

물리계층 분할을 고려한 5G NR PRACH 시퀀스 검출

김기범*, 윤여원*, 권낙원**, 김현채**, 최지훈^oDetection of PRACH Sequence for 5G New Radio
with Physical Layer SplitKibeom Kim*, Yeowon Yoon*, Nagwon Kwon**, Hyeonchae Kim**, Jihoon Choi^o

요약

본 논문에서는 5G 이동통신 기지국에서 물리계층 분할을 사용할 때 PRACH(Physical Random Access Channel) 시퀀스를 검출하는 기법을 제안한다. 물리계층 기능은 송수신 안테나가 연결된 원격 장비에 위치한 하부 물리계층과 기지국에 위치한 상부 물리계층으로 분할된다. 하부 물리계층은 수신 신호에서 PRACH 신호를 추출한 후 압축해서 상부 물리계층으로 전송한다. 상부 물리계층은 하부 물리계층에서 수신한 PRACH 신호를 이용해서 랜덤 액세스 시퀀스를 검출한다. 이를 위해 시간영역 PRACH 신호의 반복 특성을 이용해서 주파수 오차를 추정 후 보상한다. 또한, 단말과 기지국간의 시간 오차를 고려해서 수신 신호와 랜덤 액세스 시퀀스의 교차상관을 계산하고, 이로부터 PAR(Peak-to-Average Ratio)을 계산해서 랜덤 액세스 시퀀스 전송 유무를 판단한다. 5G 성능시험 환경을 반영해서 링크레벨 모의실험을 수행하고, 제안된 PRACH 검출 기법이 PRACH 성능시험 규격 대비 SNR(Signal-to-Noise Ratio) 기준 5.8 dB 이상의 성능 마진을 가짐을 보인다.

Key Words : 5G, Random access channel, Sequence detection, Physical layer split, Time offset estimation

ABSTRACT

This paper proposes a detection method for the physical random access channel (PRACH) when the physical layer split is employed in the base station for 5G mobile communication. Physical layer functions are divided into the low physical layer (PHY) located in the remote unit with transmit and receive antennas and the high PHY located in the base station. The lower PHY extracts the PRACH signals from receive signals and sends the PRACH samples after compression to the high PHY. The high PHY performs PRACH sequence detection using the PRACH signals received from the lower PHY. For the sequence detection, the frequency offset is estimated and corrected using the repeated patterns of the time-domain PRACH signal. Also, the high PHY computes the cross-correlation between the receive signal and the random access sequence considering a time offset between the base station and user equipments, and detects a random access sequence based on the peak-to-average ratio obtained from the cross-correlation values. Through link-level simulations under the 5G performance test conditions, we show that the proposed PRACH detection method achieves at least 5.8 dB margin in terms of the signal-to-noise ratio compared to the PRACH performance test specifications.

※ 본 연구는 정보통신기획평가원(IITP) 재원으로 ㈜솔리드가 주관하는 “개방형 프론트홀 인터페이스(O-RAN)을 지원하는 다중 대역, 다중 서비스, 다중 인터페이스의 5G DAS 기술 개발” 과제의 지원으로 수행되었음 (2019-0-00036).

• First Author : Korea Aerospace University, School of Electronics and Information Engineering, kkb0826@kau.kr, 학생회원

^o Corresponding Author : Korea Aerospace University, School of Electronics and Information Engineering, jihoon@kau.ac.kr, 중신회원

* Ericsson-LG, Built Unit KR, yeowon.yoon@ericsson.com, 정회원

** SOLiD Ltd., nwkwon@solid.co.kr, cups@solid.co.kr

논문번호 : 202003-068-A-RN, Received March 21, 2020; Revised May 23, 2020; Accepted June 2, 2020

I. 서 론

최근 이동통신 수요의 급격한 증가를 반영하여 3GPP 표준화 그룹을 중심으로 5G NR (New Radio)에 대한 표준화가 진행되고 있다. 한국 및 미국에서 2019년부터 5G NR NSA (Non-Stand Alone) 기반 상용 서비스를 제공하고 있으며, 유럽 각국과 중동, 중국, 일본에서 최근 5G NR NSA 상용 서비스를 시작했다^[1-2]. 5G NR은 eMBB(Enhanced Mobile Broadband)로 불리는 초고속 데이터 전송, URLLC(Ultra Reliable Low-Latency Communication)로 대표되는 초저지연 통신, mMTC(Massive Internet-of-Things)를 위한 대규모 사물인터넷 접속을 지원하기 위한 전송 규격을 포함한다^[3-7].

5G NR 상향링크 물리계층 채널은 PRACH(Physical Random Access Channel), PUCCH(Physical Uplink Control Channel), PUSCH(Physical Uplink Shared Channel)로 구성된다. PRACH는 단말의 시간 및 주파수 동기를 보정하고, 상향링크 자원 할당을 위해 사용한다. PUCCH는 상향링크 제어 정보(UCI; Uplink Control Channel) 전송을 위해 사용되며, HARQ(Hybrid Automatic Repeat Request), CSI(Channel State Information), SR(Scheduling Request) 정보를 포함한다. PUSCH는 상향링크 데이터 전송을 위해 사용하며 LDPC(Low Density Parity Check) 채널 부호화를 지원한다^[8-9]. 단말에서는 상향링크 자원 할당을 위해 PRACH를 통해 비주기적으로 혹은 주기적으로 송수신단이 미리 약속한 전송 규격을 이용하여 랜덤 액세스 시퀀스(Random Access Sequence)를 전송한다. 기지국에서는 수신된 랜덤 액세스 신호를 이용하여 단말의 시간 및 주파수 오차를 추정하고, 단말에서 전송한 랜덤 액세스 시퀀스를 검출한다. 그리고 하향링크를 통해 랜덤 액세스 시퀀스를 송신한 단말에 상향링크 자원을 할당한다^[10]. PRACH 시퀀스 길이, 부반송파 간격, 시퀀스 생성 방법 등은 [8]의 6.3.3절에 정의되어 있다.

