

지상파 클라우드 방송 시스템을 위한 초기 타이밍 획득 알고리즘

김정창*, 박성익*, 김흥묵**

Initial Timing Acquisition Algorithm for Terrestrial Cloud Transmission Systems

Jeongchang Kim*, Sung-Ik Park*, Heung Mook Kim**

요약

본 논문에서는 지상파 클라우드 방송 시스템 (cloud transmission system)을 위한 수신기 초기 타이밍 획득 알고리즘을 제안한다. 제안된 방식은 프리앰블 심벌 내의 다양한 반복패턴에 대한 자기상관 값들을 결합하여 동일채널간섭이 존재하는 클라우드 방송 시스템에서 타이밍 메트릭의 신뢰성을 향상시킬 수 있다. 전산 실험 결과는 제안한 방식이 클라우드 방송 시스템 환경에서 타이밍 메트릭의 신뢰성을 향상시킴을 보여준다.

Key Words : Cloud transmission (CTxn), initial timing acquisition, OFDM, preamble, timing metric

ABSTRACT

In this paper, we propose an initial timing acquisition algorithm for terrestrial cloud transmission (CTxn) systems. By combining auto-correlations of several repetition patterns within preamble symbols, the proposed scheme can improve the reliability of the timing metric for CTxn system with co-channel interferences. Simulation results show that the proposed scheme improves the reliability of the timing metric for terrestrial CTxn systems.

1. 서론

현재의 지상파 TV 방송은 서비스 반경의 3 배에 달하는 동일채널간섭 (co-channel interference)을 발생시키기 때문에, 서비스 반경의 3 배 이내 지역에서는 같은 주파수를 재사용할 수 없다. 이처럼, 같은 주파수를 재사용할 수 없는 지역을 white space라고 하며, 이로 인하여 현재의 지상파 TV 방송은 스펙트럼

효율이 매우 낮은 상황이다^[1-3]. 따라서, 스펙트럼 효율 향상 방안으로서 전송용량 증대뿐만 아니라, 수신 강인성 (robustness)에 중점을 둔 white space 제거 및 주파수 재사용이 용이한 전송기술 개발의 필요성이 대두되었다. 또한, FoBTv (future of broadcast television)^[4] 컨소시움이 설립되어 전세계 방송 기술을 통합하려는 움직임이 나타나고 있으며 2015년에 표준화 완료를 목표로 ATSC 3.0 표준화가 논의 중에

* 본 연구는 미래창조과학부가 지원한 2014년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음.

** 본 논문은 2014년도 한국통신학회 동계종합학술발표회에서 부분적으로 발표되었음.

• First and Corresponding Author : Korea Maritime and Ocean University, Department of Communications and Electronics, jchkim@kmou.ac.kr, 중신회원

* Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI), psi76@etri.re.kr, 중신회원

** Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI), hmkim@etri.re.kr

논문번호 : KICS2014-05-212, Received May 31, 2014; Revised August 18, 2014; Accepted August 20, 2014

있다⁵⁻⁶⁾. 이러한 기술로서 주파수 재사용이 용이하고 white space를 발생시키지 않으며, 단일주파수망 (single frequency network: SFN) 구축 및 운용이 매우 용이한 지상과 클라우드 전송 (cloud transmission) 기술이 제안되었다⁷⁾. 클라우드 전송 기술은 LDPC (low density parity check) 부호에 기반한 새로운 부호 및 변조 방식을 채택하여 유연하면서도 매우 우수한 강인성을 제공한다⁸⁾.

기존 지상과 방송의 SFN은 각 인접 기지국이 동일한 방송 주파수를 사용하여 동일한 방송 신호를 전송한다. 이에 비해 클라우드 전송에서는 각 기지국이 동일한 방송 주파수를 사용하여 두 개 이상의 방송 프로그램을 전송하거나 인접 기지국이 동일한 방송 주파수를 사용하여 서로 다른 방송 신호를 전송함으로써 하나의 방송 주파수로 두 개 이상의 방송 프로그램을 동시에 제공할 수 있다⁷⁾. 따라서, 클라우드 방송 기술을 사용함으로써 전국적으로 하나의 방송채널을 사용하여 HD급 이동방송 서비스를 제공할 수 있다.

이러한 클라우드 방송 기술을 현실화하기 위한 시스템 설계 방안에 대한 연구가 전세계적으로 진행되고 있다. 먼저, [9]에서는 클라우드 방송 시스템을 위한 새로운 오류정정부호로서 LDPC 부호가 설계되었고, [10]에서는 LDPC 및 RS (Reed Solomon) 부호를 결합한 데이터 블록 구조가 제안되었다. 한편, [11]에서는 클라우드 방송 시스템을 위한 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 기반 프레임 구조가 제안되었다. [11]에서 제시된 프레임 구조에 따르면 클라우드 방송신호는 매 부프레임 (sub-frame)마다 두 개의 프리앰블 (preamble) 심벌을 갖게 된다. OFDM 기반 시스템에서 수신기 동기를 위하여 프리앰블 구조의 설계 및 이를 이용한 수신기 동기 방법은 이미 다양하게 개발되어 IEEE 802.11 무선랜, IEEE 802.16e WiMAX 등 다양한 OFDM 기반 시스템에 적용되고 있다. 클라우드 방송 시스템에서는 주어진 수신기가 인접한 여러 기지국들로부터 수신된 신호를 모두 복조할 수 있어야 하므로 기지국 구분을 위한 TxID (transmitter identification) 신호의 전송이 필요하다. [11]에서는 [12]에서 제안된 방법을 이용하여 프리앰블에 기지국 구분을 위한 TxID가 삽입되고, [13]에서 제안된 방법에 따라 시간영역에서 여러 번 반복되는 반복패턴 (repetition pattern)을 갖는 프리앰블 구조가 제안되었다.

클라우드 방송 시스템에서는 단일주파수망에서 서로 다른 기지국으로부터 송출된 신호가 겹치는 지역, 즉 중첩지역에서 하나 이상의 방송 신호를 수신기가

수신할 수 있어야 한다. 따라서, 본 논문에서는 [11]에서 제안된 프레임 구조 및 프리앰블을 사용하여 동일 채널간섭이 존재하고 각 송신 신호들의 타이밍 및 주파수 동기가 보장되지 않은 상황에서 클라우드 방송 시스템을 위한 초기 타이밍 획득 (initial timing acquisition) 방식을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저, II장에서는 클라우드 방송 시스템에 대해서 간단히 소개하고, III장에서 클라우드 방송 시스템을 위한 프레임 구조 및 초기 타이밍 획득 알고리즘을 기술한다. 다음으로, IV장에서는 제안한 초기 타이밍 획득 방식에 대한 성능을 전산 실험을 통하여 제시하고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺도록 한다.

