

특집논문 (Special Paper)

방송공학회논문지 제25권 제6호, 2020년 11월 (JBE Vol. 25, No. 6, November 2020)

<https://doi.org/10.5909/JBE.2020.25.6.870>

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

5G NR 시스템에서 PSS/SSS를 이용한 Cell ID 검출 방법

안 해 성^{a)}, 김 형 석^{a)}, 차 은 영^{a)}, 김 정 창^{a)†}

Cell ID Detection Schemes Using PSS/SSS for 5G NR System

Haesung Ahn^{a)}, Hyeongseok Kim^{a)}, Eunyoung Cha^{a)}, and Jeongchang Kim^{a)†}

요 약

본 논문에서는 5G NR (new radio) 시스템에서 PSS/SSS (primary synchronization signal/secondary synchronization signal)를 이용한 cell ID (cell identity) 검출 방법들을 제시하고 성능을 평가한다. 시간 영역에서 PSS를 먼저 검출한 후 검출된 PSS 정보를 이용하여 채널 추정 및 SSS의 시퀀스 검출에 사용하는 2단계(2-stage) 검출 방법과 PSS와 SSS 시퀀스를 결합하여 동시에 검출하는 결합 검출(joint detection) 방법을 사용한다. 또한, 추정된 채널 이득을 이용하여 주어진 PSS 및 SSS의 전체 시퀀스 길이의 상관(correlation) 값을 계산하는 coherent 방법과 시퀀스의 전체 길이를 여러 개의 그룹으로 나누어 각 그룹 내에서는 coherent 상관을 계산하고, 이들을 결합하여 전체 그룹의 상관 값을 계산하는 non-coherent combining 방법을 제시한다. 본 논문에서 고려한 검출 방법들에 대해 전산 실험을 통하여 PSS 및 SSS의 개별 검출 어려움과 전체 cell ID 검출 어려움 성능을 비교한다. 전산 실험 결과는 가산 백색 가우시안 잡음환경과 고정 및 이동 환경에서 non-coherent combining 방법이 coherent 방법에 비해 우수한 검출 성능을 보이며, 결합 검출 방법은 2단계 검출 방법에 비해 우수한 성능을 보이나 계산 복잡도 측면에서는 2단계 검출 방법이 보다 낮은 복잡도를 갖는다는 것을 보여준다.

Abstract

This paper presents cell ID (cell identity) detection schemes using PSS/SSS (primary synchronization signal/secondary synchronization signal) for 5G NR (new radio) system and evaluates the detection performance. In this paper, we consider two cell ID detection schemes, i.e. two-stage detection and joint detection schemes. The two-stage detection scheme consists of two stages which estimate a channel gain between a transmitter and receiver and detect the PSS and SSS sequences. The joint detection scheme jointly detects the PSS and SSS sequences. In addition, this paper presents coherent and non-coherent combining schemes. The coherent scheme calculates the correlation value for the total length of the given PSS and SSS sequences, and the non-coherent combining scheme calculates the correlation within each group by dividing the total length of the sequence into several groups and then combines them non-coherently. For the detection schemes considered in this paper, the detection error rates of PSS, SSS and overall cell ID are evaluated and compared through computer simulations. The simulation results show that the joint detection scheme outperforms the two-stage detection scheme for both coherent and non-coherent combining schemes, but the two-stage detection scheme can greatly reduce the computational complexity compared to the joint detection scheme. In addition, the non-coherent combining detection scheme shows better performance under the additive white Gaussian noise (AWGN), fixed, and mobile environments.

Keyword : 5G new radio, synchronization signal, coherent, non-coherent combining, detection

Copyright © 2020 Korean Institute of Broadcast and Media Engineers. All rights reserved.

“This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons BY-NC-ND (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited and not altered.”

1. 서론

최근 들어, 대용량 전송 및 초저지연 통신에 대한 수요가 증가되면서 이동통신 표준화 기술협력 기구인 3GPP (3rd generation partnership)는 5세대 이동통신 기술인 5G NR (fifth-generation new radio)을 채택하였다^[1]. 15 kHz의 부반송파 간격을 갖는 LTE (long term evolution)와 달리 5G NR은 광대역 서비스를 지원하기 위해 다양한 부반송파 간격을 지원한다. 3GPP에서는 5G NR의 세 가지 시나리오인 초광대역 서비스(eMBB: enhanced mobile broadband), 고신뢰 및 초저지연 통신(URLLC: ultra reliable low latency communications), 초대량연결(mMTC: massive machine-type communications)에 대한 ITU-R (international telecommunication union-radiocommunication)의 IMT-2020 (international mobile telecommunication)에서 제시하는 요구사항 조건을 만족시키기 위해 표준화 작업이 진행 중이다^[2-6]. 또한 최근에는 5G 모바일 인프라를 통한 고화질의 실감 미디어 서비스에 대한 연구도 활발히 진행 중이다^[7].

5G NR 시스템의 송신기는 주기적으로 SS/PBCH (synchronization signal/physical broadcast channel) 블록을 송신하며 수신기는 이를 수신하여 송수신기 간의 동기 (synchronization)를 획득한다. 그림 1과 같이 SS/PBCH 블록은 4개의 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 심볼과 240개의 부반송파(subcarrier)를 가지며, PSS (primary synchronization signal), SSS (secondary synchronization signal), PBCH, PBCH DMRS (demodulation reference signal)로 구성된다^[8-9].

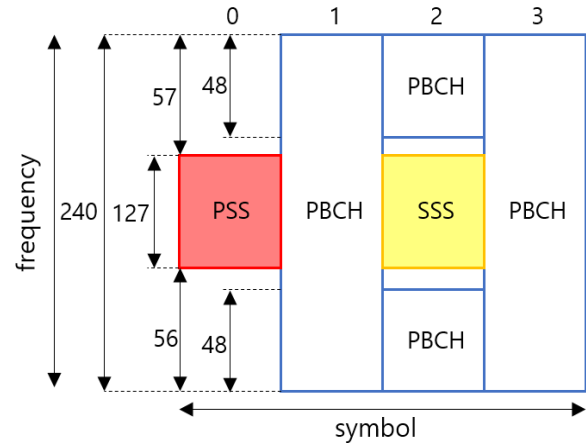


그림 1. SS/PBCH 블록의 시간-주파수 배치
Fig. 1. Time and frequency allocation of SS/PBCH block

여기서, PSS와 SSS는 127개의 부반송파를 갖는다. 5G NR 시스템의 수신기는 송신기로부터 수신된 SS/PBCH 블록을 이용하여 빔 스위프 (beam sweep)를 통해 송수신기 간의 일치되는 빔을 찾게 된다. 일치한 빔을 찾은 수신기는 주파수 및 타이밍 오프셋 (frequency and timing offset)을 추정할 수 있으며, 송신기에서 전송된 cell ID (cell identity)를 검출할 수 있다^[8-9]. Cell ID는 3개의 셀 구역 (cell sector)과 각 구역 내 ID로 나눌 수 있으며, 셀 구역에 대한 정보를 가지고 있는 PSS와 셀 구역 및 ID에 대한 정보를 가지고 있는 SSS를 이용하여 검출될 수 있다. 검출된 cell ID는 데이터 복조 (demodulation)를 위한 중요한 시스템 정보 (system information)를 가지고 있는 PBCH의 디코딩 (decoding)을 위해 사용된다. 중요한 시스템 정보를 담고 있는 PBCH의 디코딩을 위해 정확한 cell ID의 검출이 요구된다.