5G 이동통신 시스템에서 기존 3G/4G 원격 무선장비와 5G 원격 무선장비가 기존에 설치된 케이블을 공유하는 경우가 빈번하게 발생한다. 하지만 기존 설치된 광케이블의 경우 백홀(backhaul) 용량이 5G 표준 규격에서 정의한 최대 전송 속도를 지원하지 못하는 문제가 존재한다. 이러한 시스템의 백홀 용량 제약 문제를 해결하고 시스템의 부하 분배를 위해 기존 기지국 물리계층을 상부 물리계층과 하부 물리계층으로 분할하는 물리계층 분할 구조가 연구되고 있다. 제조

사와 사업자간의 이해 관계 조정과 물리계층 분할 규격 제정을 위해 O-RAN WG(Working Group)4에서 표준화를 진행하고 있고, 2019년 7월에 제어, 사용자, 동기 신호 처리에 대한 버전 2.0 표준이 공개되었다^[11]. 물리계층 분할이 적용된 경우 샘플링, 빔포밍, PRACH 신호 추출은 하부 물리계층에서 수행하고, PRACH 신호를 이용한 시간 및 주파수 오차 추정, 랜덤 액세스 시퀀스 검출은 상부 물리계층에서 수행한다.

본 논문에서는 물리계층 분할이 적용된 5G NR 기지국 시스템을 위해 하부 물리계층의 신호처리 기법과 상부 물리계층의 PRACH 시퀀스 검출 기법을 제안한다. 이때 하부 물리계층에서는 주파수 천이 및 저역통과 필터를 이용하여 PRACH 신호를 추출하고, 하부 물리계층과 상부 물리계층간의 인터페이스 부하 저감을 위해 하향샘플링(down-sampling)을 수행한 후 상부 물리계층으로 전송한다. 상부 물리계층에서는 하부 물리계층에서 수신한 신호를 이용하여 시간 및 주파수 오차 추정, 수신 신호와 랜덤 액세스 시퀀스간의 교차상관(Cross-correlation)을 통해 PRACH 시퀀스 전송 유무를 판단한다. 5G NR 상향링크 표준에 정의된 전송 규격을 기준으로 PRACH 시퀀스 송수신을 위한 링크 레벨 시뮬레이터를 구현하고, 3GPP 표준에 정의된 채널 환경에서 모의실험을 통해 제안된 PRACH 수신기의 시간 오차 추정 성능, 주파수 오차 추정 성능, PRACH 시퀀스 검출성능을 평가한다.

II. 5G NR PRACH 전송 규격

그림 1은 수신 안테나가 2개이고, 수신단에 물리계층 분할을 적용한 경우 PRACH 송수신기 구조를 나타낸다. 송신단에서는 [10]에서 정의한 규격에 따라 6비트의 랜덤 액세스 전송 비트를 생성하고 이를 이용하여 64개의 PRACH 시퀀스 중에서 하나를 선택한다. 또한, [8]에서 정의한 PRACH 시퀀스 전송 규격에 따라 주파수영역 시퀀스를 생성한 후 지정된 자원에 할당하고, IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform) 후 시간영역 시퀀스 반복과 CP(Cyclic Prefix) 추가 과정을 거치며, D/A (Digital-to-Analog) 변환 후 신호를 송신한다.

무선 채널을 거쳐 하부 물리계층으로 신호가 수신되면 각 안테나별로 A/D(Analog-to-Digital) 변환, 주파수 변환, 저역통과 필터링을 수행하고, 하향샘플링(Downsampling)된 신호를 eCPRI(Enhanced Common Public Radio Interface) 규격에 따라 부호화해서 상부 물리계층으로 전송한다^[12]. 상부 물리계

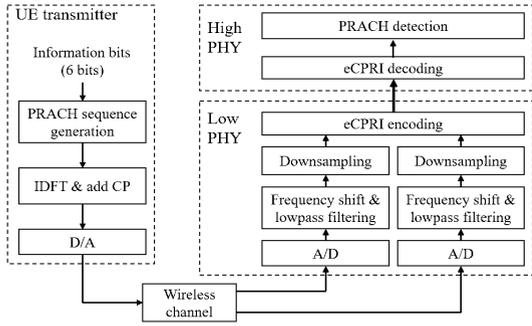


그림 1. 물리계층 분할을 고려한 PRACH 송수신기 구조
 Fig. 1. PRACH transmitter and receiver 재소 physical layer split (2 receive antennas)

층에서는 eCPRI 복호화 후 RE(Resource Element) 역매핑 된 신호를 이용해서 PRACH 시퀀스를 검출한다. 이와 같이 하부 물리계층에서 하향샘플링된 신호를 eCPRI 규격에 따라 상부 물리계층으로 전송함으로써 수신 신호를 A/D 변환 후 곧바로 상부 물리계층으로 전송하는 방식에 eCPRI 링크의 데이터 전송률을 낮출 수 있다.