II. 클라우드 방송 시스템 소개

그림 1은 본 논문에서 고려하는 클라우드 방송 시스템과 기존 방송 시스템에서 SFN의 서비스 영역을 비교한 그림이다⁷⁾. 그림 1 (a)에서 보여지는 바와 같이 기존 SFN의 경우 서로 다른 두 개의 송신기 (Tx

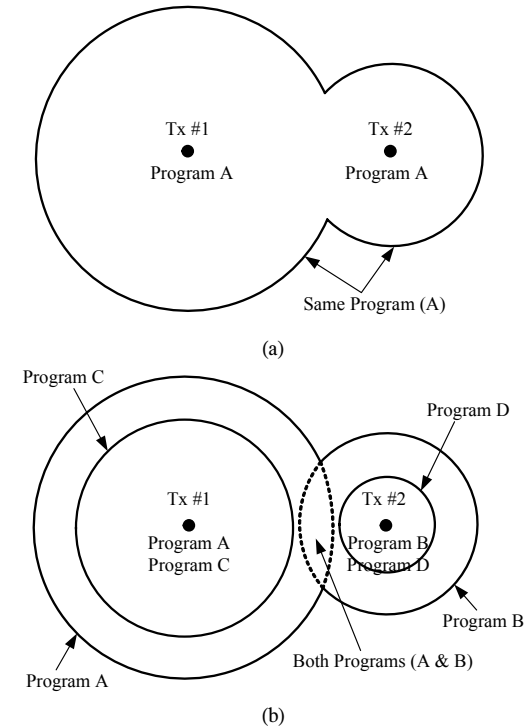


그림 1. 두 개의 방송 송신기에 대한 서비스 영역⁷⁾. (a) 기존의 SFN. (b) 클라우드 전송 시스템
Fig. 1. Service coverages for two broadcasting transmitters⁷⁾. (a) conventional SFN and (b) cloud transmission system

#1, Tx #2)는 동일한 방송 주파수를 사용하여 동일한 신호 (Program A)를 송출하며 각 송신기의 서비스 영역이 중첩되는 지역에서도 동일한 프로그램 (Program A)만 전달된다. 이에 비해 클라우드 전송에서는 그림 1 (b)에서 볼 수 있듯이 각 송신기의 서비스 영역에서 동일한 방송 주파수를 사용하여 서로 다른 다수의 프로그램들이 제공될 수 있다. 즉, Tx #1으로 부터는 Program A와 Program C가 송출되고, Tx #2로 부터는 Program B와 Program D가 송출된다. 여기서, 모든 송신기는 동일한 방송 주파수를 사용하여 신호를 전송한다.

주어진 기지국에서 서로 다른 방송 프로그램을 동일한 방송 주파수를 사용하여 전송할 때 부호 및 변조 방식을 달리하여 강인성을 차등적으로 부여함으로써 서비스 영역을 달리할 수 있다. 예를 들어, 그림 1 (b)에서 보여지듯이 Tx #1에서는 Program A와 Program C가 동일한 방송 주파수를 사용하여 전송되며 Program A의 수신 강인성을 Program C보다 높게 함으로써 더 넓은 서비스 영역을 제공한다. 또한, Tx #1의 Program A와 Program C가 모두 수신되는 영역에서는 수신기가 이들을 모두 복조함으로써 동일한 방송 주파수를 사용하여 두 개의 프로그램 (Program A와 C)을 동시에 서비스할 수 있다. Tx #2에 대해서도 Program B와 Program D가 동일한 방송 주파수를 사용하여 동시에 전송되며 수신 강인성을 차등적으로 부여하여 서비스 영역을 달리할 수 있다. Program B와 Program D가 모두 수신되는 영역에서는 수신기가 이들을 모두 복조함으로써 Tx #2의 서비스 영역에서도 동일한 방송 주파수를 사용하여 두 개의 프로그램 (Program B와 D)을 동시에 서비스할 수 있다.

Tx #1과 Tx #2의 서비스 영역이 중첩되는 지역에서는 매우 높은 강인성을 제공함으로써 넓은 서비스 영역을 갖는 Tx #1의 Program A와 Tx #2의 Program B가 동시에 수신된다. 기존 방송 시스템에서는 인접 기지국들이 동일한 방송 주파수로 서로 다른 방송 신호를 송출하여 중첩지역에서 수신되는 경우 동일채널 간섭으로 인하여 중첩지역은 신호의 복조가 어려웠다. 그러나, 클라우드 방송 시스템에서는 이러한 신호 중첩지역에서도 해당 방송 신호의 매우 높은 강인성으로 인하여 서로 다른 기지국이 제공하는 모든 프로그램들 (Program A와 B)을 동시에 복조하는 것이 가능하다.

동일한 송신기에서 동일한 방송 주파수를 사용하여 전송된 서로 다른 방송 신호를 동시에 수신하는 경우 (예를 들어, Tx #1의 Program A와 Program C를 동

시에 수신하는 경우) 두 개의 방송 신호는 동일한 송신기로부터 송출되고 지연시간 (delay time), 주파수 오프셋 (frequency offset), 채널 페이딩 (fading), 도플러 천이 (Doppler shift) 등을 동일하게 겪게 되므로 수신기의 동기 문제는 매우 단순해진다. 그러나, 서로 다른 두 개의 기지국의 서비스 영역이 중첩되는 지역에서 수신기가 두 개의 신호 (예를 들어, Tx #1의 Program A와 Tx #2의 Program B)를 모두 복조하고자 할 때 두 개의 방송 신호가 각각 겪게 되는 지연시간, 주파수 오프셋, 채널 페이딩, 도플러 천이 등은 다를 수 있으므로 수신기가 두 개의 방송 신호를 모두 복조하기 위해서는 개별 방송 신호에 대한 동기를 별도로 수행해야 한다. 즉, 클라우드 방송 시스템에서 하나의 송신기는 다른 송신기에 대해서 간섭으로 작용하므로 두 개의 방송 프로그램을 모두 복조하기 위해서는 개별 송신기와 수신기 사이에 독립적으로 동기가 수행되어야 한다.

