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 미디어주파수공유·응용연구실 실장
- ORCID : <http://orcid.org/0000-0003-4756-7912>
- 주관심분야 : RF 신호처리, 디지털신호처리, DTV 전송시스템