그림 2는 단말에서 PRACH 송신 신호를 생성하는 과정을 나타낸다. 단말에서는 [13]에 정의된 상위계층 RRC (Radio Resource Control) 파라미터 ‘prach-RootSequenceIndex’, ‘ZeroCorrelationZoneConfig’, ‘restrictedSetConfig’를 이용하여 Zadoff-Chu 시퀀스를 기반으로 랜덤 액세스 시퀀스를 생성하며, 구체적인 생성 과정은 다음과 같이 정의된다.

$$x_{u,v}(n) = x_u((n + C_v) \bmod L_{RA}) \quad (1)$$

이때 $x_u(n)$ 은 랜덤 액세스 기본 시퀀스이고, C_v 는 순환 이동(Cyclic Shift)을 나타내며, L_{RA} 는 랜덤 액세스 시퀀스 길이로 139 혹은 839로 정의된다. 본 논문에서는 5G에 사용되는 $L_{RA} = 139$ 를 기준으로 PRACH 시퀀스 생성 방법을 설명한다. 우선 기본 시퀀스는 다음과 같이 생성한다.

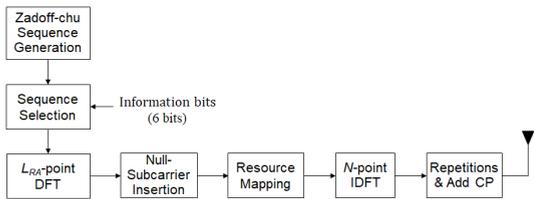


그림 2. PRACH 송수신기 블럭도
 Fig. 2. Block diagram for the PRACH transmitter

$$x_u(i) = \exp\left(-j \frac{\pi u i (i+1)}{L_{RA}}\right) \quad (2)$$

이때 $i \in 0, 1, \dots, L_{RA} - 1$ 는 prach-RootSequenceIndex를 나타내고, 기본 시퀀스 인덱스 u 는 [8]의 Table 6.3.3.1-3 ~ 4에 정의되어 있다. 또한, C_v 는 다음과 같이 계산된다.

$$C_v = \nu N_{CS}, \nu = 0, 1, \dots, \lfloor L_{RA}/N_{CS} \rfloor - 1 \quad (3)$$

여기서 N_{CS} 는 [8]의 Table 6.3.3.1-5 ~ 7과 같이 설정에 따라 지정된다.

(1)-(3)을 이용하여 총 64개의 랜덤 액세스 시퀀스를 생성하고, 단말에서는 표준에 정의된 절차에 따라 PRACH를 통해 전송할 6-비트 정보를 이용하여 실제 전송에 사용할 랜덤 액세스 시퀀스 인덱스 v 를 선택한다. 선택한 시퀀스 $x_{u,v}(n)$ 을 DFT (Discrete Fourier Transform)하여 다음과 같이 주파수영역 시퀀스 $y_{u,v}(n)$ 을 생성한다.

$$y_{u,v}(n) = \sum_{m=0}^{L_{RA}-1} x_{u,v}(m) e^{-j \frac{2\pi mn}{L_{RA}}} \quad (4)$$

다음으로 그림 3과 같이 주파수영역 시퀀스의 앞 부분과 뒷 부분에 널 부반송파(Null Subcarrier)를 추가하여 총 길이가 144가 되도록 한다. 이와 같이 생성된 주파수영역 시퀀스는 12개의 RB(Resource Block)에 할당된다. 이때 주파수영역에서 PRACH 할당 위치, 시간영역에서 전송 주기, 전송 슬롯, 슬롯내에서 심볼 할당 등은 [8]의 6.3.3.2절에서 정한 규격에 따라

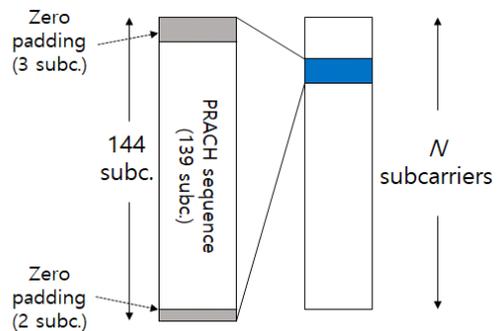


그림 3. 주파수영역 PRACH 자원 할당
 Fig. 3. PRACH resource allocation in the frequency domain

이루어진다. 본 논문에서는 3.5 GHz 대역에서 시분할 다중화를 이용하여 상하향링크를 분할하는 경우를 고려하므로 [8]의 Table 6.3.3.2-3에 정의된 파라미터를 적용한다.

그림 3에서 정의한 주파수영역 랜덤 액세스 시퀀스를 N-포인트 IDFT하여 시간영역 랜덤 액세스 시퀀스를 생성한다. 그 후 PRACH Configuration Index 파라미터에 따라 정해지는 시간영역 전송 형태에 맞게 시퀀스를 반복하고 CP를 붙여서 송신한다. 그림 4는 PRACH 시퀀스 형태별 시간영역 신호 전송 형태를 표현한다.

$L_{RA} = 139$ 인 경우 CP 길이와 시간영역 시퀀스 길이는 [8]의 Table 6.3.3.1-2에, 시퀀스 할당 위치, 전송 주기, 전송 개수 등에 대한 정보는 [8]의 Table 6.3.3.2-2 ~ 4에 정의된다. PRACH 전송 형태 ‘A1’, ‘A2’, ‘A3’, ‘B4’의 CP 길이 (N_{CP}^{RA}), 시간영역 시퀀스 길이 (N_u), 보호 구간 (GP; Guard Point) 길이는 표 1과 같다.