본 논문에서는 5G NR 시스템에서 PSS/SSS를 이용한 cell ID 검출 방법을 제시하고 성능을 비교한다. 시간 영역에서 PSS를 먼저 검출한 후 검출된 PSS 정보를 이용하여 채널 추정 및 SSS의 시퀀스 (sequence) 검출에 사용하는 2단계 검출 방법과 PSS와 SSS 시퀀스를 결합하여 동시에 검출하는 결합 검출 (joint detection) 방법을 사용한다. 수신 시퀀스와 모든 가능한 PSS 또는 SSS의 상관 (correlation) 계산을 위하여 [10]에서는 coherent 방법을 사용하였으며, 이 때, 송수신기 간 채널 이득은 완벽하다고 가정하여 cell ID를 검출하였다. 본 논문에서는 coherent 방법을 위해 시

a) 한국해양대학교 전자통신공학과 해양인공지능융합전공(Interdisciplinary Major of Maritime AI Convergence, Department of Electronics and Communications Engineering, Korea Maritime and Ocean University)

‡ Corresponding Author : 김정창 (Jeongchang Kim)
E-mail: jchkim@kmou.ac.kr
Tel: +82-51-410-4315

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

※ 이 논문의 연구결과 중 일부는 “2020년 한국방송·미디어공학회 하계학술대회”에서 발표한 바 있음.

※ This research was supported by the Ministry of Trade, Industry and Energy (MOTIE), KOREA, through the Education Program for Creative and Industrial Convergence. (Grant Number N0000717).

• Manuscript received September 14, 2020; Revised November 11, 2020; Accepted November 11, 2020.

간 영역에서 상관 계산을 수행하여 PSS를 검출한 후 PSS에 대한 주파수 영역에서의 채널 이득을 추정하고, 이를 SSS의 채널 이득으로 간주하여 cell ID를 검출한다. 또한, 주어진 PSS 및 SSS의 전체 시퀀스 길이에 대해 상관 값을 계산하는 coherent 방법뿐만 아니라 시퀀스의 전체 길이를 여러 개의 그룹으로 나눠 그룹 내에서는 coherent 방법의 상관을 계산하고 이들을 결합하여 전체 그룹의 상관 값을 계산하는 non-coherent combining 방법도 적용한다. 본 논문에서 고려한 검출 방법들에 대해 전산 실험을 통하여 PSS 및 SSS의 개별 검출 어려움과 전체 cell ID 검출 어려움 성능을 비교한다. 또한, non-coherent combining 방법을 위한 최적의 그룹 길이를 각 채널 환경에 따라 제시하였다. 전산 실험 결과는 가산 백색 가우시안 잡음환경과 고정 및 이동 환경에서 non-coherent combining 방법이 coherent 방법에 비해 우수한 검출 성능을 보이며, 결합 검출 방법은 2단계 검출 방법에 비해 우수한 성능을 보이나 계산 복잡도 측면에서는 2단계 검출 방법이 보다 낮은 복잡도를 갖는다는 것을 보여준다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 5G NR 시스템의 모델로서 송신신기 구조 및 수신 신호 모델에 대해 기술하며, 3장에서는 cell ID를 검출하는 방법으로 2단계 검출 및 결합 검출 방법과 coherent 및 non-coherent combining 방법에 대해 기술한다. 4장에서는 전산 실험결과로서 PSS/SSS 및 cell ID 검출 성능을 비교하고 5장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

1. 송신기 구조

표 1은 5G NR 시스템의 SS/PBCH 블록의 자원 할당을 나타낸다.

표 1의 모든 값들은 SS/PBCH 블록의 시작점을 기준으로 블록의 0번 심볼에는 PSS 신호가 맵핑(mapping)되며, 2번 심볼에는 SSS 신호가 맵핑된다. PBCH와 PBCH DMRS는 1번부터 3번 심볼에 맵핑되며, 2번 심볼에서는 SSS 신호와

함께 맵핑된다. 표 1의 PBCH DMRS 부반송파 인덱스 계산을 위한 v 는 $(N_{ID}^{Cell} \bmod 4)$ 를 의미하며, $N_{ID}^{Cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}$ 는 셀 구역 값 $N_{ID}^{(2)} \in \{0, 1, 2\}$ 와 각 구역 내의 ID 값 $N_{ID}^{(1)} \in \{0, \dots, 335\}$ 의 조합으로 계산된다^[11].

표 1. SS/PBCH 블록의 자원 할당
Table 1. Resource allocation of SS/PBCH block

Channel / Signal	OFDM symbol number l	Subcarrier number k
PSS	0	56, 57, ..., 182
SSS	2	56, 57, ..., 182
Set to 0	0	0, 1, ..., 55, 183, 184, ..., 239
	2	48, 49, ..., 55, 183, 184, ..., 191
PBCH	1, 3	0, 1, ..., 239
	2	0, 1, ..., 47, 192, 193, ..., 239
DMRS for PBCH	1, 3	$0+v, 4+v, 8+v, \dots, 236+v$
	2	$0+v, 4+v, 8+v, \dots, 44+v, 192+v, 196+v, \dots, 236+v$

그림 2는 5G NR 시스템에서 PSS/SSS 송신을 위한 송신기 블록 다이어그램을 나타낸다.

송신기에서는 PSS/SSS 생성(PSS/SSS generation), 부반송파 매핑(subcarrier mapping), IFFT (inverse fast Fourier transform), CP (cyclic prefix) 삽입 순으로 수행된다. 주어진 cell ID 값으로부터 셀 구역 값($N_{ID}^{(2)}$)과 셀 구역 내 ID 값($N_{ID}^{(1)}$)으로 나누어 PSS 및 SSS를 생성한다. 생성된 PSS와 SSS는 해당되는 부반송파에 맵핑되며, IFFT (inverse fast Fourier transform)를 통해 주파수 영역 신호에서 시간 영역 신호로 변환된다. 마지막으로 시간 영역 신호에 CP를 삽입한 신호를 송신한다.

5G NR 시스템에서는 $N_{ID}^{(2)} \in \{0, 1, 2\}$ 와 $N_{ID}^{(1)} \in \{0, \dots, 335\}$ 의 조합으로 1008개의 cell ID 값이 정의된다^[5]. 여기서, PSS 시퀀스는 셀 구역 값 $N_{ID}^{(2)}$ 를 이용하여 수식 (1)과 같이 생성된다^[11].

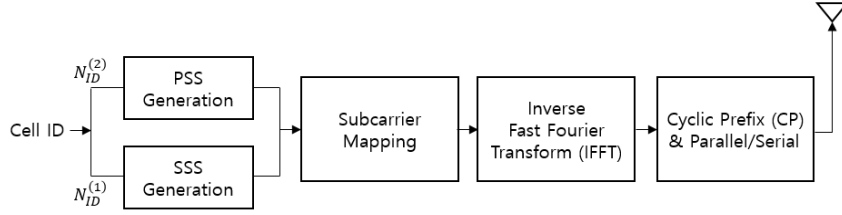


그림 2. 5G NR 시스템에서 PSS와 SSS 송신을 위한 송신기 블록 다이어그램
Fig. 2. Block diagram of transmitter for PSS and SSS in 5G NR system

$$d_{\text{PSS}}(n) = 1 - 2x(m) \quad (1)$$

여기서, $m = (n + 43N_{\text{ID}}^{(2)}) \bmod 127$, $0 \leq n < 127$ 이고,
 $x(i+7) = [x(i+4) + x(i)] \bmod 2$ 와 같다.
또한, $[x(6) x(5) x(4) x(3) x(2) x(1)] = [1110110]$ 와
같이 주어진다.

