

5G NR PRACH 프리앰블을 이용한 낮은 복잡도의 왕복 시간 추정기법

최수용*, 김준성*, 백성열*, 오왕록^o

Low-Complexity RTT Estimation Algorithm Using 5G NR PRACH

Suyong Choi*, Junseong Kim*, Sungyeol Back*, Wangrok Oh^o

요약

5G NR (new radio) 시스템에서 기지국 기준시간 동기를 획득한 단말은 상향링크 (uplink)의 자원을 할당받기 위해 Zadoff-Chu (ZC) 시퀀스 (sequence)에 기반한 PRACH (physical random access channel) 프리앰블을 전송한다. 5G NR 시스템의 기지국에서는 기지국 기준 PRACH 프리앰블 전송 구간 동안 수신된 신호를 통해 전력 지연 프로파일 (power delay profile, PDP)을 도출하고 이를 통해 각 단말의 PRACH 프리앰블을 검출할 뿐만 아니라 각 단말의 RTT (round trip time)도 추정할 수 있다. 일반적으로 CP (cyclic prefix)의 길이는 셀 (cell) 내 단말들의 RTT 중 최대값과 다중경로 페이딩 채널 (multipath fading channel)로 인한 지연 확산 (delay spread)의 합보다 길도록 설계되어야 한다. 이 경우, PRACH 프리앰블을 이용하여 RTT를 추정할 시 전체 OFDM 심볼 구간 대신 CP 구간 안에서만 PDP 검출을 수행해도 충분하다. 본 논문에서는 이러한 특성을 이용하여 PRACH 프리앰블을 이용한 RTT 추정에 요구되는 복잡도를 낮추고 추정 성능을 개선할 수 있는 새로운 RTT 추정 기법을 제안한다.

Key Words : 5G NR, PRACH

ABSTRACT

In a 5G NR (new radio) system, UEs (user equipments) transmit a PRACH (physical random access channel) preamble which is consist of a Zadoff-Chu (ZC) sequence to request uplink resource allocation to the dedicated base station. The base station estimates a power delay profile (PDP) by correlating the received PRACH preamble from the UE with a local reference signal. From the derived PDP, the base station can not only detect the PRACH but also estimate a round trip time (RTT) of the UE. For proper operation of PRACH, the length of CP (cyclic prefix) should be designed to be longer than the sum of the maximum possible RTT in the cell and the delay spread of multipath channel. In this case, the PDP from all possible

* 본 연구 논문은 과학기술정보통신부 및 정보통신기획평가원의 출연금으로 수행하고 있는 한국전자통신연구원 [통합과제] 초고주파 이동통신 무선백홀 전문연구실(2018-0-00218) 위탁연구과제의 연구결과입니다.

• First Author : Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, tndyd4024@o.cnu.ac.kr, 학생회원

^o Corresponding Author : Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, kingrock@cnu.ac.kr, 중신회원

* Dept. of Information Communications Eng., Chungnam National University, jskim@o.cnu.ac.kr, 학생회원; syback@o.cnu.ac.kr, 학생회원

논문번호 : 202110-286-A-RN, Received October 15, 2021; Revised November 12, 2021; Accepted November 17, 2021

UEs would be in the CP interval. Hence, it is sufficient to derive partial correlation for CP duration between the received signal and the reference signal. In this paper, we propose a new RTT estimation scheme requiring less complexity. The proposed RTT estimation scheme not only offers a better performance but also requires less complexity compared to the conventional scheme.

I. 서 론

이동통신 분야에서 고속의 대용량 데이터 전송에 대한 요구가 증가하고 있으며 이를 위해 5G 이동통신 기술이 도입되었다^[1]. 5G NR (new radio) 시스템에서 단말은 상향링크 (uplink)의 자원을 할당받기 위해 PRACH (physical random access channel) 프리앰블 (preamble)을 전송한다. PRACH 프리앰블은 CAZAC (constant amplitude zero auto correlation) 시퀀스 (sequence) 중 하나인 ZC (Zadoff-Chu) 시퀀스를 기반으로 하며 ZC 시퀀스의 길이 L 은 시스템의 사용 주파수 대역에 따라 139 혹은 839가 사용된다^[2,3].