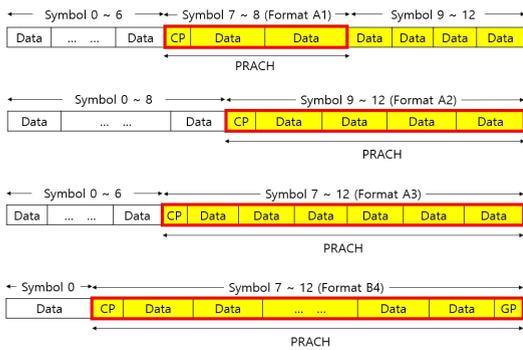


그림 4. PRACH 형태별 시간영역 시퀀스 생성
Fig. 4. Time-domain sequence generation according to the PRACH format

표 1. PRACH 시퀀스 형태에 따른 CP, 시간영역 시퀀스, 보호 구간 길이 ($N=4096$)
Table 1. Length of CP, time-domain sequences, and guard points according to the PRACH format ($N=4096$)

Format	N_{CP}^{RA}	N_u	GP
A1	576	2×4096	0
A2	1,152	4×4096	0
A3	1,728	6×4096	0
B4	1,872	12×4096	1,584

III. 제안된 PRACH시퀀스 검출 기법

그림 5는 물리계층 분할이 적용된 기지국을 위해 제안된 PRACH 수신기 구조를 나타낸다. 수신기는 하부 물리계층과 상부 물리계층으로 구분되고, 하부 물리계층에서는 PRACH 신호를 추출해서 상부 물리계층으로 전달하고, 상부 물리계층에서 랜덤 액세스 신호에 대한 검출을 수행한다. 수신기의 동작을 하부 및 상부 물리계층으로 나누어서 설명한다.

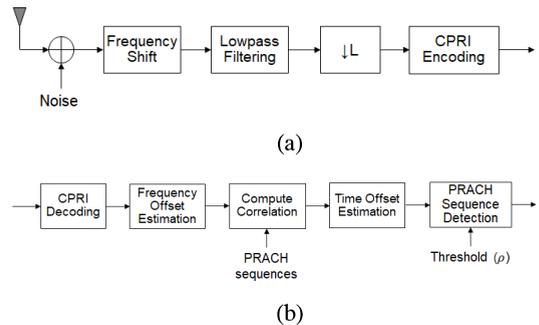


그림 5. PRACH 수신기 블록도: (a) 하부 물리계층, (b) 상부 물리계층
Fig. 5. Block diagram for the PRACH receiver: (a) Low physical layer, (b) High physical layer

3.1 하부 물리계층 PRACH 신호처리

하부 물리계층에서는 수신 안테나별로 A/D 출력 신호에서 상부 물리계층으로 전송할 PRACH 신호를 추출한다. 그림 3에서 설명한 바와 같이 PRACH는 주파수영역에서 연속으로 할당된다. 시간 n 에서 수신 신호를 $y(n)$ 이라고 하면, 다음과 같이 주파수를 천이시킨다.

$$z(n) = y(n)e^{-j\frac{2\pi k_0 n}{N}} \quad (5)$$

이때 k_0 는 PRACH 신호가 할당된 대역의 중심 부반송파 인덱스를 의미한다. 그림 6은 $N=4096$, $L=16$, $k_0^{BWP} = 36 \times 12$, 잡음이 없는 경우 주파수 천이 전과 주파수 천이 후의 PRACH 주파수 스펙트럼을 나타낸다. 수신 신호 $y(n)$ 의 중심 부반송파 인덱스 $k_0 = 2961$ 이므로 파란색의 스펙트럼을 가지고, 주파수 천이 후에는 중심 부반송파 인덱스가 0이 되므로 빨간색으로 주파수 스펙트럼이 이동한다.

PRACH 부반송파 외에 나머지 신호를 제거하기 위해 161탭 FIR(Finite Impulse Response) 선형 저역

통과 필터에 통과시킨다. 필터의 통과대역 최대 주파수를 $72/N$, 천이 구간을 $88/N$ 으로 설계한다. 저역 통과 필터 출력을 하부 물리계층에서 상부 물리계층으로 전송할 때 상하부 물리계층간의 링크 부하를 최소화하기 위해 PRACH 신호의 대역폭을 고려해서 L 배 하향샘플링을 수행한다. 그리고 두 개의 수신 안테나에서 각각 얻어진 하향샘플링 신호에 순차적으로 eCPRI 부호화를 적용해서 상부 물리계층으로 전송한다. 그림 7은 $N=4096$, $L=16$ 일때 설계한 저역 통과 필터의 진폭 및 위상 응답을 나타낸다. 차단대역에서 약 65 dB의 감쇄 능력을 나타내고, 통과대역에서 선형 위상을 보이며, 80탭의 필터 지연을 갖는다. 또한, 16배 하향샘플링 후 통과대역 최대 주파수는 0.2813, 차단 대역 시작 주파수는 0.3438이므로, 필터 통과전 잡음 전력 대비 필터 통과 후 하향샘플링된 신호의 잡음 전력 비율은 0.625가 된다 (잡음 전력이

5/8 만큼 감소).

3.2 상부 물리계층 PRACH 검출

상부 물리계층에서는 하부 물리계층에서 수신한 신호를 eCPRI 복호화해서 안테나별 수신 신호를 복원한다. 이때 k 번째 안테나의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r_k(m) = s_j(m - \tau)e^{j\frac{2\pi\epsilon m}{M}} + u(m) \quad (6)$$

이때 $s_j(m)$ 은 j 번째 시간영역 PRACH 시퀀스를 저대역으로 천이한 후 L 배 하향샘플링된 신호를 나타내고, m 은 하향샘플링 후 시간 인덱스, τ 는 하향샘플링 후 시간 오차, ϵ 은 정규화된 반송파 주파수 오차, $M=N/L$ 이며, $u(m)$ 은 하향샘플링 후 평균 0, 분산 σ^2 인 잡음을 의미한다.