여기서, $m_0 = 15 \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{(2)}}{112} \right\rfloor + 5N_{\text{ID}}^{(2)}$ 이고, $m_1 = N_{\text{ID}}^{(1)} \bmod 112$,
 $0 \leq n < 127$ 이다. 또한, $x_0(i+7) = (x_0(i+4) + x_0(i)) \bmod 2$ 이고,
 $x_i(i+7) = (x_1(i+1) + x_1(i)) \bmod 2$ 와 같다.

5G NR 시스템은 LTE에 비해 다양한 numerology를 지원하며, 부반송파 간격에 따라 부프레임(subframe) 내 슬롯(slot)의 개수가 결정된다. 이 때, 5G NR에서 지원하는 부반송파 간격은 $\Delta f = 2^\mu \cdot 15 \text{ kHz}$, $\mu \in \{0, 1, \dots, 4\}$ 와 같이 계산되고, 부반송파 간격에 따른 하나의 부프레임 내 슬롯 및 OFDM 심볼 개수는 표 2와 같다. SS/PBCH 블록은 앞에서

표 2. 5G NR에서 지원하는 부반송파 간격과 부프레임 내 슬롯 및 OFDM 심볼 개수

Table 2. Subcarrier spacing and number of slots and OFDM symbols per subframe in 5G NR

Subcarrier spacing	Number of slots per subframe	Number of OFDM symbols per subframe
15 kHz	1	14
30 kHz	2	28
60 kHz	4	56
120 kHz	8	112
240 kHz	16	224

생성된 PSS 및 SSS와 PBCH 및 PBCH DMRS로 구성된다. 그리고, SS/PBCH 블록은 시간 영역에서 일정한 패턴을 가지며, 부반송파 간격과 중심 주파수(carrier frequency)에 따라 5가지 경우로 나눌 수 있다. 표 3은 부반송파 간격과 중심 주파수에 따라 가능한 SS/PBCH 블록의 최대 개수와 첫 번째 심볼 인덱스를 나타낸다. 하나의 SS/PBCH 블록은 프

$$d_{\text{SSS}}(n) = [1 - 2x_0((n + m_0) \bmod 127)][1 - 2x_1((n + m_1) \bmod 127)] \quad (2)$$

표 3. 부반송파 간격과 중심 주파수에 따라 가능한 SS/PBCH 블록의 최대 개수와 첫 번째 심볼 인덱스

Table 3. Maximum number and first symbol index of candidate SS/PBCH blocks corresponding subcarrier spacing and carrier frequency

Pattern	Subcarrier spacing	Carrier frequency, f	First symbol index for SS/PBCH blocks	Maximum number of SS/PBCH blocks
Case A	15 kHz	$\leq 3 \text{ GHz}$	$\{2,8\} + 14 \cdot \{0,1\}$	4
		$3 \text{ GHz} < f \leq 6 \text{ GHz}$	$\{2,8\} + 14 \cdot \{0,1,2,3\}$	8
Case B	30 kHz	$\leq 3 \text{ GHz}$	$\{4,8,16,20\}$	4
		$3 \text{ GHz} < f \leq 6 \text{ GHz}$	$\{4,8,16,20\} + 28 \cdot \{0,1\}$	8
Case C	30 kHz	$\leq 3 \text{ GHz (or } 1.88)$	$\{2,8\} + 14 \cdot \{0,1\}$	4
		$3 \text{ GHz (or } 1.88) < f \leq 6 \text{ GHz}$	$\{2,8\} + 14 \cdot \{0,1,2,3\}$	8
Case D	120 kHz	$> 6 \text{ GHz}$	$\{4,8,16,20\} + 28 \cdot \{0,1,2,3,5,6,7,8,10,11,12,13,15,16,17,18\}$	64
Case E	240 kHz	$> 6 \text{ GHz}$	$\{8,12,16,20,32,36,40,44\} + 56 \cdot \{0,1,2,3,5,6,7,8\}$	64

레이프(frame) 길이의 절반에 해당하는 구간 내에 맵핑되며, SS/PBCH 블록은 사용 가능한 빔의 개수만큼 할당될 수 있다. 그리고, 주어진 빔에 대한 SS/PBCH 블록은 2개 프레임마다 반복되므로, 주어진 빔에 대한 SS/PBCH 블록은 20 ms마다 주기적으로 송신된다.

2. 수신신호 모델

그림 3은 cell ID 검출을 위한 수신기 블록 다이어그램을 나타낸다.

본 논문에서는 오직 하나의 SS/PBCH 블록이 부프레임에 맵핑되도록 사용하는 빔 개수를 1개로 가정하였고, 수신기에서는 SS/PBCH 블록이 포함된 부프레임만 고려한다. 안테나로부터 수신된 신호는 시간 영역에서 타이밍 오프셋 추정과 PSS 검출이 동시에 수행된다. PSS는 $N_{ID}^{(2)}$ 에 따라 서로 다른 3개의 신호가 가능하고, 중심 주파수에 따라 서로 다른 부반송파 간격을 갖는 신호가 가능하다. 따라서, 타이밍 오프셋 추정 및 PSS 검출 블록에서는 수신 신호 $r(i)$ 의 타이밍 오프셋 θ 와 셀 구역 값 \hat{n}_2 및 부반송파 간격을 동시에 추정할 수 있으며, 수식 (3)과 (4)와 같이 계산된다.

$$Cor_{PSS}(\hat{\theta}, \hat{n}_2, \hat{\mu}) = \sum_{i=0}^{N_{FFT}+N_{CP}-1} r(i + \hat{\theta}) p_{\hat{n}_2, \hat{\mu}}(i) \quad (3)$$

$$(\hat{\theta}, \hat{n}_2, \hat{\mu}) = \arg \max_{\hat{\theta}, \hat{n}_2, \hat{\mu}} Cor_{PSS}(\hat{\theta}, \hat{n}_2, \hat{\mu}) \quad (4)$$

여기서, $p_{\hat{n}_2, \hat{\mu}}(i)$ 는 셀 구역 값 \hat{n}_2 와 부반송파 간격이 $2^{\hat{\mu}} \cdot 15$ kHz인 PSS 신호의 i 번째 샘플을 의미하고, N_{FFT} 와 N_{CP} 는 각각 FFT 크기와 CP 길이를 의미한다. 추정된 타이밍 오프셋을 이용하여 프레임 타이밍 오차를 보정하고

Serial/Parallel 블록에서 시간 영역의 수신 신호는 병렬로 변환된다. 그리고 CP 제거 후 FFT를 통해 주파수 영역의 신호로 변환된다. 본 논문에서 송수신기 간 타이밍 및 주파수 동기는 완벽하다고 가정하고, cell ID 검출은 3장에서 자세하게 설명한다. FFT 이후 수신 신호는 수식 (5)와 같이 모델링(modeling)될 수 있다.

$$Y_n(k) = H_n(k)X_n(k) + N_n(k) \quad (5)$$

여기서 n 은 OFDM 심볼 인덱스를 의미하며, k 는 부반송파 인덱스를 의미한다. 또한, $H_n(k)$ 는 n 번째 심볼에 대한 k 번째 부반송파의 채널 이득을 나타내며, $X_n(k)$ 는 n 번째 심볼에 대한 k 번째 부반송파의 송신 신호를 나타낸다. 그리고 $N_n(k)$ 은 n 번째 심볼에 대한 k 번째 부반송파의 가산 백색 가우시안 잡음을 나타낸다. 이어서, 수신된 PSS 신호 Y_{PSS} 를 검출된 PSS 신호 $\tilde{d}_{PSS}(k)$ 로 나눔으로써 PSS 신호에 대한 주파수 영역에서의 채널 이득 \tilde{H}_{PSS} 를 수식 (6)과 같이 추정할 수 있다.

$$\tilde{H}_{PSS}(k) = \frac{Y_{PSS}(k)}{\tilde{d}_{PSS}(k)} = H_{PSS}(k) + \frac{N_{PSS}(k)}{\tilde{d}_{PSS}(k)} \quad (6)$$

그리고, PSS와 SSS는 SS/PBCH 블록 내에서 두 개의 OFDM 심볼만큼 떨어져있기 때문에 본 논문에서는 PSS와 SSS에 대한 채널 이득이 동일하다고 가정한다.