본 논문에서는 클라우드 전송 시스템의 다양한 동작 시나리오들 중에서 서로 다른 두 개의 기지국의 서비스 영역이 중첩되는 지역에서 서로 다른 두 개의 프로그램들을 동일한 방송 주파수를 사용하여 동시에 제공하는 경우를 가정한다. 예를 들어, 그림 1 (b)에서 Tx #1의 Program A와 Tx #2의 Program B가 중첩지역에서 동시에 서비스되는 상황에 해당한다. 또한, 현재 클라우드 방송 시스템을 위한 구체적인 물리계층 표준은 이루어지지 않은 상황이므로 본 논문에서는 [11]에서 제안된 OFDM 기반의 프레임 구조 및 프리앰블을 기반으로 클라우드 방송 시스템의 수신기를 위한 초기 타이밍 획득 방식을 제안한다.

III. 프레임 구조 및 초기 타이밍 획득 알고리즘

3.1 프레임 및 프리앰블 구조

그림 2는 본 논문에서 고려하는 클라우드 방송 시스템을 위한 프레임 구조의 예를 나타낸다^[11]. 하나의 프레임은 4개의 부프레임 (sub-frame)으로 구성되며, 하나의 부프레임은 2개의 프리앰블 용 OFDM 심벌과 다수의 데이터 OFDM 심벌을 가진다. 본 논문에서는 부프레임의 시작 위치에 존재하는 프리앰블을 이용하여 부프레임의 시작 위치를 찾음으로써 초기 타이밍을 획득한다. 획득한 초기 타이밍을 가지고 개별 송신기와 수신기 사이의 개별 주파수 오프셋 추정 및 TxID 검출과 같은 처리를 수행할 수 있다.

그림 3은 그림 2의 프레임 구조에서 사용된 프리앰블 심벌의 구조를 나타낸다. 본 논문에서는 [11]에서

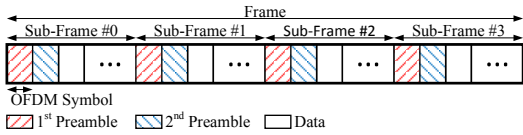


그림 2. 클라우드 방송 시스템을 위한 프레임 구조의 예
 Fig. 2. An example of the frame structure for cloud transmission systems

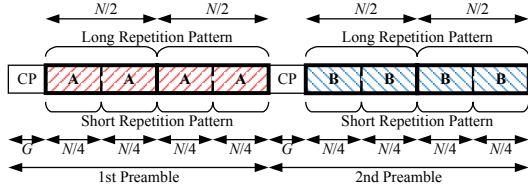


그림 3. 짧은 반복패턴 및 긴 반복패턴을 갖는 프리엠블 구조
 Fig. 3. Preamble structure with short and long repetition patterns.

제안된 프리엠블을 사용하며 이는 [12]와 [13]의 프리엠블 구조를 따른다. 기존 [12]에서와 같이 2개의 OFDM 심벌이 프리엠블로 할당되며 주파수 영역에서 프리엠블 수열은 연속하는 두 개의 OFDM 심벌 사이에 차동 인코딩 (differential encoding)된다. 또한, [13]에서와 같이 시간영역에서 여러 번 반복되는 반복패턴을 갖도록 프리엠블 수열이 주파수 영역에서 일정한 부반송파 (subcarrier) 간격으로 할당된다.

먼저, 첫 번째 프리엠블 심벌은 길이 N_p 인 프리엠블 수열 $x_{1,1}, \dots, x_{1,N_p}$ 를 4개의 부반송파 간격으로 배치함으로써 생성되며 시간영역에서 길이 $N/4$ 인 4개의 짧은 반복패턴 (short repetition pattern)들을 갖는다. 그림 3에서 G 는 OFDM 심벌의 순환 프리픽스 (cyclic prefix: CP)의 샘플 (sample) 수를 나타내고 N 은 FFT (fast Fourier transform) 크기를 나타낸다. 여기서, 4개의 짧은 반복패턴들을 2개씩 묶으면 길이 $N/2$ 인 두 개의 긴 반복패턴 (long repetition pattern)을 가지게 된다. 두 번째 프리엠블 심벌은 수열 $x_{2,i} = x_{1,i} c_i$ 를 첫 번째 프리엠블에서와 동일한 부반송파 위치에 배치함으로써 생성된다^[12]. 여기서, c_1, \dots, c_{N_p} 는 송신기 구별을 위하여 각 송신기에 유일하게 할당되는 길이 N_p 인 TxID 수열이고 $c_i \in \{+1, -1\}$ 와 같다. 그러면, 두 번째 프리엠블에서도 첫 번째 프리엠블에서와 유사하게 4번의 짧은 반복패턴이 나타나며, 4개의 짧은 반복패턴들을 2개씩 묶으면 두 번의 긴 반복패턴을 가지게 된다. 그림 3에서 A는 첫 번째 프리엠블 심벌에서 네 번 반복되는

하나의 짧은 반복패턴을 나타내고, B는 두 번째 프리엠블 심벌에서 네 번 반복되는 하나의 짧은 반복패턴을 나타낸다.

3.2 초기 타이밍 획득 알고리즘

그림 2와 그림 3의 프레임 및 프리엠블 구조를 사용하여 두 개의 기지국으로부터 수신된 신호를 나타내면 그림 4와 같다. 각 수신 신호는 송수신기 국부 발진기 (local oscillator)의 오차 및 단말의 이동에 따른 도플러 천이로 인하여 서로 다른 주파수 오프셋을 겪는다. 또한, 기지국과 수신기 사이의 경로 지연 (path delay)이 다를 수 있으며 이로 인하여 두 개의 기지국으로부터 전송된 신호들이 수신기에 도달할 때 상대적인 지연 (relative delay)이 발생할 수도 있다. 두 개의 수신 신호들 사이의 상대적인 시간 지연은 각 기지국의 송출 타이밍 조절을 통해서 어느 정도 조절이 가능하나 주파수 오프셋 차이는 국부 발진기의 오차 뿐만 아니라 도플러 천이에 의해서도 발생하므로 기지국에서 조절이 어렵다.