5G NR 시스템에서 하나의 셀 (cell)은 64개의 프리앰블 시퀀스를 사용한다. 각 프리앰블 시퀀스는 루트 (root) ZC 시퀀스를 상위 계층에서 주어지는 파라미터 (parameter)에 따라 순환이동 (circular shift) 시켜 생성된다^[2]. 단말은 64개의 프리앰블 시퀀스 중 하나를 선택하여 L -point DFT (discrete fourier transform)를 수행한 후 해당 결과를 주어진 부반송파 (subcarrier)에 할당한 다음 IFFT (inverse fast fourier transform)를 통해 시간 영역 신호를 생성한다. 생성된 시간 영역 신호를 필요에 따라 k 번 반복한 후 CP (cyclic prefix)를 삽입하여 전송한다. 기지국에서는 시간 영역 신호의 반복 여부에 따라 k 개의 수신 신호와 수신기가 보유하고 있는 루트 ZC 시퀀스와의 상관 (correlation)을 취한 후 이를 결합하여 전력 지연 프로파일 (power delay profile, PDP)을 도출한다. 도출된 PDP를 통해 여러 개의 단말에서 전송된 PRACH 프리앰블을 검출할 수 있을 뿐만 아니라 각 단말의 RTT (round trip time)를 추정할 수 있다.

일반적으로 OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) 시스템에서 PRACH 프리앰블 신호를 위한 CP의 길이는 기지국과 단말 사이에서 발생할 수 있는 최대 RTT와 다중경로 페이딩 채널 (multipath fading channel)로 인한 지연 확산 (delay spread)의 합보다 길도록 설계된다. 이 경우 단말들로부터 전송된 PRACH 프리앰블의 PDP는 CP 구간 안에서만 존재하게 된다. 따라서 전체 OFDM 심볼 (symbol) 구간 대신 CP 구간에 대해서만 수신 신호와

기준 신호 간의 상관 값을 구해도 충분하며 이를 통해 PDP 검출에 요구되는 구현 복잡도를 낮추고 검출 성능을 개선할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 특성을 이용하여 낮은 복잡도를 가지는 PRACH 프리앰블 검출 기법을 제안한다. 제안하는 PRACH 프리앰블 검출 기법은 기존 기법보다 구현 복잡도를 낮출 수 있을 뿐만 아니라 RTT 추정 성능을 개선할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 시스템 모델을 기술하고 III장에서 제안하는 PRACH 검출 기법에 대하여 설명하고 제안하는 기법의 RTT에 대한 RMSE (root mean square error) 추정 성능과 복잡도를 확인하며 IV장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

5G NR 시스템에서 PRACH 프리앰블의 송신 과정은 그림 1과 같으며 ZC 시퀀스의 길이 L 은 사용 주파수 대역에 따라 139 혹은 839중 하나의 값을 사용한다. RRC (radio resource control) 계층에서 전달받은 파라미터를 통해 길이가 L 인 루트 ZC 시퀀스를 생성하고 이를 이용하여 순환 이동된 64개의 PRACH 프리앰블 시퀀스 중 하나인 $z[n], n = 0, 1, \dots, L-1$ 을 선택한다^[4]. 선택된 프리앰블 시퀀스는 L -point DFT를 통해 주파수 영역 신호, $Z[m], m = 0, 1, \dots, L-1$ 으로 변환되고 보호대역 (guard band)이 삽입된 후 PUSCH (physical uplink shared channel)의 PRACH 자원 (resource)에 매핑된다^[5]. 해당 PRACH 주파수 영역 신호는 N -point IFFT를 통해 시간 영역 신호, $p[n], n = 0, 1, \dots, N-1$ 으로 변환되며 필요에 따라 $k \in \{1, 2, 4, 6, 12\}$ 번 반복된 후 CP

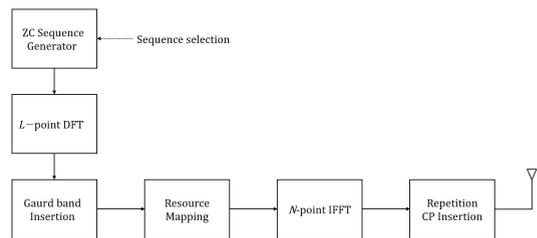


그림 1. PRACH 프리앰블 송신기 구조
Fig. 1. PRACH preamble transmitter structure.