III. Cell ID 검출 방법

5G NR 시스템의 수신기에서는 cell ID를 검출하기 위해

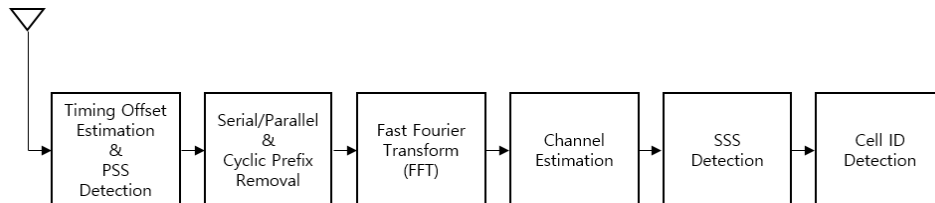


그림 3. 5G NR 시스템에서 cell ID 검출을 위한 수신기 블록 다이어그램

Fig. 3. Block diagram receiver for cell ID detection in 5G NR system

2단계 검출 방법과 결합 검출 방법이 사용될 수 있다. 2단계 검출 방법에서는 앞서 PSS 검출을 통해 획득한 셀 구역 정보를 SSS 검출에 이용하여 cell ID를 검출하며, 결합 검출 방법은 검출한 PSS를 SSS 시퀀스와 결합하여 한번에 cell ID를 검출한다. 또한, 추정된 채널 이득을 이용하여 주어진 PSS 및 SSS의 전체 시퀀스 길이의 상관 값을 계산하는 coherent 방법뿐만 아니라 채널 추정 과정 없이 시퀀스의 전체 길이를 여러 개의 그룹으로 나눠 각 그룹 내에서는 채널 추정 값을 사용하지 않고 상관을 계산하고 각 그룹에 해당하는 상관 값의 절대값을 모두 더하는 non-coherent combining 방법을 적용할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 2단계 검출 방법과 결합 검출 방법을 각각 coherent 및 non-coherent combining 방법과 함께 적용하여 cell ID를 검출한다.

1. Coherent 2단계 검출 방법

Cell ID 검출을 위해 coherent 2단계 검출 방법에서는 앞서 수행한 타이밍 오프셋 추정 및 PSS 검출을 첫 번째 단계로 간주한다. PSS가 검출됨에 따라 셀 구역 값 \tilde{n}_2 을 획득하여 SSS 검출에 사용할 수 있다. 다음으로 두 번째 단계에서는 SSS에 대한 수신 신호 $Y_{SSS}(k)$ 와 모든 가능한 구역 내 ID 값 \hat{n}_1 및 첫 번째 단계에서 검출된 셀 구역 값 \tilde{n}_2 로부터 생성된 SSS 시퀀스와 SSS에 대한 추정된 채널 이득의 곱인 $\tilde{H}_{SSS}(k) \cdot X_{SSS}^{(\hat{n}_1, \tilde{n}_2)}(k)$ 와의 상관을 수식 (7)과 같이 계산한다.

$$Cor_{\tilde{n}_1, \tilde{n}_2} = \left| \sum_{k=0}^{L-1} \left\{ (Y_{SSS}(k))^* \cdot \tilde{H}_{SSS}(k) \cdot X_{SSS}^{(\tilde{n}_1, \tilde{n}_2)}(k) \right\} \right|^2 \quad (7)$$

여기서 L 은 PSS와 SSS의 시퀀스 길이인 127을 나타낸다. 이어서, 수식 (8)과 같이 상관 값의 최대값을 찾음으로써 셀 구역 내 ID값 \tilde{n}_1 를 검출할 수 있다.

$$\tilde{n}_1 = \arg \max_{\hat{n}_1 \in \{0, \dots, 335\}} Cor_{\tilde{n}_1, \tilde{n}_2} \quad (8)$$

2. Coherent 결합 검출 방법

Coherent 결합 검출 방법에서는 수신 시퀀스와 모든 가능한 PSS와 SSS와의 상관을 계산하기 위하여 PSS와 SSS에 대한 상관 값을 모두 결합한다. 먼저 PSS에 대한 수신 신호 $Y_{PSS}(k)$ 와 모든 가능한 셀 구역 값 \hat{n}_2 로부터 생성된 PSS 시퀀스와 추정된 채널 이득의 곱인 $\tilde{H}_{PSS}(k) \cdot X_{PSS}^{(\hat{n}_2)}(k)$ 와의 상관 값을 수식 (9)와 같이 계산한다.

$$C_{PSS}^{(\hat{n}_2)} = \sum_{k=0}^{L-1} \left\{ (Y_{PSS}(k))^* \cdot \tilde{H}_{PSS}(k) \cdot X_{PSS}^{(\hat{n}_2)}(k) \right\} \quad (9)$$

다음으로 SSS에 대한 수신 신호 $Y_{SSS}(k)$ 와 셀 구역 값 \hat{n}_2 및 구역 내 ID 값 \hat{n}_1 에 따른 모든 가능한 cell ID에 대한 SSS 시퀀스와 추정된 채널 이득의 곱인 $\tilde{H}_{SSS}(k) \cdot X_{SSS}^{(\hat{n}_1, \hat{n}_2)}(k)$ 와의 상관 값을 수식 (10)과 같이 계산한다.

$$C_{SSS}^{(\hat{n}_1, \hat{n}_2)} = \sum_{k=0}^{L-1} \left\{ (Y_{SSS}(k))^* \cdot \tilde{H}_{SSS}(k) \cdot X_{SSS}^{(\hat{n}_1, \hat{n}_2)}(k) \right\} \quad (10)$$

여기서, PSS와 SSS의 채널 이득은 거의 동일하다고 가정하므로 $\tilde{H}_{PSS}(k) \approx \tilde{H}_{SSS}(k)$ 와 같다. 이어서, 수식 (11)과 같이 결합된 상관 값의 최대값을 찾음으로써 cell ID를 나타내는 구역 내 ID 값 \tilde{n}_1 와 셀 구역 값 \tilde{n}_2 를 검출할 수 있다.

$$(\tilde{n}_1, \tilde{n}_2) = \arg \max_{\substack{\hat{n}_1 \in \{0, \dots, 335\} \\ \hat{n}_2 \in \{0, 1, 2\}}} \left| (C_{PSS}^{(\hat{n}_2)} + C_{SSS}^{(\hat{n}_1, \hat{n}_2)}) \right|^2 \quad (11)$$

3. Non-coherent combining 2단계 검출 방법

Non-coherent combining 2단계 검출 방법의 첫 번째 단계에서는 coherent 2단계 검출 방법에서의 첫 번째 단계와 동일하게 타이밍 오프셋 추정 및 PSS 검출이 수행된다. PSS가 검출됨에 따라 셀 구역 값 \tilde{n}_2 을 획득하여 SSS 검출에 사용할 수 있다. 다음으로, 두 번째 단계에서 SSS를 검

출할 때, SSS 시퀀스의 전체 길이를 여러 개의 그룹으로 나누고 각 그룹 내에서 coherent 방법의 상관 값을 계산한다. 먼저, SSS에 대한 i 번째 그룹의 수신 신호 $Y_{SSS,i}(k)$ 와 가능한 모든 구역 내 ID 값 \hat{n}_1 및 첫 번째 단계에서 검출된 셀 구역 값 \tilde{n}_2 로부터 생성된 $X_{SSS,i}^{(\hat{n}_1, \tilde{n}_2)}(k)$ 와의 상관 값을 계산한다. 그리고, SSS에 대한 $(N_g - 1)$ 번째 그룹의 수신 신호 $Y_{SSS,N_g-1}(k)$ 와 SSS 시퀀스인 $X_{SSS,N_g-1}^{(\hat{n}_1, \tilde{n}_2)}(k)$ 와의 상관 값을 계산하여 수식 (12)와 같이 결합한다.