첫 번째 송신기와 두 번째 송신기로부터 전송된 OFDM 샘플을 $x_1[n]$ 과 $x_2[n]$ 이라고 하고, 각각의 송신기에 해당하는 주파수 오프셋을 $f_{o,1}$ 과 $f_{o,2}$ 라고 하자. 그리고, 수신기와 각 송신기 사이의 주파수 오프셋으로 인한 수신 샘플당 위상 회전 값을 $\Delta\phi_1 = 2\pi f_{o,1} t_s$ 과 $\Delta\phi_2 = 2\pi f_{o,2} t_s$ 라고 하자. 그러면, 두 개의 송신 신호가 중첩되는 지역에서 수신기에 수신되는 신호 $r[n]$ 는 잡음 (noise) 및 페이딩을 고려하지 않았을 때 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r[n] = x_1[n]e^{j2\pi f_{o,1} t_s n} + x_2[n]e^{j2\pi f_{o,2} t_s n} = x_1[n]e^{j(\Delta\phi_1)n} + x_2[n]e^{j(\Delta\phi_2)n} \quad (1)$$

여기서, t_s 는 OFDM 샘플의 시간 길이를 나타낸다.

수신 신호로부터 초기 타이밍 획득을 위한 타이밍 메트릭 (timing metric)을 계산하기 위하여 수신 프리엠블의 반복패턴들 사이의 자기상관 (auto-correlation)을 계산한다^[12-13]. 먼저, [12]에서와 같은 방법으로 두 번 반복되는 긴 반복패턴을 고려하여 $N/2$ 만큼 떨어진 수신 샘플들 사이의 자기상관을 계산하면 다음과 같다.



그림 4. 두 개의 송신기로부터의 수신 신호
 Fig. 4. Received signals from two transmitters.

$$\begin{aligned}
 r^*[n]r[n+N/2] &= x_1^*[n]x_1[n+N/2]e^{j(\Delta\phi_1)N/2} \\
 &+ x_2^*[n]x_2[n+N/2]e^{j(\Delta\phi_2)N/2} \\
 &+ x_1^*[n]x_2[n+N/2]e^{j(\Delta\phi_2-\Delta\phi_1)n}e^{j(\Delta\phi_2)N/2} \\
 &+ x_2^*[n]x_1[n+N/2]e^{j(\Delta\phi_1-\Delta\phi_2)n}e^{j(\Delta\phi_1)N/2}
 \end{aligned} \quad (2)$$

식 (2)의 우변에서 첫 번째 항 $x_1^*[n]x_1[n+N/2]e^{j(\Delta\phi_1)N/2}$ 은 첫 번째 송신기로부터의 수신 신호에 대한 긴 반복패턴 사이의 자기상관을 나타내며 주파수 오프셋 $f_{o,1}$ 으로 인하여 $(\Delta\phi_1)N/2$ 만큼의 위상 회전이 발생한다. 두 번째 항 $x_2^*[n]x_2[n+N/2]e^{j(\Delta\phi_2)N/2}$ 는 두 번째 송신기로부터의 수신 신호에 대한 긴 반복패턴 사이의 자기상관을 나타내며 주파수 오프셋 $f_{o,2}$ 으로 인하여 $(\Delta\phi_2)N/2$ 만큼의 위상 회전이 발생한다. 그러나, 두 개의 송신기로부터의 신호가 중첩되어 수신되므로 위상 회전 값들인 $(\Delta\phi_1)N/2$ 과 $(\Delta\phi_2)N/2$ 의 차이에 따라 첫 번째 항과 두 번째 항의 자기상관 값이 서로 상쇄되는 상황이 발생할 수 있다. 이러한 경우 올바른 타이밍 메트릭을 얻을 수 없게 되어 결국에는 타이밍 획득 실패를 야기시킨다. 두 번 반복되는 긴 반복패턴 사이의 자기상관 값을 이용한 타이밍 메트릭은 다음과 같이 계산될 수 있다¹²⁻¹³.

$$M_2(k) = \frac{|C_2(k)|}{R_2(k)} \quad (3)$$

여기서, $C_2(k)$ 와 $R_2(k)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 C_2(k) &= \sum_{n=0}^{N/2+G-1} (r^*[k+n]r[k+n+N/2] \\
 &+ r^*[k+n+N+G]r[k+n+N+G+N/2])
 \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned}
 R_2(k) &= \sum_{n=0}^{N/2+G-1} (|r[k+n]|^2 \\
 &+ |r[k+n+N+G]|^2)
 \end{aligned} \quad (5)$$

다음으로, 네 번 반복되는 짧은 반복패턴을 고려하여 $N/4$ 만큼 떨어진 수신 샘플들 사이의 자기상관을 계산하면 다음과 같다¹²⁻¹³.

$$\begin{aligned}
 r^*[n]r[n+N/4] &= x_1^*[n]x_1[n+N/4]e^{j(\Delta\phi_1)N/4} \\
 &+ x_2^*[n]x_2[n+N/4]e^{j(\Delta\phi_2)N/4} \\
 &+ x_1^*[n]x_2[n+N/4]e^{j(\Delta\phi_2-\Delta\phi_1)n}e^{j(\Delta\phi_2)N/4} \\
 &+ x_2^*[n]x_1[n+N/4]e^{j(\Delta\phi_1-\Delta\phi_2)n}e^{j(\Delta\phi_1)N/4}
 \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)의 우변에서 첫 번째 항 $x_1^*[n]x_1[n+N/4]e^{j(\Delta\phi_1)N/4}$ 은 첫 번째 송신기로부터의 수신 신호에 대한 짧은 반복패턴 사이의 자기상관을 나타내며 주파수 오프셋 $f_{o,1}$ 으로 인하여 $(\Delta\phi_1)N/4$ 만큼의 위상 회전이 발생한다. 두 번째 항 $x_2^*[n]x_2[n+N/4]e^{j(\Delta\phi_2)N/4}$ 는 두 번째 송신기로부터의 수신 신호에 대한 짧은 반복패턴 사이의 자기상관을 나타내며 주파수 오프셋 $f_{o,2}$ 으로 인하여 $(\Delta\phi_2)N/4$ 만큼의 위상 회전이 발생한다. 그러나, 두 개의 송신기로부터의 신호가 중첩되어 수신되므로 두 번 반복되는 긴 반복패턴을 이용한 자기상관에서의 유사하게 위상 회전 값들인 $(\Delta\phi_1)N/4$ 과 $(\Delta\phi_2)N/4$ 의 차이에 따라 첫 번째 항과 두 번째 항의 자기상관 값이 서로 상쇄되는 상황이 발생할 수 있다. 이 때, 두 번 반복되는 긴 반복패턴을 이용한 경우와 동일한 이유로 올바른 타이밍 메트릭을 얻을 수 없게 된다. 네 번 반복되는 짧은 반복패턴 사이의 자기상관 값을 이용한 타이밍 메트릭은 다음과 같이 계산될 수 있다¹²⁻¹³.