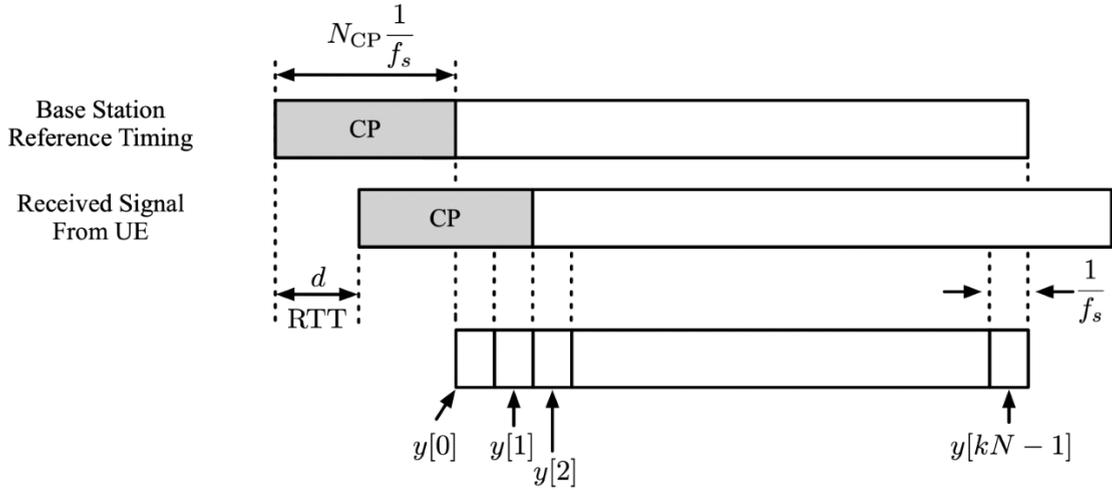


그림 2. 수신 신호 모델
Fig. 2. Received signal model.

가 삽입된 후 전송된다⁶⁾.

기지국에서는 기지국의 PRACH 프리앰블 수신 기준 시간을 바탕으로 시간 영역 PRACH 프리앰블 수신 신호를 샘플링 주파수 (sampling frequency) f_s 로 샘플링 (sampling)하여 $y[n], n = 0, 1, \dots, kN-1$ 을 생성하며 이 과정을 도식화하면 그림 2와 같다. 그림 2에서 N_{CP} 는 CP 길이에 해당하는 샘플의 개수이며 d 는 기지국과 UE (user equipment) 간의 RTT를 나타낸다. 이와 같이 생성된 $y[n]$ 을 식 (1)과 같이 길이가 N 인 k 개의 수신 신호 열, $y_l[n], l = 0, 1, \dots, k-1$ 으로 변환한 다음 각각의 $y_l[n]$ 과 수신기에서 보유하고 있는 시간 영역 PRACH 프리앰블 기준 신호 $p[n]$ 을 상관하고 해당 결과들을 결맞음 (coherent) 혹은 비결맞음 (noncoherent) 결합하여 PDP를 도출한다⁷⁾.

$$y_l[n] = y[lN+n], n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (1)$$

PRACH 프리앰블 검출에 요구되는 구현 복잡도를 낮추기 위하여 주파수 영역 수신 신호를 이용하여 k 개의 상관 결과를 도출할 수 있다. 시간 영역 수신 신호를 주파수 영역 신호로 변환하기 위해 식 (2)와 같이 k 개의 $y_l[n]$ 에 대해 각각 N -point FFT를 수행한다.

$$Y_l[m] = \text{FFT}\{y_l[n]\}, m = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2)$$