여기서, $N_g = \text{round}\left(\frac{L}{L_1}\right)$ 는 그룹 개수를 의미하고, $L_2 = L - (N_g - 1)L_1$ 이다. L_1 과 L_2 는 각 그룹의 길이와 마지막 그룹의 길이를 의미한다. 이 때, SSS 시퀀스의 길이 L 을 그룹의 길이 L_1 으로 나눈 나머지가 $L_1/2$ 보다 크거나 같으면 그 나머지를 마지막 그룹($N_g - 1$ 번째 그룹)으로 설정하여 상관 값을 계산하고, $L_1/2$ 보다 작으면 바로 이전 그룹에 포함시켜 상관 값을 계산한다. 이어서, 수식 (13)과 같이 결합된 상관 값의 최대값을 찾음으로써 셀 구역 내 ID 값 \tilde{n}_1 를 검출할 수 있다.

$$\tilde{n}_1 = \arg \max_{\hat{n}_1 \in \{0, \dots, 335\}} \text{NonCor}_{\hat{n}_1, \tilde{n}_2} \quad (13)$$

4. Non-coherent combining 결합 검출 방법

Non-coherent combining 결합 검출 방법에서는 먼저, PSS와 SSS 시퀀스 각각의 전체 길이를 여러 개의 그룹으로

나누고 각 그룹 내에서 coherent 방법의 상관 값을 계산한다. 그리고 각 그룹별로 PSS와 SSS 시퀀스의 상관 값을 더한 후, 수식 (14) 및 (15)와 같이 그 결과를 모든 그룹에 대해 결합한다.

여기서, $Y_{PSS,i}(k)$ 와 $X_{PSS,i}^{(\hat{n}_2)}(k)$ 는 각각 PSS에 대한 i 번째 그룹의 수신 신호와 PSS 시퀀스를 나타낸다. 그리고 $Y_{PSS,N_g-1}(k)$ 와 $X_{PSS,N_g-1}^{(\hat{n}_2)}(k)$ 는 PSS에 대해 각각 $(N_g - 1)$ 번째 그룹의 수신 신호와 PSS 시퀀스를 나타낸다. III.3절의 non-coherent combining 2단계 검출 방법과 유사하게 PSS 시퀀스의 길이 L 을 그룹의 길이 L_1 으로 나눈 나머지가 $L_1/2$ 보다 크거나 같으면 그 나머지를 마지막 그룹($N_g - 1$ 번째 그룹)으로 설정하여 상관 값을 계산하고, $L_1/2$ 보다 작으면 바로 이전 그룹에 포함시켜 상관 값을 계산한다. SSS에서의 각 그룹 길이, 마지막 그룹의 길이, 그룹의 개수는 PSS와 동일한 값이 사용되며, 마지막 그룹의 길이 계산은 PSS에서의 방법과 동일하다. 그러면 처음 $(N_g - 1)$ 개의 그룹에 대한 상관의 합 A 와 마지막 그룹의 상관 값 B 를 수식 (16)과 같이 결합하여 최대값을 찾음으로써 구역 내 ID 값 \tilde{n}_1 과 셀 구역 값 \tilde{n}_2 을 얻을 수 있다.

$$(\tilde{n}_1, \tilde{n}_2) = \arg \max_{(\hat{n}_1, \hat{n}_2)} (A + B) \quad (16)$$

IV. 전산 실험 결과

본 장에서는 전산 실험을 통하여 cell ID 검출을 위한 co-

$$\text{NonCor}_{\hat{n}_1, \tilde{n}_2} = \sum_{i=0}^{N_g-2} \left\{ \left\| \sum_{k=0}^{L_1-1} \left(Y_{SSS,i}(k) \cdot X_{SSS,i}^{(\hat{n}_1, \tilde{n}_2)}(k) \right) \right\|^2 \right\} + \left\| \sum_{k=0}^{L_2-1} \left(Y_{SSS,N_g-1}(k) \cdot X_{SSS,N_g-1}^{(\hat{n}_1, \tilde{n}_2)}(k) \right) \right\|^2 \quad (12)$$

$$A = \sum_{i=0}^{N_g-2} \left(\left\| \sum_{k=0}^{L_1-1} \left\{ Y_{PSS,i}(k) \cdot X_{PSS,i}^{(\hat{n}_2)}(k) \right\} \right\|^2 + \sum_{k=0}^{L_1-1} \left\{ Y_{SSS,i}(k) \cdot X_{SSS,i}^{(\hat{n}_1, \tilde{n}_2)}(k) \right\} \right)^2 \quad (14)$$

$$B = \left\| \sum_{k=0}^{L_2-1} \left\{ Y_{PSS,N_g-1}(k) \cdot X_{PSS,N_g-1}^{(\hat{n}_2)}(k) \right\} + \sum_{k=0}^{L_2-1} \left\{ Y_{SSS,N_g-1}(k) \cdot X_{SSS,N_g-1}^{(\hat{n}_1, \tilde{n}_2)}(k) \right\} \right\|^2 \quad (15)$$

herent 2단계 검출 방법, coherent 결합 검출 방법, non-coherent combining 2단계 검출 방법, non-coherent combining 결합 검출 방법의 검출 에러율 성능을 평가하고 비교한다. 또한 각 단계별 PSS와 SSS의 검출 확률 값을 이용한 전체 cell ID 검출 성능을 계산한다. 이 때, 송수신기 간의 타이밍 및 주파수 동기는 완벽하다고 가정하고, MATLAB 기반의 시뮬레이터를 이용하여 전산 실험을 수행하였다. 전산 실험을 위한 파라미터 값은 표 4와 같다.

표 4. 전산 실험을 위한 파라미터
Table 4. Parameter for computer simulation

Parameter	Value
Carrier Frequency	3 GHz
System Bandwidth	5 MHz
Subcarrier Spacing	15 kHz
Number of RB	25
FFT Size	512
CP Length	144

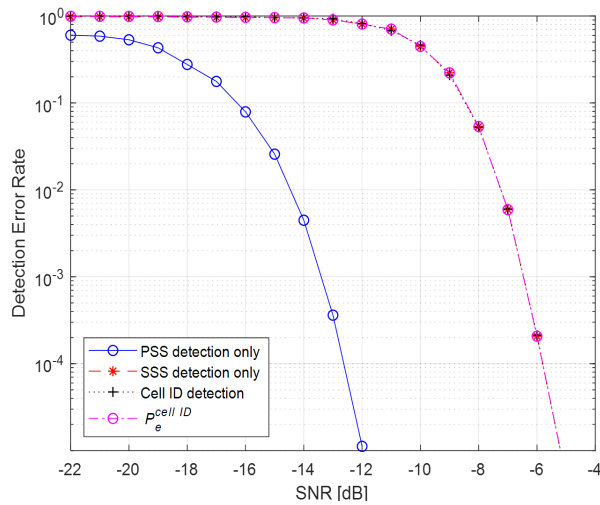


그림 4. 가산 백색 가우시안 잡음 환경에서 PSS 및 SSS와 cell ID 검출 에러율
Fig. 4. Detection error rates of PSS, SSS, and cell ID under AWGN

5 MHz의 시스템 대역폭과 15 kHz의 부반송파 간격을 사용하였고 25개의 RB (resource block)를 할당하였다^[11].

그림 4는 가산 백색 가우시안 잡음 환경에서 PSS 및 SSS의 개별 검출 에러율과 전체 cell ID 검출 에러율, 그리고 PSS와 SSS의 개별 검출 에러율을 이용한 전체 cell ID 검출

에러율 계산 결과를 나타낸다.