그림 4에서 보인 바와 같이 랜덤 액세스 시퀀스는 시간 영역에서 동일한 패턴이 반복된 형태로 나타난다. 이때 인접한 반복 패턴을 이용해서 다음과 같이 주파수 오차를 추정한다 [14].

$$\hat{\epsilon}_1 = \frac{1}{2\pi q_1} \sum_{k=1}^{N_R} \sum_{m=0}^{M_u - M_{q_1} - 1} r_k(m)r_k^*(m + M_{q_1}) \quad (7)$$

이때 N_R 은 수신 안테나 수를 나타내고, $M_u = N_u/L$, q_1 은 반복 패턴간의 간격이다. PRACH 시퀀스 형태 ‘A2’, ‘A3’, ‘B4’의 경우 시간영역에서 동일한 패턴이 3회 이상 반복된다. 따라서 다음과 같이 (7)보다 상관값 계산 간격이 넓은 주파수 추정기를 정의한다.

$$\hat{\epsilon}_2 = \frac{1}{2\pi q_2} \sum_{k=1}^{N_R} \sum_{m=0}^{M_u - M_{q_2} - 1} r_k(m)r_k^*(m + M_{q_2}) \quad (8)$$

이때 $q_1 < q_2$ 를 만족한다. 이 경우 상관값을 계산하는 간격이 $\frac{R}{2}$ 이하일 때 계산 간격을 넓혀주면 주파수 추정 정확도가 향상되고, 상관값 계산 간격이 $\frac{R}{2}$ 일 때 주파수 오차 추정기의 MSE(Mean Square Error)가 최소가 된다 [15]. 따라서 $q_1 = \frac{R}{2} - 1$, $q_2 = \frac{R}{2}$ 로 정의한다. (7)과 (8)에서 정의한 주파수 오차 추정 기법을 이하 논문에서 Type 1, Type 2 추정기로 지칭한다. 주파수 오차 추정 정확도를 더욱 개선하기 위해

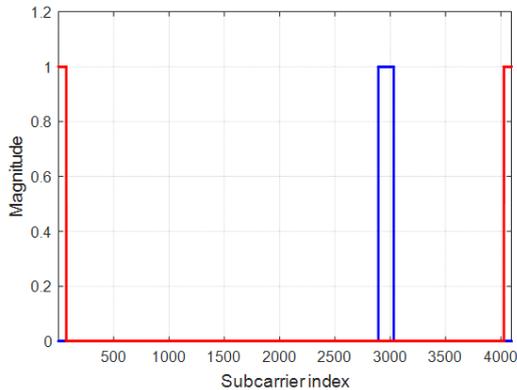


그림 6. 주파수 천이 전후의 PRACH 주파수 스펙트럼
Fig. 6. PRACH frequency spectrum before and after frequency shift

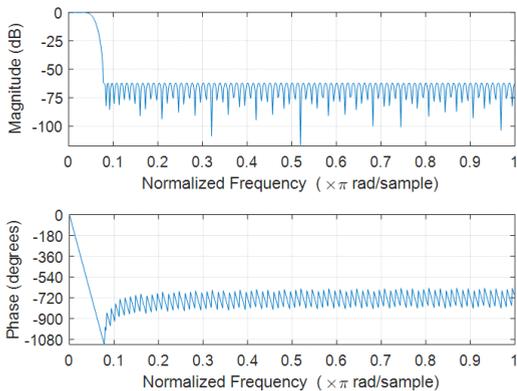


그림 7. FIR 저역통과 필터 (N=4096, L=16)
Fig. 7. FIR Lowpass Filter (N=4096, L=16)

(7)과 (8)을 결합하여 다음과 같이 혼합 추정기를 제안한다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{c_1}{c_1 + c_2} \hat{\epsilon}_1 + \frac{c_2}{c_1 + c_2} \hat{\epsilon}_2 \quad (9)$$

이때 PRACH 시퀀스 반복 횟수를 R 이라고 하면 $c_1 = \sqrt{\frac{R^2}{4} - 1}$, $c_2 = \frac{R}{2}$ 로 주어진다. 추정된 주파수 오차를 이용하여 수신 신호의 주파수 오차를 다음과 같이 보상한다.

$$\hat{r}_k(m) = r_k(m) e^{-j \frac{2\pi \hat{\epsilon} m}{M}} \quad (10)$$

이때 $m = 0, 1, \dots, M_u - 1$ 이다.

다음으로 시간 오차 추정과 PRACH 시퀀스 검출을 위해 (10)에서 주파수 오차를 보상한 수신 신호와 PRACH 후보 시퀀스간의 교차상관을 계산한다.

$$\Gamma_l(d) = \sum_{k=1}^{N_R} \left| \sum_{m=0}^{M_u-1} \hat{r}_k(m+d) s_l^*(m) \right|^2 \quad (11)$$

이때 $l = 0, 1, \dots, 63$ 은 PRACH 시퀀스 인덱스이고, 하향샘플링 후 시간 오차 범위를 고려해서 $d = 0, 1, \dots, \frac{N_{CP}^{RA}}{L} - 1$ 로 정의한다. (11)에서 구한 교차상관 값을 사용해서 시간 오차는 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{\tau}_l = \arg \max \left\{ \Gamma_l(d); 0 \leq d \leq \frac{N_{CP}^{RA}}{L} - 1 \right\} \quad (12)$$

또한, (12)에서 추정된 시간 오차를 이용해서 각 PRACH 시퀀스에 대한 최대 교차상관을 다음과 같이 정의한다.

$$\Gamma_l^{\max} = \Gamma_l(\hat{\tau}_l), l = 0, 1, \dots, 63 \quad (13)$$

단말에서 PRACH 시퀀스를 송신했는지 여부를 판단하기 위해 (11)에서 구한 교차상관의 PAR(Peak-to-Average)을 계산한다.

$$PAR_l = \frac{\Gamma_l^{\max}}{\frac{L}{N_{CP}^{RA}} \sum_{d=0}^{N_{CP}^{RA}/L-1} \Gamma_l(d)} \quad (14)$$

그리고 PRACH 시퀀스 검출을 위한 기준치를 ρ 라고 할 때, $PAR_l > \rho$ 이면 l 번째 랜덤 액세스 시퀀스가 수신된 것으로 판단한다. 이때 기준치 ρ 는 오 경보 확률 (False Alarm Probability)을 기준으로 설계한다.