$Y_l[m]$ 중 ZC 시퀀스가 매핑된 부분송파 신호를 추출하여 길이가 L 인 k 개의 수신 시퀀스 $Z_l[m]$

, $l = 0, 1, \dots, k-1$ 를 추출하고 $Z_l[m]$ 시퀀스를 이용하여 식 (3)과 같이 k 개의 $P_l[m], m = 0, 1, \dots, L-1$ 을 도출한다.

$$P_l[m] = \hat{Z}_l[m]Z_l^*[m], l = 0, 1, \dots, k-1. \quad (3)$$

도출된 각각의 $P_l[m]$ 에 $(N-L)$ 개의 '0'을 추가하여 $P'_l[m], m = 0, 1, \dots, N-1$ 을 생성하고 식 (4)와 같이 결합하여 $R[m]$ 을 생성한 다음

$$R[m] = \sum_{l=0}^{k-1} P'_l[m], m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

식 (5)를 통해 PDP $r[n]$ 을 도출하고

$$r[n] = | \text{IFFT}\{R[m]\} | \quad (5)$$

이를 통해 $Z_l[m]$ 을 PRACH 프리앰블로 전송한 단말과 기지국 간 RTT에 대한 추정값 \hat{d} 를 식 (6)과 같이 도출할 수 있다.

$$\hat{d} = \frac{1}{f_s} \underset{n}{\text{argmax}} r[n]. \quad (6)$$

III. 제안하는 기법

PDP 도출 과정에서 사용되는 덧셈 연산과 FFT는 선형 연산 (linear operation)이므로 수행 순서를 바꿀

수 있으며 이를 이용하여 식 (2)-(4)에 기술된 RTT 검출 기법의 복잡도를 낮출 수 있다⁸⁾. 식 (1)에 주어진 $y_l[n]$ 을 식 (7)과 같이 결합하여 $y'[n]$ 을 생성하고 생성된

$$y'[n] = \sum_{l=0}^{k-1} y_l[n], n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

$y'[n]$ 에 대해 식 (8)과 같이 N -point FFT를 수행한다.

$$Y'[m] = \text{FFT}\{y'[n]\}, m = 0, 1, \dots, N-1. \quad (8)$$

$Y'[m]$ 중 ZC 시퀀스가 매핑된 L 길이의 부분송파와 $\hat{Z}[m], m = 0, 1, \dots, L-1$ 를 추출한 후 식 (9)를 이용하여 $P[m]$ 을 도출하고

$$P[m] = \hat{Z}[m] Z^*[m] \quad (9)$$

$P[m]$ 에 $(N-L)$ 개의 '0'을 덧붙여 $P'[m], m = 0, 1, \dots, N-1$ 를 생성한 다음 식 (10)을 통해 PDP $r'[n]$ 을 도출할 수 있다.

$$r'[n] = |\text{IFFT}\{P'[m]\}|. \quad (10)$$

식 (10)에서 도출된 PDP $r'[n]$ 을 통해 PRACH 프리앰블로 $Z[m]$ 을 전송한 단말과의 RTT \hat{d} 을 식 (11)을 이용하여 추정한다.

$$\hat{d} = \frac{1}{f_s} \arg \max_n r'[n]. \quad (11)$$

식 (2)-(5)를 통해 PDP를 도출하는 경우와 식 (7)-(10)에 기술된 제안하는 기법을 통해 PDP를 도출하는 경우에 요구되는 복잡도를 비교하였으며 그 결과는 표 1과 같다. 표 1에서 볼 수 있는 바와 같이 $N = 2048, L = 139, k = 2, 4, 6, 12$ 일 때 제안하는 기법을 사용할 경우 복소 곱셈 기준 복잡도를 각각

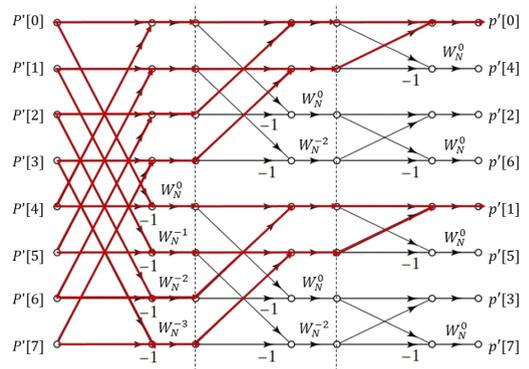


그림 3. 8-point IFFT 결과 중 2개의 시간 영역 샘플만을 도출하는 방법의 신호 흐름도

Fig. 3. Signal flow graph for deriving only 2 time domain samples from 8-point IFFT results.