여기서 PSS와 SSS의 개별 검출 에러율을 이용한 전체 cell ID 검출 에러율 값은 $P_e^{cell-ID} = 1 - \{(1 - P_e^{PSS})(1 - P_e^{SSS})\}$ 와 같이 구할 수 있다. 여기서 P_e^{PSS} 와 P_e^{SSS} 는 각각 PSS와 SSS의 개별 검출 에러율을 나타내며, 전산 실험을 통하여 구하였다. PSS의 검출 에러율은 SSS의 검출 에러율에 비해 검출 에러율 10^{-4} 에서 신호 대 잡음비가 약 7.0 dB 우수한 것으로 관찰되며, SSS 검출 에러율, 2단계 cell ID 검출 에러율, PSS와 SSS의 개별 검출 에러율을 이용한 전체 cell ID 검출 에러율은 거의 동일한 성능을 보인다.

본 논문에서는 cell ID검출을 위한 coherent 2단계 검출 방법, coherent 결합 검출 방법, non-coherent combining 2단계 검출 방법 및 non-coherent combining 결합 검출 방법의 성능을 평가하기 위해 가산 백색 가우시안 잡음 환경과 고정 및 이동 환경으로서 TDL-A 채널과 TU-6 채널을 가정

표 5. TDL-A 채널 프로파일
Table 5. TDL-A channel profile

Tap #	Normalized delay	Power [dB]	Fading distribution
1	0.0000	-13.4	Rayleigh
2	0.3819	0.0	Rayleigh
3	0.4025	-2.2	Rayleigh
4	0.5868	-4.0	Rayleigh
5	0.4610	-6.0	Rayleigh
6	0.5375	-8.2	Rayleigh
7	0.6708	-9.9	Rayleigh
8	0.5750	-10.5	Rayleigh
9	0.7618	-7.5	Rayleigh
10	1.5375	-15.9	Rayleigh
11	1.8978	-6.6	Rayleigh
12	2.2242	-16.7	Rayleigh
13	2.1718	-12.4	Rayleigh
14	2.4942	-15.2	Rayleigh
15	2.5119	-10.8	Rayleigh
16	3.0582	-11.3	Rayleigh
17	4.0810	-12.7	Rayleigh
18	4.4579	-16.2	Rayleigh
19	4.5695	-18.3	Rayleigh
20	4.7966	-18.9	Rayleigh
21	5.0066	-16.6	Rayleigh
22	5.3043	-19.9	Rayleigh
23	9.6586	-29.7	Rayleigh

표 6. TU-6 채널 프로파일
Table 6. TU-6 channel profile

Tap #	Delay [us]	Power [dB]	Fading distribution
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

한다. 표 5와 표 6은 각각 TDL-A과 TU-6 채널의 채널 프로파일(channel profile)을 나타낸다^{[12][13]}.

그림 5는 TDL-A 채널에서 다양한 L_1 값에 대해 non-coherent combining 2단계 검출 방법의 검출 에러율을 나타낸다. 그림 5에서 볼 수 있듯이 L_1 값에 따라 검출 에러율 성능이 달라짐을 볼 수 있으며, 신호 대 잡음비 10 dB에서 최적의 값을 설정하기 위해 다양한 L_1 값에 따른 non-coherent combining 2단계 검출 방법의 검출 에러율 성능을 관찰하였다. 그룹의 길이 L_1 이 18까지 증가하는 동안 검출 에러율은 감소하지만 18 이후부터 점차 성능이 열화된다. 이는 각 그룹 내에서 시퀀스 상관 길이의 증가에 따른 잡음 영향 저하와 페이딩 채널에서 상관 길이 증가로 인한 채널 왜곡 영향 증대에 따라 trade-off가 있기 때문으로 판단된다.

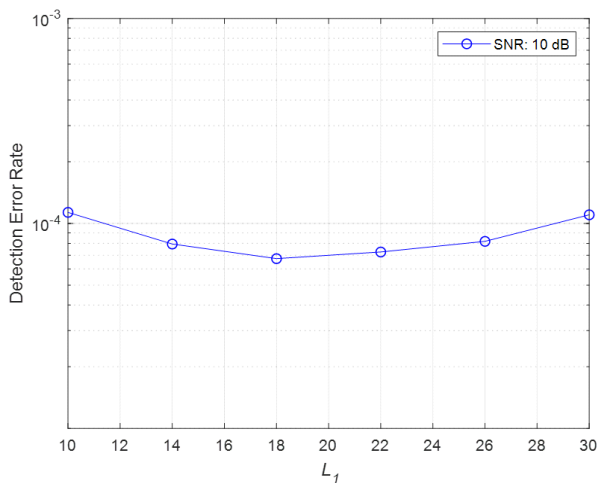


그림 5. TDL-A 채널에서 다양한 L_1 에 대한 non-coherent combining 2단계 검출 방법의 검출 에러율
Fig. 5. Detection error rate of non-coherent combining 2-stage detection for various L_1 under TDL-A channel

그림 6은 TU-6 채널에서 $L_1 = 4, 6, 8, 10, 12$ 에 대해 non-coherent combining 2단계 검출 방법의 검출 에러율을 나타낸다. 그림 6에서 볼 수 있듯이 L_1 값에 따라 검출 에러율 성능이 달라짐을 볼 수 있으며, 신호 대 잡음비 1 dB에서 최적의 값을 설정하기 위해 다양한 L_1 값에 따른 non-coherent combining 2단계 검출 방법의 검출 에러율 성능을 관찰하였다. 그룹의 길이 L_1 이 8까지 증가하는 동안 검출 에러율은 감소하지만 8 이후부터 점차 성능이 열화된다. 이는 각 그룹 내에서 시퀀스 상관 길이의 증가에 따른 잡음 영향 저하와 페이딩 채널에서 상관 길이 증가로 인한 채널 왜곡 영향 증대에 따라 trade-off가 있기 때문으로 판단된다.

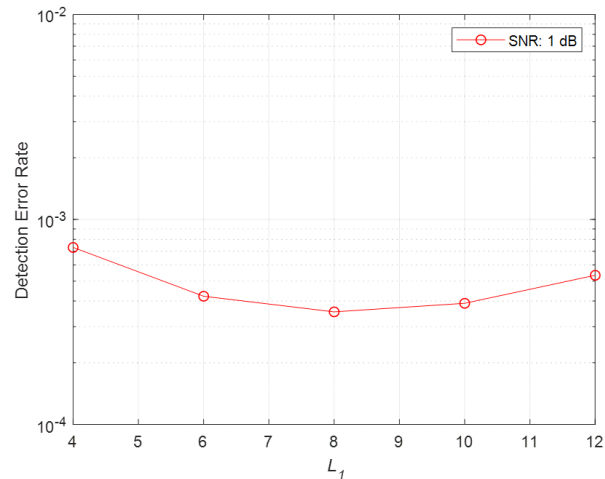


그림 6. TU-6 채널에서 다양한 L_1 에 대한 non-coherent combining 2단계 검출 방법의 검출 에러율 (speed=120km/h)
Fig. 6. Detection error rate of non-coherent combining 2-stage detection for various L_1 under TU-6 channel (speed=120km/h)

그림 7은 가산 백색 가우시안 잡음 환경에서 cell ID 검출을 위한 coherent 2단계 검출 방법, coherent 결합 검출 방법, non-coherent combining 2단계 검출 방법 및 non-coherent combining 결합 검출 방법의 검출 오류 성능을 나타낸다.