3.3 제안된 기법 연산 복잡도 분석

하부 물리계층과 상부 물리계층이 통합되어 있는 5G 수신기의 경우 FFT(Fast Fourier Transform)을 이용하여 수신 신호에서 PRACH 신호를 분리한다. 그리고 주파수 영역에서 분리된 PRACH 샘플을 이용하여 주파수 오차 추정, 시간 오차 추정, 시퀀스 검출을 수행한다. 기존 PRACH 검출 기법의 연산량을 복소 곱셈 횟수로 나타내면 표 2와 같이 주어진다.

3.2절에서 설명한 제안된 PRACH 검출 기법에서 각 단계별 연산 복잡도를 복소 곱셈 연산 횟수로 표현하면 표 2와 같이 정리된다. 그림 7에서 설계한 저역통과 필터를 사용할 경우 $N_{LPF} = 161$ 이고, $N = 4096$ 일 때 $L = 16$ 으로 설정되므로 제안된 기법과 기존 기법의 연산량이 유사함을 알 수 있다. 다만, 제안된 기법은 물리계층 분할이 적용된 5G 수신기에서 기존 기법 대비 eCPRI 링크 전송률을 $1/L$ 로 줄여주는 장점이 있다.

표 2. 제안된 기법과 기존 기법의 연산량 비교 (복소 곱셈 연산 횟수)

Table 2. Complexity comparison between the proposed method and the conventional scheme (number of complex multiplications)

Procedure	Conventional	Proposed
PRACH signal extraction	$N_R NR \log_2 N$ (FFT)	$\frac{N_R NR N_{LPF}}{L}$ (lowpass filtering)
Frequency offset estimation	$\frac{N_R NR}{L}$	$\frac{N_R NR}{L}$ ((7)-(9))
Correlation for time offset estimation and sequence detection	$\frac{64 N_R NR}{L}$	$\frac{64 N_R NR}{L}$ ((11)-(13))
Overall	$N_R NR \times (\log_2 N + \frac{65}{L})$	$N_R NR \times \frac{N_{LPF} + 65}{L}$

* N_{LPF} 는 저역통과 필터의 탭 수

IV. 모의실험 결과

5G 페이딩 채널 환경에서의 모의실험을 통해 물리계층 분할 수신기를 위해 제안된 PRACH 검출기의 성능을 평가한다. [16]의 8.4절에 정의된 PRACH 검출 성능시험 규정에 따라 TDLC300 페이딩 채널 모델을 사용한다. 그리고 수신 안테나간의 상관 행렬은 [16]의 Appendix G에 정의된 ‘Low’ 모델을 적용한다. 모의실험을 위한 주요 파라미터는 표 3과 같다. 모의실험 값은 20,000개 이상의 독립된 채널에서 획득한 결과를 평균해서 구하였다.

그림 8은 $q_1 = R/2 - 1$, $q_2 = R/2$ 일 때 (7)-(9)에

표 3. PRACH모의실험 파라미터
Table 3. Simulation parameters for PRACH

Parameter	Value	Description
Number of transmit antennas	1	8.4 of [16]
Number of receive antennas	2	8.4 of [16]
Fading channel model	TDLC300	8.4 of [16]
Channel correlation type	Low	G.2 of [16]
Max Doppler frequency	100 Hz	G.2 of [16]
Frequency offset	400 Hz	8.4 of [16]
Normalized frequency offset (ϵ)	0.01333	8.4 of [16]
PRACH burst format	A1, A2, A3, B4	8.4 of [16]
Subcarrier spacing	30 kHz	15 or 30 kHz
Carrier frequency	3.5 GHz	
Bandwidth	100 MHz	
FFT size (N)	4096	
Sampling frequency (f_s)	122.88 MHz	
Downsampling rate (L)	16	
Time offset	$59/f_s$	
L_{RA}	139	PRACH sequence length
k_0^{BWP}	432	PRACH starting subcarrier index
PRACH config index	78 (A1), 100 (A2), 123 (A3), 160 (B4)	Table 6.3.3.2-3 of [8]
zeroCorrelation-ZoneConfig	15	Table 6.3.3.1-7 of [8]

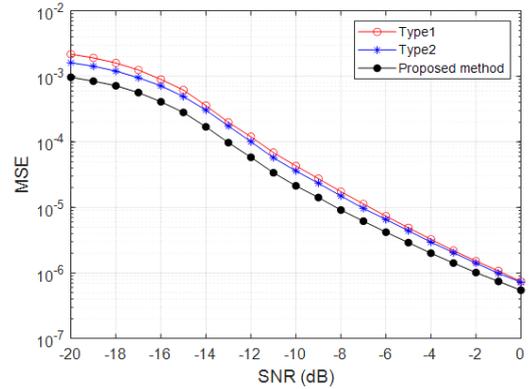


그림 8. 주파수 오차 추정기 성능 비교 (B4)
Fig. 8. Performance comparison of frequency offset estimators (B4)

서 설명한 주파수 오차 추정 기법의 MSE 성능을 비교한다. 시간영역에서 12번 반복해서 전송하는 B4 전송 형태를 사용한 경우 Type 1, Type 2 추정기에 비해 두 가지 추정 방식을 결합한 제안된 추정기 (Type1+Type2)의 MSE 성능이 우수함을 확인할 수 있다.