60.52%, 36.25%, 25.88%, 13.92%로 낮출 수 있다.

PRACH의 정상 동작을 위해서는 시스템의 CP 길이는 셀 내에서 발생할 수 있는 최대 RTT의 길이와 지연 확산의 길이의 합보다 길어야 한다. 시스템에서 사용하는 CP의 길이가 해당 셀에서 발생할 수 있는 최대 RTT 보다 클 경우 식 (11)의 \hat{d} 는 항상 CP 길이보다 짧다. 따라서 PRACH 프리앰블 검출 및 해당 단말의 RTT 추정을 위해서는 식 (10)과 같이 N -point IFFT를 통해 $r'[n], n = 0, 1, \dots, N-1$ 모두를 계산하는 대신 $r'[n], n = 0, 1, \dots, N_{CP}-1$ 만 구해도 충분하며 이를 통해 요구되는 구현 복잡도를 줄일 수 있다. N -point IFFT 결과 중 2의 승수로 주어지는 u 개의 시간 영역 샘플만 도출하는 방법의 신호 흐름도 (signal flow graph)는 그림 3과 같이 나타낼 수 있다. 그림 3은 $N=8, u=2$ 인 경우에 해당하며 전체 N 개의 IFFT 출력 중 u 개의 샘플만을 계산하는 경우 전체 $\log_2 N$ 개의 단계 (stage)들 중 마지막 $a = \log_2 \frac{N}{u}$ 개의 단계에서는 복소 곱셈 (complex multiplication)이 전혀 필요하지 않으며 $N-u$ 만큼의 복소 덧셈 (complex addition)만 필요하다. 따라서 N 개의 IFFT 출력을 계산하는 기법 대비 $\frac{N}{2} \log_2 a$ 번의 복소 곱셈

표 1. 기존 기법과 제안하는 기법의 RTT 추정에 요구되는 계산 복잡도

Table 1. Required computational complexities for conventional and proposed RTT estimation schemes.

Items	Conventional	Proposed
Number of complex multiplication	$(k+1) \frac{N}{2} \log_2 N + kL$	$\frac{N}{2} \log_2 N^2 + L$
Number of complex addition	$(k+1)N \log_2 N + (k-1)L$	$N(\log_2 N^2 + k-1)$

과 $N(a-1 + \frac{1}{2^a})$ 번의 복소 덧셈을 줄일 수 있다. 따라서 CP 구간에 대해서만 PDP를 구하기 위하여 u 를 N_{CP} 보다 큰 2의 승수값으로 설정하여 제안하는 방법을 사용함으로써 구현 복잡도를 낮출 수 있다. 식 (7)-(10)에서 기술한 방법과 CP 구간에 대해서만 PDP를 도출하는 방법을 이용할 경우 RTT 추정 시 요구되는 계산 복잡도는 표 2와 같다. 표 2를 이용하여 5G NR의 여러 가지 프리앰블 포맷 (format)에 대하여 기존의 PDP 도출 기법과 제안하는 기법의 복소 곱셈 횟수를 계산하여 비교하였으며 그 결과는 표 3과 같다. 표 2와 3에서 볼 수 있는 바와 같이 C0 포맷을 제외한 모든 경우에 대해 제안하는 기법을 사용함으로써 RTT 추정에 필요한 계산 복잡도를 낮출 수 있다. C0 프리앰블 포맷의 경우 시간 영역에서 반복되지 않을 뿐만 아니라 CP의 길이가 전체 OFDM 심볼 길이의 절반 이상을 차지하는 특수한 프리앰블 포맷이다⁶⁾.