가산 백색 가우시안 잡음 환경에서 coherent 결합 검출 방법은 coherent 2단계 검출 방법에 비해 검출 에러율 10^{-2} 에서 약 0.4 dB의 신호 대 잡음비 이득을 얻을 수 있으며, non-coherent combining 결합 검출 방법은 non-coherent combining 2단계 검출 방법에 비해 검출 에러율 10^{-2} 에서 약 2.5 dB의 신호 대 잡음비 이득이 있다. 또한 non-coher

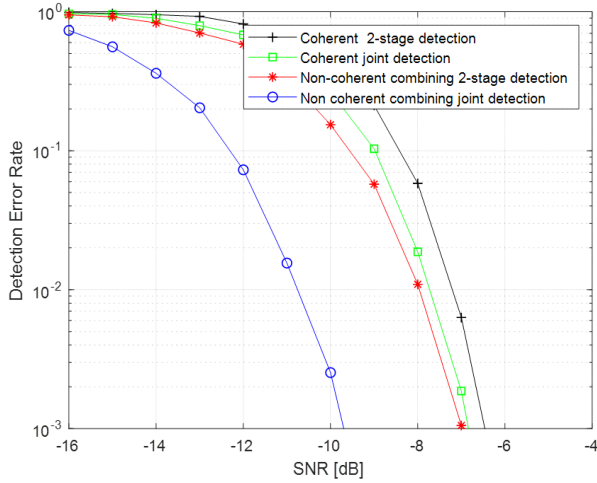


그림 7. 가산 백색 가우시안 잡음 환경에서의 coherent 및 non-coherent combining 방식의 2단계 검출 방법과 결합 검출 방법의 검출 에러율 비교
Fig. 7. Comparison of detection error rates for coherent/non-coherent combining 2-stage detection and joint detection under AWGN

ent combining 결합 검출 방법은 coherent 결합 검출 방법에 비해 검출 에러율 10^{-2} 에서 약 2.7 dB의 신호 대 잡음비 이득을 얻을 수 있으며, non-coherent combining 2단계 검출 방법은 coherent 2단계 검출 방법에 비해 검출 에러율 10^{-2} 에서 약 0.6 dB의 신호 대 잡음비 이득이 있다. 가산 백색 가우시안 잡음 환경에서는 non-coherent combining 방법이 coherent 방법에 비해 우수한 성능을 보이며, 결합 검출 방법이 2단계 검출 방법보다 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

그림 8은 TDL-A 채널 하에서 cell ID 검출을 위한 coherent 2단계 검출 방법, coherent 결합 검출 방법, non-coherent 2단계 검출 방법 및 non-coherent combining 결합 검출 방법의 검출 오류 성능을 나타낸다.

이 때, non-coherent combining 방법에서 그룹 길이는 $L_1 = 18$ 로 설정하였다. Coherent 결합 검출 방법은 coherent 2단계 검출 방법에 비해 검출 에러율 10^{-3} 에서 약 1.0 dB의 신호 대 잡음비 이득을 얻을 수 있으며, non-coherent combining 결합 검출 방법은 non-coherent combining 2단계 검출 방법에 비해 검출 에러율 10^{-3} 에서 약 2.5 dB의 신호 대 잡음비 이득이 있다. 또한, non-coherent combining 결합 검출 방법은 coherent 결합 검출 방법에 비해 검출 에

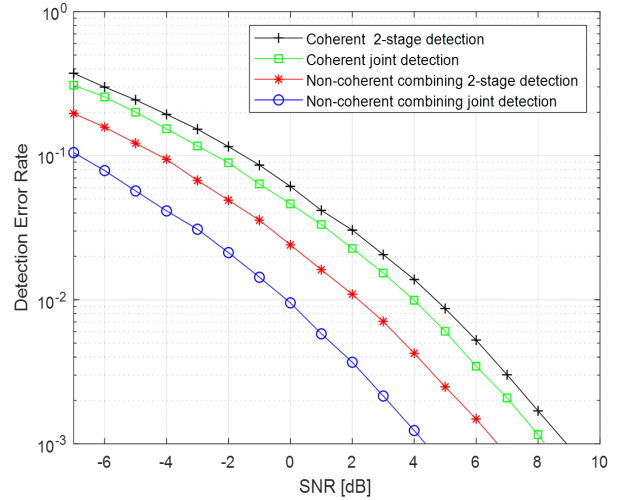


그림 8. TDL-A 채널 하에서의 coherent 및 non-coherent combining 방식의 2단계 검출 방법과 결합 검출 방법의 검출 에러율 비교
Fig. 8. Comparison of detection error rates for coherent/non-coherent combining 2-stage detection and joint detection under TDL-A channel

러율 10^{-3} 에서 약 4.0 dB의 신호 대 잡음비 이득을 얻을 수 있으며, non-coherent combining 2단계 검출 방법은 coherent 2단계 검출 방법에 비해 검출 에러율 10^{-3} 에서 약 2.0 dB의 신호 대 잡음비 이득이 있다. 따라서, TDL-A 채널과 같은 고정 환경에서는 non-coherent combining 방법이 coherent 방법에 비해 우수한 검출 성능을 보이며, 결합 검출 방법이 2단계 검출 방법보다 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

그림 9는 TU-6 채널 하에서 cell ID 검출을 위한 coherent 2단계 검출 방법, coherent 결합 검출 방법, non-coherent 2단계 검출 방법 및 non-coherent combining 결합 검출 방법의 검출 오류 성능을 나타낸다. 본 논문에서는 TU-6 채널의 이동 속도를 120 km/h로 설정하였고, non-coherent combining 방법에서 그룹 길이는 $L_1 = 8$ 로 설정하였다.

Coherent 결합 검출 방법과 non-coherent combining 2단계 검출 방법은 coherent 2단계 검출 방법에 비해 검출 에러율 10^{-3} 에서 약 0.5 dB의 신호 대 잡음비 이득을 얻을 수 있으며, non-coherent combining 결합 검출 방법은 non-coherent combining 2단계 검출 방법과 coherent 결합 검출 방법에 비해 검출 에러율 10^{-3} 에서 약 3.7 dB의 신호 대 잡음비 이득이 있다. 따라서, TU-6 채널과 같은 이동 환경

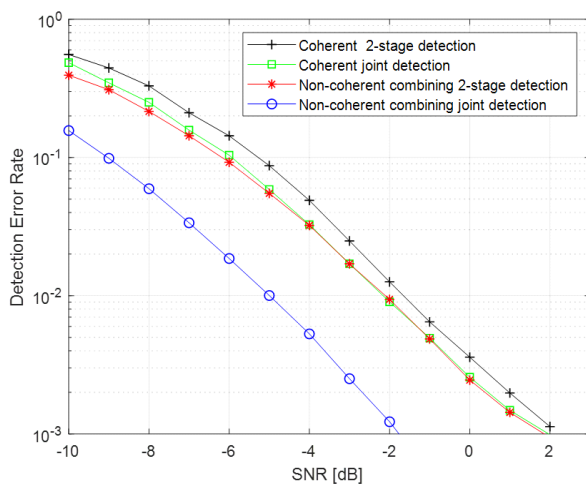


그림 9. TU-6 채널 하에서의 coherent 및 non-coherent combining 방식의 2단계 검출 방법과 결합 검출 방법의 검출 에러율 비교 (speed=120km/h)
Fig. 9. Comparison of detection error rates for coherent/non-coherent combining 2-stage detection and joint detection under TU-6 channel (speed=120km/h)

에서는 non-coherent combining 방법이 coherent 방법에 비해 우수한 검출 성능을 보이며, 결합 검출 방법이 2단계 검출 방법보다 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

그림 7과 8, 9로부터 결합 검출 방법이 2단계 검출 방법에 비해 더 우수함을 알 수 있고, non-coherent combining 방법이 coherent 방법보다 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다. 그러나 결합 검출 방법의 경우 가능한 3개의 PSS 후보를 상관 계산할 때 고려하므로 PSS와 SSS의 모든 가능한 조합 개수인 1008개의 cell ID에 대하여 상관 계산이 필요하다. 하지만, 2단계 검출 방법의 경우 앞서 검출한 PSS로부터 획득한 셀 구역 값만 활용하므로 SSS 검출을 위한 336회의 상관을 계산하면 되고, 따라서 2단계 검출 방법이 결합 검출 방법에 비해 낮은 계산 복잡도를 가진다.