$$M_4(k) = \frac{|C_4(k)|}{R_4(k)} \quad (7)$$

여기서, $C_4(k)$ 와 $R_4(k)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 C_4(k) &= \sum_{n=0}^{3N/4+G-1} (r^*[k+n]r[k+n+N/4] \\
 &+ r^*[k+n+N+G]r[k+n+N+G+N/4])
 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned}
 R_4(k) &= \sum_{n=0}^{3N/4+G-1} (|r[k+n]|^2 \\
 &+ |r[k+n+N+G]|^2)
 \end{aligned} \quad (9)$$

위에서 언급한 바와 같이 두 개의 수신 신호에 대하여 주파수 오프셋의 차이로 인하여 특정 반복패턴들 사이의 자기상관 값이 서로 상쇄되는 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 두 번 반복되는 긴 반복패턴 사이의 자기상관 값과 네 번 반복되는 짧은 반복패턴 사이의 자기상관 값을 결합하여 다음과 같이 초기 타이밍 획득을 위한 새로운 타이밍 메트릭을 정의한다.

$$M_c(k) = \frac{(|C_2(k)|+|C_4(k)|)}{(R_2(k)+R_4(k))} \quad (10)$$

뿐만 아니라, OFDM 심벌 내에 존재하는 CP 구간

도 OFDM 심벌의 시작과 끝 부분에 반복되므로 CP 반복패턴¹⁴⁾도 추가적으로 이용하여 타이밍 메트릭의 신뢰성을 보다 향상시킬 수 있다. CP 구간은 모든 OFDM 심벌에 존재하므로 CP 반복패턴만으로는 프리앰블의 시작 위치를 추정할 수 없으나 식 (10)과 함께 다음과 같이 결합하여 사용함으로써 타이밍 메트릭의 신뢰성을 향상시킬 수 있다. CP 반복패턴은 기존의 타이밍 메트릭과도 결합되어 사용될 수 있다.

$$M_{c,CP}(k) = \frac{(|C_2(k)| + |C_4(k)| + |C_{CP}(k)|)}{(R_2(k) + R_4(k) + R_{CP}(k))} \quad (11)$$

여기서, $C_{CP}(k)$ 와 $R_{CP}(k)$ 는 다음과 같다.

$$C_{CP}(k) = \sum_{n=0}^{G-1} (r^*[k+n]r[k+n+N] + r^*[k+n+N+G]r[k+n+2N+G]) \quad (12)$$

$$R_{CP}(k) = \sum_{n=0}^{G-1} (|r[k+n]|^2 + |r[k+n+N+G]|^2) \quad (13)$$

그림 5는 두 송신기의 서로 다른 주파수 오프셋에 의한 위상 회전 차이 값인 $\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2$ 에 따른 타이밍 메트릭 M_2 , M_4 , $M_{c,CP}$ 의 최대값 변화를 나타낸다. 그림 5 및 식 (2)에서 알 수 있듯이 두 번 반복되는 긴 반복패턴을 이용한 타이밍 메트릭 M_2 는 위상 회전 차이 값이 $\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2 = 2\pi/N$ [rad] 인 경우 0이 된다. 또한, 네 번 반복되는 짧은 반복패턴을 이용한 타

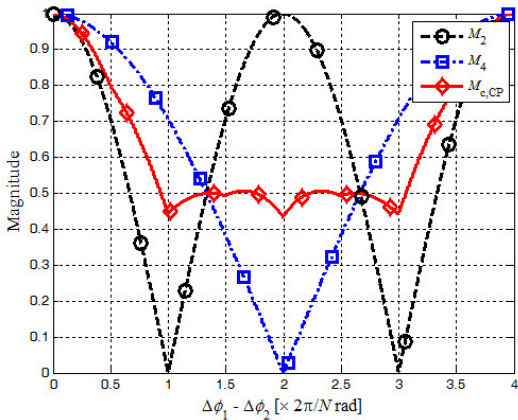


그림 5. 위상 회전 차이에 따른 타이밍 메트릭의 최대값 변화
Fig. 5. Variations of the maximum of timing metrics versus difference of the phase rotation, $\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2$.

이밍 메트릭 M_4 는 위상 회전 차이 값이 $\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2 = 4\pi/N$ [rad] 인 경우 0이 된다. 반복패턴의 개수가 증가함에 따라 타이밍 메트릭의 최대값을 0으로 만드는 위상 회전 차이 값의 최소값이 증가되므로 반복패턴의 개수를 증가시킴으로써 자기상관 값의 상쇄가 완화될 수 있다. 그러나 반복패턴 개수의 증가는 주파수 영역 프리앰블 수열의 길이 N_p 를 짧게 만들기 때문에 프리앰블 수열에 사용되는 TxID의 개수 감소 및 TxID 검출 성능 열화를 유발하게 된다. 따라서, 추가적인 반복패턴의 증가 없이 두 번 및 네 번 반복되는 긴 반복패턴 및 짧은 반복패턴을 이용한 타이밍 메트릭을 식 (11)과 같이 결합함으로써 그림 5에서 보여 지듯이 위상 회전 차이에 상관없이 일정 이상의 타이밍 메트릭 최대값을 보장할 수 있다.

다음으로, 식 (11)과 같이 계산된 타이밍 메트릭에 대해서 다음과 같이 크기가 최대가 되는 위치를 선택함으로써 초기 타이밍 위치 d 를 추정한다¹²⁻¹⁴⁾.

$$d = \arg \max M_{c,CP}(k) \quad (14)$$

식 (14)와 같이 추정된 타이밍이 두 개의 송신기로부터 수신된 신호의 첫 번째 프리앰블의 CP 구간 이내에 존재할 때 ISI (inter-symbol interference) 없이 FFT 수행이 가능하다. 따라서, 추정된 초기 타이밍의 검출 영역 (detection region)을 그림 6과 같이 정의하고, 추정된 초기 타이밍 d 가 검출 영역 이내에 존재할 확률을 검출 확률 (detection probability)로 정의하고 검출 영역을 벗어나는 확률을 오검출 확률 (false alarm probability)로 정의한다. 두 개의 송신기 사이의 상대적인 지연이 길어질수록 검출 영역은 좁아지므로 검출 확률은 감소하고 오검출 확률은 증가하게 될 것이다. SFN 방송망 구성 시 기지국의 상대적인 송출 타이밍을 조절하여 중첩지역의 수신기에서 수신되는 서로 다른 기지국의 방송 신호의 상대적인 지연 시간의 조절이 가능하다.