그림 9는 단말에서 PRACH 신호를 송신하지 않은 경우 제안된 PRACH 검출기를 사용할 때 오 검출 확률을 나타낸다. [16]의 8.4절 성능시험 규격에 오 검출 확률이 0.001 이하가 되도록 규정하고 있으므로 PRACH 시퀀스 검출 기준값 $\rho = 6.97$ 로 설정한다.

그림 10은 제안된 주파수 오차 추정 기법을 이용할 때 PRACH 시퀀스 전송 형태에 따른 MSE 성능을 보인다. A1, A2, A3, B4는 길이 N 인 시간영역 기본 시퀀스를 각각 2, 4, 6, 12번 반복해서 전송한다. 따라서 A1의 주파수 오차 추정 성능이 가장 나쁘고, B4의 주

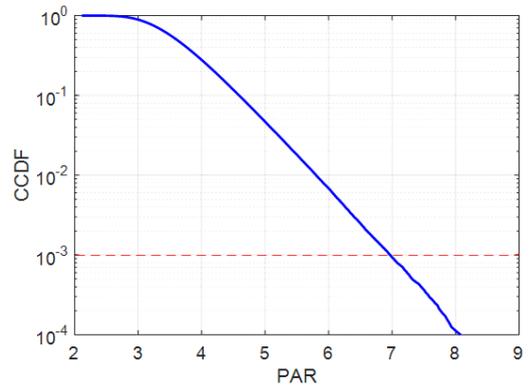


그림 9. PAR에 따른 오 검출 확률
Fig. 9. False alarm probability according to PAR

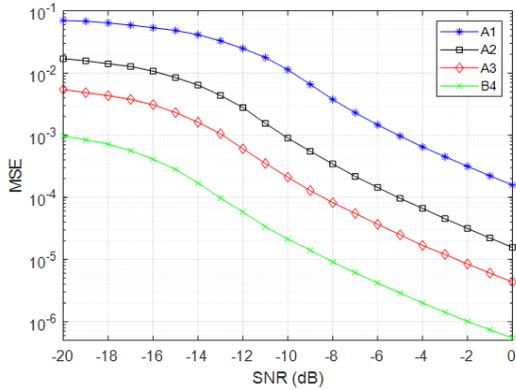


그림 10. 제안된 주파수 오차 추정기의 MSE
Fig. 10. MSE of the proposed frequency offset estimator

파수 오차 추정 성능이 가장 우수하다. $MSE=10^{-4}$ 을 기준으로 B4가 A1 전송 형태에 비해 SNR(Signal-to-Noise) 측면에서 약 14 dB 우수한 성능을 보인다.

그림 11은 제안된 시간 오차 추정 기법을 사용할 때 PRACH 시퀀스 형태에 따른 RMSD(Root Mean Square Deviation) 성능을 샘플 단위로 SNR이 14 dB 이하일 때는 일부 채널에서 추정 오차가 크게 발생해서 RMSD 변동성이 크다. 시간영역 시퀀스 반복 횟수가 작은 A1의 시간 오차 추정 오차가 가장 크고, B4의 시간 오차 추정 정확도가 가장 높다. [16]에서 정의한 시간 오차 허용치는 217 샘플 이하이므로 SNR=-20 dB를 기준으로 모든 전송 형태에서 규격을 만족한다.

그림 12는 오 검출 확률이 0.001이 되도록 기준값을 $\rho=6.97$ 로 설정했을 때, 단말에서 전송한 PRACH 시퀀스를 검출하지 못할 확률을 나타낸다. 주파수 및

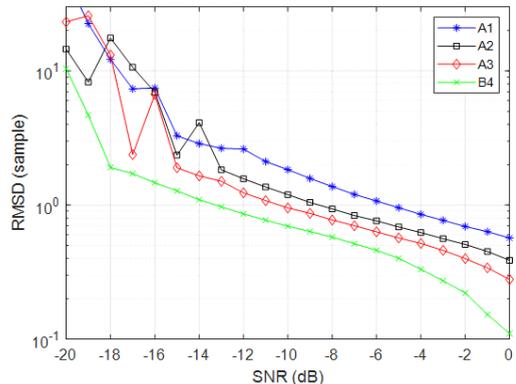


그림 11. 제안된 시간 오차 추정기의 RMSD
Fig. 11. RMSD of the proposed time offset estimator

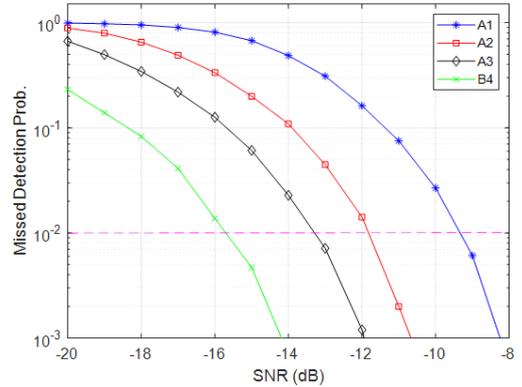


그림 12. PRACH 시퀀스 검출 실패 확률 (오 검출 확률 = 0.001)
Fig. 12. Missed detection probability of PRACH sequences (false alarm probability = 0.001)

시간 오차 추정 성능과 마찬가지로 A1이 검출 실패 확률이 가장 높고 B4가 검출 실패 확률이 가장 낮다. [16]의 8.4절에서 규정한 검출 실패 확률이 0.01 이하가 되는 SNR 요구사항과 그림 12의 실제 성능을 비교하면 표 4와 같다. 제안된 PRACH 검출 기법이 [16]의 성능시험 규격 대비 SNR 기준 5.8 ~ 6.7 dB의 마진을 가짐을 확인할 수 있다. 성능 마진은 시퀀스 반복 횟수가 증가하면 약간씩 감소하는 경향을 보인다.