기존 기법⁷⁾과 제안하는 기법의 RTT 추정 RMSE 성능을 표 4에 제시한 파라미터를 이용하여 확인하였으며 그 결과는 그림 4, 5와 같다. 지연 확산 값과 채널 환경에 따른 성능을 확인하기 위해 표 4에서 RMS 지연 확산은 “Indoor office”에 해당하는 20 nsec와 “UMi street-canyon”에 해당하는 66 nsec로 설정하였으며 채널 모델은 NLOS (non line of sight) 채널 모델인 TDL-A 채널 모델과 LOS (line of sight) 채널 모델인 TDL-D 채널 모델을 사용하였다⁹⁾. 그림 4는 TDL-A 채널에서 RMS 지연 확산 값에 따른 RTT 추정에 대한 RMSE 성능이다. 제안하는 기법의 경우 CP 구간 내의 PDP만을 이용하여 RTT를 추정하므로

도출된 PDP 중 최대값을 찾는 구간 역시 CP 구간 내로 제한된다. 따라서 전체 OFDM 심볼 구간에 대한 PDP를 통해 RTT를 추정하는 기존 기법 대비 고려한 모든 RMS 지연 확산 값에 대해 낮은 SNR (signal to noise ratio) 영역에서 향상된 RTT 추정 성능을 보일 것으로 예상되며 이는 그림 4를 통해 확인할 수 있다. 그림 5는 TDL-D 채널에서 RMS 지연 확산 값에 따른 RTT 추정에 대한 RMSE 성능이다. TDL-A 채널 하에서의 성능과 마찬가지로 고려한 모든 RMS 지연 확산 값에 대해 제안하는 기법이 기존 기법보다 낮은 SNR에서 향상된 RTT 추정 성능을 보인다.

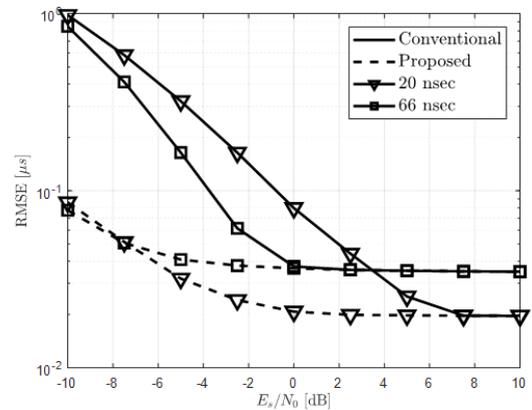


그림 4. TDL-A 채널에서 RMS 지연 확산 값에 따른 제안하는 RTT 추정 기법의 RMSE
Fig. 4. RMSEs of RTT estimation schemes under TDL-A channel with various RMS delay spreads.

표 2. 식 (7)-(10)에서 요구되는 계산 복잡도
Table 2. Required computational complexities for Eqs. (7)-(10).

Equation	(7)	(8)	(9)	(10)	Total
Number of complex multiplication	-	$\frac{N}{2} \log_2 N$	L	$\frac{N}{2} (\log_2 N - a)$	$\frac{N}{2} \log_2 (N^2 - a) + L$
Number of complex addition	$(k-1)N$	$N \log_2 N$	-	$N \left(\log_2 N - a + 1 - \frac{1}{2^a} \right)$	$N (\log_2 N^2 + k - a - \frac{1}{2^a})$

표 3. 5G NR PRACH 프리앰블을 이용한 RTT 추정에 요구되는 복소 곱셈 횟수
Table 3. Required number of complex multiplications for RTT detection algorithms based on 5G NR PRACH preamble.

Preamble Format	Complexity of Conventional scheme	Complexity of Proposed scheme	Relative Complexity
A1	34,070	20,619	60.52%
B4	148,100	21,643	14.61%
C0	22,667	22,667	100%

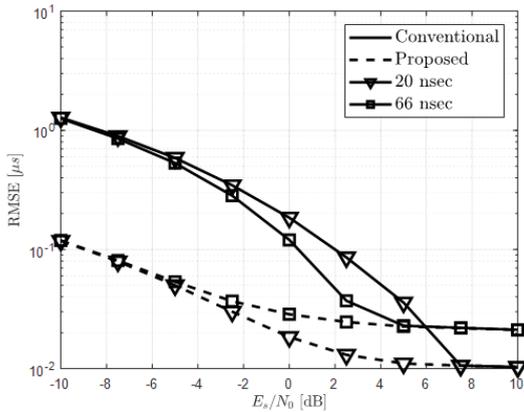


그림 5. TDL-D 채널에서 RMS 지연 확산 값에 따른 제안하는 RTT 추정 기법의 RMSE
 Fig. 5. RMSEs of RTT estimation schemes under TDL-D channel with various RMS delay spreads.