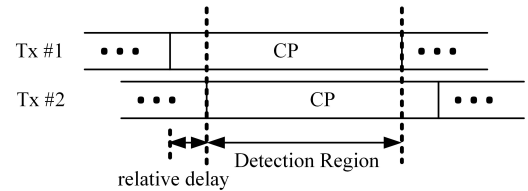


그림 6. 추정된 초기 타이밍의 검출 영역
Fig. 6. Detection region for the estimated initial timing

IV. 전산 실험 결과

본 논문에서는 $N=2048$, $G=128$, $N_p=480$ 을 가정한다. 사용되는 방송 주파수는 479MHz, 방송 채널의 대역폭은 6MHz, OFDM 샘플 간격은 $0.1667\mu s$ 를 가정한다. 그림 7은 두 개의 송신기로부터의 상대적인 수신 지연시간 (delay time)이 15 샘플이고 잡음이 없는 경우에 두 번 반복되는 긴 반복패턴 및 네 번 반복되는 짧은 반복패턴을 각각 이용한 타이밍 메트릭과 본 논문에서 제안하는 새로운 타이밍 메트릭 $M_{c,CP}(k)$ 의 스냅샷을 보여준다.

제안하는 타이밍 메트릭의 경우 그림 5와 같이 위상 회전 차이에 따라 타이밍 메트릭의 최대값이 변하므로 최악의 경우로서 타이밍 메트릭의 최대값이 최소가 되는 위상 회전 차이를 보이는 주파수 오프셋을 설정하여 타이밍 메트릭을 그림 7과 같이 관찰하였다. 그림 7 (a)는 두 개의 송신기들과 수신기 사이의 주파수 오프셋이 각각 9 ppm (=1.471 부반송파 간격)과 3 ppm (=0.49 부반송파 간격)인 경우에 대한 타이밍 메트릭의 스냅샷을 나타낸다. 이 경우 주파수 오프셋 차이에 의한 자기상관 값의 위상 회전 차이는 0.981 [rad]이고 그림 5를 통해서 예상할 수 있듯이 첫 번째 송신기에 대한 두 번 반복되는 긴 반복패턴 사이의 자기상관 값과 두 번째 송신기에 대한 두 번 반복되는 긴 반복패턴 사이의 자기상관 값이 상쇄되어 긴 반복패턴을 이용한 타이밍 메트릭은 심각하게 열화되고 올바른 타이밍 정보를 제공하지 못하게 된다 (그림 7 (a)). 반면, 네 번 반복되는 짧은 반복패턴을 이용한 방법은 올바른 타이밍 메트릭을 제공함을 알 수 있다.

또한, 그림 7 (b)는 송신기와 수신기 사이의 주파수 오프셋이 각각 12 ppm (=1.962 부반송파 간격)과 0 ppm (=0 부반송파 간격)인 경우에 대한 타이밍 메트릭의 스냅샷을 나타낸다. 이 경우 주파수 오프셋 차이에 의한 자기상관 값의 위상 회전 차이는 1.962 [rad]이고 그림 5를 통해서 예상할 수 있듯이 첫 번째 송신기에 대한 네 번 반복되는 짧은 반복패턴 사이의 자기상관 값과 두 번째 송신기에 대한 네 번 반복되는 짧은 반복패턴 사이의 자기상관 값이 상쇄되어 짧은 반복패턴을 이용한 타이밍 메트릭은 심각하게 열화되고 올바른 타이밍 정보를 제공하지 못하게 된다 (그림 7 (b)). 반면, 두 번 반복되는 긴 반복패턴을 이용한 방법은 올바른 타이밍 메트릭을 제공함을 알 수 있다.

따라서, 두 송신기에 대하여 발생하는 상대적인 주파수 오프셋의 차이에 따라 반복패턴 사이의 자기상

관 값이 심각하게 열화되는 현상을 방지하기 위하여 두 번 반복되는 긴 반복패턴을 이용한 자기상관 값과 네 번 반복되는 짧은 반복패턴을 이용한 자기상관 값을 결합함으로써 제안하는 방식과 같이 항상 유효한 타이밍 메트릭을 얻을 수 있다.

그림 8은 AWGN (additive white Gaussian noise) 채널 환경 하에서 타이밍 메트릭에 따른 초기 타이밍 검출 (detection) 및 오검출 (false alarm) 확률을 나타낸다. 각 송신기와 수신기 사이의 주파수 오프셋은 그림 7에서와 동일하게 설정하였다. 그림 8 (a)는 두 개의 송신 신호에 대한 주파수 오프셋이 각각 9 ppm, 3 ppm 인 경우에 대한 검출 및 오검출 확률을 나타낸다.

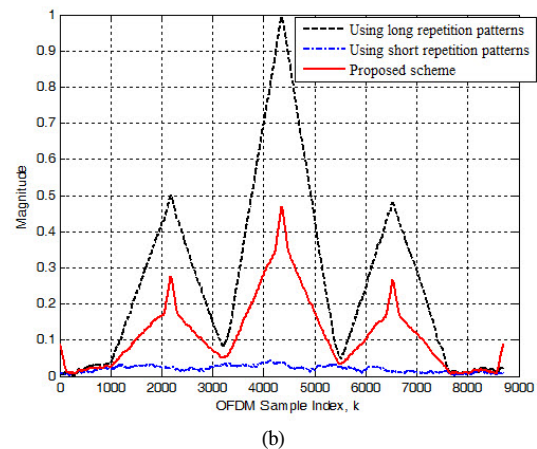
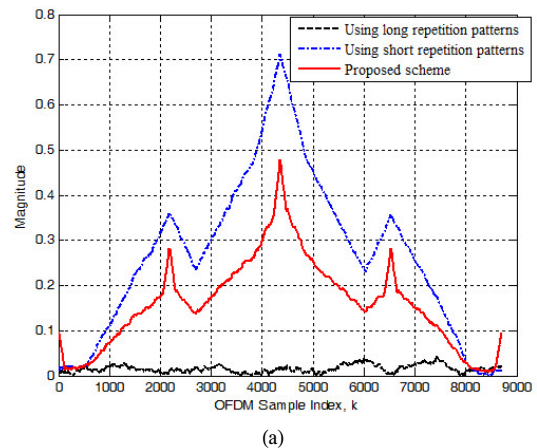
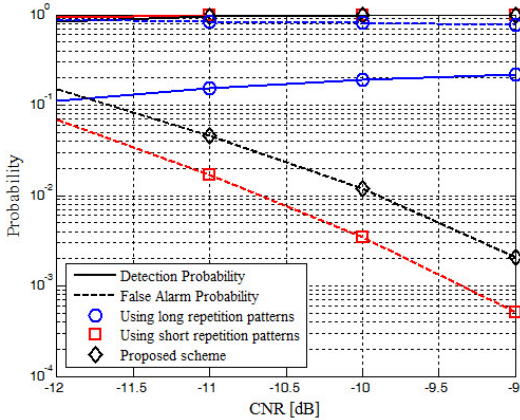
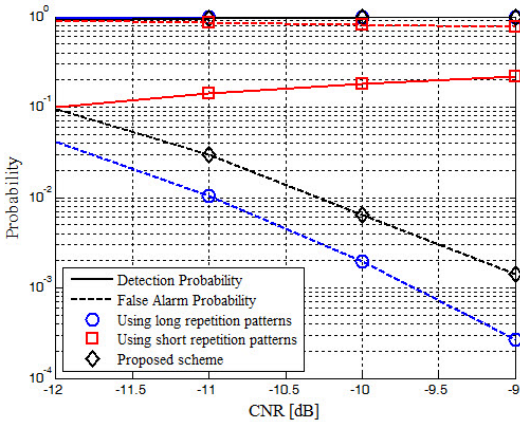