V. 결 론

본 논문에서는 5G NR 시스템에서 PSS/SSS를 이용한 cell ID 검출 방법을 제시하고 성능을 비교하였다. 시간 영역에서 PSS를 먼저 검출한 후 검출된 PSS 정보를 이용하여 채널 추정 및 SSS의 시퀀스 검출에 사용하는 2단계 검출

방법과 PSS와 SSS 시퀀스를 결합하여 동시에 검출하는 결합 검출 방법을 사용하였다. 또한, 수신 시퀀스와 추정된 채널 이득 및 모든 가능한 PSS/SSS를 이용하여 상관을 계산하는 coherent 방법과 시퀀스의 전체 길이를 여러 개의 그룹으로 나눠 그룹 내에서는 coherent 방법의 상관을 계산하고 이들을 결합하여 전체 그룹의 상관 계산을 하는 non-coherent combining 방법을 제시하였다. 본 논문에서 고려한 검출 방법들에 대해 전산 실험을 통하여 PSS 및 SSS의 개별 검출 에러율과 전체 cell ID 검출 에러율 성능을 비교하였고, non-coherent combining 방법을 위한 최적의 그룹 길이를 각 채널 환경에 따라 전산 실험을 통해 제시하였다. 전산 실험 결과는 가산 백색 가우시안 잡음환경과 고정 및 이동 환경에서 non-coherent combining 방법이 coherent 방법에 비해 우수한 검출 성능을 보이며, 결합 검출 방법은 2단계 검출 방법에 비해 우수한 성능을 보이나 계산 복잡도 측면에서는 2단계 검출 방법이 보다 낮은 복잡도를 갖는 것을 보여준다.

참 고 문 헌 (References)

- [1] S. Parkvall, E. Dahlman, A. Furuskär and M. Frenne, "NR: The New 5G Radio Access Technology," *IEEE Commun Standards Mag.*, vol. 1, no. 4, pp. 24-30, Dec. 2017.
- [2] Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies - release 16, document TS 38.913, V16.0.0, 3GPP, Jul. 2020.
- [3] A. Ghosh, A. Maeder, M. Baker and D. Chandramouli, "5G Evolution: A View on 5G Cellular Technology Beyond 3GPP Release 15," *IEEE Access.*, vol. 7, pp. 127639-127651, Sep. 2019.
- [4] S. Henry, A. Alsouhail and E. S. Sousa, "5G is real: Evaluating the compliance of the 3GPP 5G new radio system with the ITU IMT-2020 Requirements," *IEEE Access.*, vol. 8, pp. 42828-42840, Mar. 2020.
- [5] X. Meng, J. Li, D. Zhou and D. Yang, "5G technology requirements and related test environments for evaluation," *China Commun.*, vol. 13, pp. 42-51, Nov. 2016.
- [6] C. Li, J. Jiang, W. Chen, T. Ji and J. Smee, "5G ultra-reliable and low-latency systems design," *Proceeding of 2017 European Conference on Networks and Communications (EuCNC)*, Oulu, Finland, pp. 1-5, Jun. 2017.
- [7] Y. Yoon, D. Park and J. Kim, "Gradient-Based Methods of Fast Intra Mode Decision and Block Partitioning in VVC," *Journal of Broadcast Engineering.*, vol. 25, no. 3, pp. 338-345, May. 2020.
- [8] Z. Lin, J. Li, Y. Zheng, N. Irukulapati, H. Wang and H. Sahlén, "SS/PBCH Block Design in 5G New Radio (NR)," *Proceeding of 2018*

- IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps).*, Abu Dhabi, United Arab Emirates, pp. 1-6, Dec. 2018.
- [9] A. Omri, M. Shaqfeh, A. Ali and H. Alnuweiri, "Synchronization Procedure in 5G NR Systems," *IEEE Access.*, vol.7, pp.41286-41295, Mar. 2019.
- [10] H. Ahn, E. Cha, H. Kim, and J. Kim, "A Study on Cell ID Detection Scheme Using Synchronization Signals for 5G NR System," *Proceeding of 2020 The Korean Institute of Broadcast and Media Engineers Summer Conference.*, pp. 593-595, Jul. 2020.
- [11] NR; Physical channels and modulation - release 16, document TS 38.211, V16.2.0, 3GPP, Jun. 2020.
- [12] Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz - release 16, document TR 38.901 V16.1.0, 3GPP, Dec. 2019.
- [13] 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.

저 자 소 개



안 해 성

- 2020년 2월 : 한국해양대학교 전자전기정보공학부 (공학사)
- 2020년 3월 ~ 현재 : 한국해양대학교 전자통신공학과 석사과정
- ORCID : <http://orcid.org/0000-0002-2520-5649>
- 주관심분야 : 디지털통신시스템, 이동통신시스템, 디지털신호처리



김 형 석

- 2016년 8월 : 한국해양대학교 전자전기정보공학부 (공학사)
- 2018년 8월 : 한국해양대학교 전자통신공학과 (공학석사)
- 2018년 9월 ~ 2019년 2월 : 한국해양대학교 전자통신공학과 수료 후 연구생
- 2019년 3월 ~ 현재 : 한국해양대학교 전자통신공학과 박사과정
- ORCID : <http://orcid.org/0000-0003-0474-101X>
- 주관심분야 : 디지털통신시스템, 디지털방송시스템, 디지털신호처리, MIMO, IoT



차 은 영

- 2020년 2월 : 한국해양대학교 전자전기정보공학부 (공학사)
- 2020년 3월 ~ 현재 : 한국해양대학교 전자통신공학과 석사과정
- ORCID : <http://orcid.org/0000-0001-9349-1731>
- 주관심분야 : 디지털통신시스템, 이동통신시스템, 디지털신호처리



김 정 창

- 2000년 2월 : 한양대학교, 전자·전자통신·전파공학전공, 공학사
- 2002년 2월 : 포항공과대학교(POSTECH), 전자전기공학전공, 공학석사
- 2006년 8월 : POSTECH, 전자전기공학전공, 공학박사
- 2006년 9월 ~ 2008년 5월 : 전임연구원, POSTECH 정보통신연구소
- 2008년 5월 ~ 2009년 8월 : 연구조교수, POSTECH
- 2009년 8월 ~ 2010년 8월 : 선임연구원, 한국전자통신연구원(ETRI)
- 2010년 9월 ~ 현재 : 교수, 한국해양대학교 전자전기정보공학부
- 2020년 3월 ~ 현재 : 교수, 한국해양대학교 전자통신공학과 해양인공지능융합전공
- ORCID : <http://orcid.org/0000-0002-8612-9360>
- 주관심분야 : digital communication systems, digital broadcasting transmission system, digital signal processing, OFDM, MIMO