표 4. PRACH 검출을 위한 SNR 요구사항 (검출 실패 확률 ≤ 0.01)

Table 4. SNR requirements for PRACH detection (missed detection probability ≤ 0.01)

Format	SNR Requirements [16]	Required SNR for Proposed	SNR Margin
A1	-2.8 dB	-9.5 dB	6.7 dB
A2	-5.7 dB	-11.8 dB	6.1 dB
A3	-7.4 dB	-13.3 dB	5.9 dB
B4	-9.9 dB	-15.7 dB	5.8 dB

V. 결론

본 논문에서는 물리계층 분할을 적용한 통신시스템에서 하부 물리계층과 상부 물리계층간의 백홀 트래픽을 최소화하면서 상부 물리계층에서 PRACH 신호를 이용하여 주파수 및 시간 동기 오차를 추정하고 랜덤 액세스 시퀀스를 검출하는 방법을 제안하였다. 제안된 기법은 5G PRACH 검출 성능 규격을 만족하고 상당한 마진을 가짐을 보였다. 제안된 기법은 물리계층 분할이 적용된 5G 중계기와 기지국을 이용한 이동

통신망 구축에 활용할 수 있고, 이를 통해 하부 물리 계층과 상부 물리계층간의 링크 부하를 줄이고 이동 통신망 구축 비용을 절감할 수 있다.

References

[1] www.3gpp.org

[2] “5G+ strategy for realizing innovative economic growth,” *Joint Press Release by the Korea Government*, Apr. 2019.

[3] Qualcomm, “*Making 5G NR a commercial reality - a unified, more capable 5G air interface*,” White Paper, Dec. 2017.

[4] “5G New Radio: Designing for the future,” *Ericsson Technol. Rev.*, Jun. 2017.

[5] A. Ghosh, “5G New Radio (NR): Physical layer overview and performance,” *IEEE Commun. Theory Wkshp.*, May 2018.

[6] J. Yeo, “Physical layer core technologies for 5G NR systems,” *The Mag. IEIE*, vol. 46, no. 4, pp. 281-289, Apr. 2019.

[7] Chung G. Kang, “5G wireless access technology standardization,” *Global ICT Standard Conf.*, Nov. 2017.

[8] 3GPP TS 38.211 v15.8.0, “*3GPP; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Physical channels and modulation* (Release 15),” 3GPP Technical Specification, Dec. 2019.

[9] 3GPP TS 38.212 v15.8.0, “*3GPP; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Multiplexing and channel coding* (Release 15),” 3GPP Technical Specification, Dec. 2019.

[10] 3GPP TS 38.213 v15.8.0, “*3GPP; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Physical layer procedures for control* (Release 15),” 3GPP Technical Specification, Dec. 2019.

[11] ORAN-WG4.CUS.0-v02.00, “O-RAN Fronthaul Working Group - Control, user and synchronization plane specification,” *O-RAN Technical Specification*, Jul. 2019.

[12] Ericsson AB, Huawei Technologies Co. Ltd, NEC Corporation and Nokia, “Common public

radio interface: eCPRI interface specification,” *eCPRI Specification V2.0*, May 2019.

[13] 3GPP TS 38.331 v15.8.0, “*3GPP; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Radio Resource Control (RRC) protocol specification* (Release 15),” 3GPP Technical Specification, Dec. 2019.

[14] T. M. Schmidl and D. C. Cox, “Robust frequency offset and timing synchronization for OFDM,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, Dec. 1997.

[15] 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.

[16] 3GPP TS 38.104 v15.8.0, “*3GPP; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Base Station (BS) radio transmission and reception* (Release 15),” 3GPP Technical Specification, Dec. 2019.

김 기 범 (Kibeom Kim)



2019년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자정보공학부 학사
 2019년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공전자정보공학과 석사과정
 <관심분야> 이동통신, 레이더신호처리, 무선채널 분석, 통신신호처리

[ORCID:0000-0002-0576-4953]

윤 여 원 (Yeowon Yoon)



2020년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자정보공학부 학사
 2020년 3월~현재 : 에릭슨엘지 연구원
 <관심분야> 이동통신, 통신신호처리

[ORCID:0000-0001-8591-0086]

권 낙 원 (Nagwon Kwon)



2001년~2004년 : 경원대학교 전
자공학과 학사
2018년~현재 : 연세대학교 통신
방송공학 석사과정
2003년~현재 : (주)솔리드 무선플
랫폼2팀 팀장 (수석)

<관심분야> 무선통신시스템, 통신신호처리

최 지 훈 (Jihoon Choi)



1993년~1997년 : KAIST 전기
및전자공학과 학사
1997년~2003년 : KAIST 전자
전산학과 석사 및 박사
2003년~2004년 : University of
Texas, Austin 방문연구원

2004년~2008년 : 삼성전자 정보통신총괄 책임연구원
2008년~현재 : 한국항공대학교 항공전자정보공학부 교수
<관심분야> 무선 전력 전송, 물리계층 보안 통신, 이동
통신, 통신신호처리, 모뎀 설계

[ORCID:0000-0002-5433-2241]

김 현 채 (Hyeonchae Kim)



1991년~1995년 : 고려대학교 물
리학과 학사
1995년~1998년 : 고려대학교 물
리학과 석사
2014년~현재 : 숭실대학교 정보
통신학과 박사수료
2000년~현재 : (주)솔리드 무선플
랫폼개발실 개발실장 (상무)

<관심분야> 무선통신시스템, 통신신호처리