그림 7. 타이밍 메트릭들의 스냅샷. (a) $f_{o,1}=9\text{ppm}$ (1.471 부반송파 간격), $f_{o,2}=3\text{ppm}$ (0.49 부반송파 간격). (b) $f_{o,1}=12\text{ppm}$ (1.962 부반송파 간격), $f_{o,2}=0\text{ppm}$ (0 부반송파 간격).
 Fig. 7. Snapshot of timing metrics. (a) $f_{o,1}=9\text{ppm}$ (1.471 subcarrier spacings), $f_{o,2}=3\text{ppm}$ (0.49 subcarrier spacings). (b) $f_{o,1}=12\text{ppm}$ (1.962 subcarrier spacings), $f_{o,2}=0\text{ppm}$ (0 subcarrier spacing).



(a)



(b)

그림 8. 기존 및 제안하는 타이밍 메트릭에 따른 검출 및 오검출 확률. (a) $f_{o,1}=9\text{ppm}$ (1.471 부반송파 간격), $f_{o,2}=3\text{ppm}$ (0.49 부반송파 간격). (b) $f_{o,1}=12\text{ppm}$ (1.962 부반송파 간격), $f_{o,2}=0\text{ppm}$ (0 부반송파 간격)

Fig. 8. Detection and false alarm probabilities of the conventional and proposed timing metrics. (a) $f_{o,1}=9\text{ppm}$ (1.471 subcarrier spacings), $f_{o,2}=3\text{ppm}$ (0.49 subcarrier spacings). (b) $f_{o,1}=12\text{ppm}$ (1.962 subcarrier spacings), $f_{o,2}=0\text{ppm}$ (0 subcarrier spacing).

그림 5 및 그림 7에서 살펴보았듯이 두 번 반복되는 긴 반복패턴을 이용한 타이밍 메트릭의 최대값은 거의 0에 가까우므로 올바른 타이밍 메트릭을 얻을 수 없음을 알 수 있고, 그림 8 (a)에서 볼 수 있듯이 CNR (carrier-to-noise ratio)이 -9dB일 때 7.8×10^{-1} 의 오검출 확률을 보인다. 반면, 짧은 반복패턴을 이용한 타이밍 메트릭의 최대값은 그림 5에서 볼 수 있듯이 비교적 큰 값을 가지므로 올바른 타이밍 메트릭을 얻을 수 있음을 알 수 있고, 그림 8 (a)에서 볼 수 있듯이 CNR=-9dB일 때 5.6×10^{-4} 정도의 오검출 확률을 보인

다. 제안하는 타이밍 메트릭을 이용할 경우 CNR=-9dB일 때 2×10^{-3} 정도의 오검출 확률을 보인다.

그림 8 (b)는 두 개의 송신 신호에 대한 주파수 오프셋이 각각 12 ppm, 0 ppm 인 경우에 대한 검출 및 오검출 확률을 나타낸다. 그림 5 및 그림 7에서 살펴 보았듯이 네 번 반복되는 짧은 반복패턴을 이용한 타이밍 메트릭의 최대값은 거의 0에 가까우므로 올바른 타이밍 메트릭을 얻을 수 없음을 알 수 있고, 그림 8 (b)에서 볼 수 있듯이 CNR=-9dB일 때 7.8×10^{-1} 의 오검출 확률을 보인다. 반면, 긴 반복패턴을 이용한 타이밍 메트릭의 최대값은 그림 5에서 볼 수 있듯이 매우 큰 값을 가지므로 올바른 타이밍 메트릭이 얻어짐을 알 수 있고, 그림 8 (b)에서 볼 수 있듯이 CNR=-9dB일 때 2.7×10^{-4} 정도의 오검출 확률을 보인다. 제안하는 타이밍 메트릭을 이용할 경우 CNR=-9dB일 때 1.4×10^{-3} 정도의 오검출 확률을 보인다.

그림 8의 결과로부터 기존의 특정 반복패턴만을 이용하여 타이밍 메트릭을 계산할 경우 서로 다른 송신 기로부터 수신된 수신 신호들의 주파수 오프셋 차이로 인한 위상 회전 차이에 따라 타이밍 메트릭이 감소하여 초기 타이밍 획득 성능 열화가 심하게 발생할 수 있음을 알 수 있다. 이에 비해 제안하는 타이밍 메트릭은 프리앰블이 갖는 다양한 길이의 반복패턴들에 대한 타이밍 메트릭들을 결합함으로써 타이밍 메트릭의 신뢰성을 일정 수준 이상으로 보장하고 수신 신호들의 주파수 오프셋 차이에 따른 타이밍 메트릭 감소를 완화하여 성능 열화를 극복하는 것이 가능하다.

V. 결론

본 논문에서는 지상과 클라우드 방송 시스템을 위한 초기 타이밍 획득 방법을 제시하였다. 제안된 방식은 프리앰블 구조가 갖는 짧은 반복패턴과 짧은 반복패턴을 두 개씩 묶어서 만든 긴 반복패턴을 동시에 이용한다. 긴 반복패턴 및 짧은 반복패턴에 의한 자기상관 값들을 결합함으로써 동일채널간섭이 존재하는 클라우드 방송 시스템에서 두 개의 송신기로부터 수신된 신호의 주파수 오프셋의 차이로 인한 타이밍 메트릭 최대값의 감소를 완화하여 타이밍 메트릭의 신뢰성을 일정 수준 이상으로 보장하고 성능 열화를 극복할 수 있다. 제안된 방식은 두 개의 송신기에 대해서 송신기와 수신기 사이의 국부 발진기 오차 및 도플러 천이 등으로 발생할 수 있는 주파수 오프셋이 각 송신기로부터의 수신 신호마다 다르더라도 주파수 오프셋 차이에 의한 타이밍 메트릭의 성능 열화를 극복하고

초기 타이밍의 획득이 가능하다.

References

- [1] J. H. Seo, S. I. Park, Y. S. Park, H. M. Kim, and J. Kim, "A study on the transmission capacity increase scheme for atsc systems," in *Proc. KICS*, pp. 433-434, Jeju, Korea, Jun. 2012.
- [2] J. Kim and H. M. Kim, "Additional data transmission scheme based on the spread-spectrum technique for ATSC terrestrial DTV systems," in *Proc. KICS*, pp. 527-528, Jeju, Korea, Jun. 2010.
- [3] J. Kim, S. I. Park, and H. M. Kim, "Enhanced data transmission scheme using Walsh sequences in ATSC DTV signals," in *Proc. KICS*, pp. 237-238, Yongpyong, Korea, Feb. 2010.
- [4] "A global approach to the future of terrestrial television broadcasting," *Future of Broadcast Television (FoBTV) Summit Joint Declaration*, Nov. 2011.
- [5] ATSC Press Releases, "Advanced television systems committee invites proposals for next-generation TV broadcasting technologies," <http://www.atsc.org/cms/index.php/communications/press-releases/315-advanced-television-systems-committee-invites-proposals-for-next-generation-tv-broadcasting-technologies>, March 26, 2013.
- [6] ATSC Technology Group 3.0, "Call for proposals for ATSC 3.0 physical layer a terrestrial broadcast standard," <http://www.atsc.org/cms/index.php/standards/other-technical-documents/314-call-for-proposals-for-atsc-30-physical-layer-a-terrestrial-broadcast-standard>, Mar. 26, 2013.
- [7] Y. Wu, B. Rong, K. Salehian, and G. Gagnon, "Cloud transmission: A new spectrum-reuse friendly digital terrestrial broadcasting transmission system," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 58, no. 3, pp. 329-337, Sept. 2012.
- [8] J. Montalbán, L. Zhang, U. Gil, Y. Wu, I. Angulo, K. Salehian, S.-I. Park, B. Rong, W. Li, H. M. Kim, P. Angueira, and M. Vélez, "Cloud transmission: System performance and application scenarios," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 60, no. 2, pp. 170-184, Jun. 2014.
- [9] S. I. Park, H. M. Kim, Y. Wu, and J. Kim, "A newly designed quarter-rate QC-LDPC code for the cloud transmission system," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 59, no. 1, pp. 155-159, Mar. 2013.
- [10] J. Montalbán, B. Rong, S. I. Park, Y. Wu, J. Kim, H. M. Kim, L. Zhang, C. Nadeau, S. Lafleche, P. Angueira, and M. Vélez, "Cloud transmission: system simulation and performance analysis," in *Proc. IEEE BMSB*, pp. 1-5, London, UK, Jun. 2013.
- [11] 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. IEEE BMSB*, pp. 1-3, London, UK, Jun. 2013.
- [12] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [13] M. Morelli and U. Mengali, "An improved frequency offset estimator for OFDM applications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, no. 3, pp. 75-77, Mar. 1999.
- [14] J.-J. van de Beek, P. O. Borjesson, M.-L. Boucheret, D. Landstrom, J. M. Arenas, P. Odling, C. Ostberg, M. Wahlqvist, and S. K. Wilson, "A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 11, pp. 1900-1914, Nov. 1999.

김 정 창 (Jeongchang Kim)



Jeongchang Kim was born in Daegu, South Korea, on June 23, 1977. He received the B.S. degree in Electronics, Communication and Radio Engineering from Hanyang University, Seoul, South

Korea, in 2000, and the M.S. and Ph.D. degrees from Pohang University of Science and Technology (POSTECH), Pohang, South Korea, in 2002 and 2006, respectively, both in Electronic and Electrical Engineering. From 2006 to 2008, he was a Full-Time Researcher at POSTECH Information Research Laboratories (PIRL), Pohang, South Korea, and from 2008 to 2009, he was with Educational Institute of Future Information Technology at POSTECH as a Research Assistant Professor. From 2009 and 2010, he was with the Broadcasting System Research Department at Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI) as a Senior Researcher. In 2010, he joined the Department of Electronics and Communications Engineering at Korea Maritime and Ocean University (KMOU), Busan, South Korea, where he is currently an Associate Professor. His research interests include MIMO, OFDM, DTV transmission, digital communications, and implementation of digital communication systems.

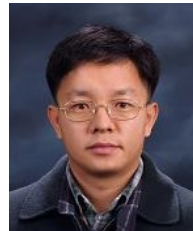
박 성 익 (Sung Ik Park)



Sung Ik Park was received the BSEE from Hanyang University, Seoul, Korea in 2000, MSEE from POSTECH, Pohang, Korea in 2002, and Ph.D. degree from Chungnam National University, Daejeon,

Korea in 2011. Since 2002, he has been with the broadcasting system research department at ETRI, where he is a senior member of research staff. His research interests are in the areas of error correction codes and digital communications, in particular, signal processing for digital television. In addition, he received a Scott Helt Memorial Award, which is a best paper award of IEEE Transactions on Broadcasting, in 2009 and best paper awards of 2012 & 2014 IEEE international symposium on broadband multimedia systems and broadcasting (BMSB), respectively. He currently serves as an associate editor of the IEEE Transactions on Broadcasting.

김 흥 목 (Heung Mook Kim)



Heung Mook Kim was received the B.S. and M.S. degrees in electronics and electrical engineering from POSTECH, Pohang, Korea, in 1993 and 1995, respectively, and Ph. D. degree from

KAIST, Daejeon, Korea, in 2013. He was with POSCO Technology Research Laboratory, Pohang, Korea from 1995 to 2001, and Maxwave, Inc., Daejeon, Korea from 2002 to 2003. Since February 2004, he has been with the Broadcasting System Research Group, Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI), Daejeon, Korea, where he is the Director of Terrestrial Broadcasting Research Section. His research interests are in the areas of digital and RF signal processing and RF transmission for digital communications and digital television.