표 4. 전산실험 파라미터
 Table 4. Simulation parameters.

Parameters	Value
Carrier frequency	28 GHz
L	139
k	4
N	256
Channel model	TDL-A, D
RMS delay spread	20 nsec, 66 nsec

IV. 결 론

본 논문에서는 반복되는 신호 구조를 갖는 PRACH 프리앰블에 대해 결맞음 결합 수신을 수행할 경우 PRACH 프리앰블 수신기에서 FFT와 덧셈의 수행 순서를 바꾸어 계산 복잡도를 줄일 수 있는 기법을 제안하였다. 또한 RTT 추정 시 CP 구간 내의 PDP만 사용함으로써 낮은 복잡도와 낮은 SNR에서 우수한 추정 성능을 보이는 RTT 추정기법을 제안하였다. 동작 환경에 따라 비결맞음 결합을 통한 PRACH 검출이 필요한 경우가 있을 수 있으며 추가적인 연구를 통하여 이러한 환경에서 복잡도를 낮출 수 있는 방안 도출을 위한 연구가 필요하다.

References

[1] S. Parkvall, E. Dahlman, A. Furuskar, and M. Frenne, "NR: The new 5G radio access

technology," *IEEE Commun. Std. Mag.*, vol. 1, pp. 24-30, Dec. 2017.

[2] 3GPP TS 38.211 v15.8.0, "5G NR Physical channels and modulation(Release 15)," Jan. 2020.
 [3] H. J. Zepernick and A. Finger, *Pseudo Random Signal Processing: Theory and Application* 1st Ed., Wiley, Jul. 2013.
 [4] D. H. Morais, *Key 5G Physical Layer Technologies: Enabling Mobile and Fixed Wireless Access*, Springer, Aug. 2020.
 [5] K. B. Kim, Y. W. Yoon, N. W. Kwon, H. C. Kim, and J. H. Choi, "Detection of PRACH sequence for 5G new radio with physical layer split," *J. KICS*, vol. 45, no. 9, pp. 1517-1526, Sep. 2020.
 [6] A. Chakrapani, "On the design details of SS/PBCH, signal generation and PRACH in 5G-NR," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 136617-136637, Jul. 2020.
 [7] G. Schreiber and M. Tavares, "5G new radio physical random access preamble design," *2018 IEEE 5GWF*, Silicon Valley, CA, USA, Jul. 2018.
 [8] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications* 3rd Ed., Prentice Hall, Oct. 1995.
 [9] 3GPP TR 38.901 v14.3.0 "5G Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz," Jan. 2018.

최수용 (Suyong Choi)



2021년 2월: 충남대학교 정보통신공학과 학사
 2021년 3월~현재: 충남대학교 전파정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 디지털 통신

[ORCID:0000-0003-4515-8904]

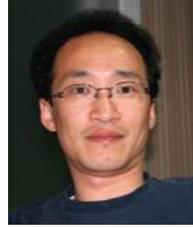
김 준 성 (Junseong Kim)



2020년 2월: 충남대학교 정보통신공학과 학사
2020년 3월~현재: 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사과정
<관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 디지털 통신

[ORCID:0000-0002-0619-2467]

오 왕 록 (Wangrok Oh)



1994년 2월: 포항공과대학교 학사
1997년 2월: 포항공과대학교 석사
2003년 8월: 포항공과대학교 박사
1997년~2000년: 포항공과대학교 정보통신연구소 전임연구원
2003년~2006년: 포항공과대학교 정보통신연구소 전임연구원
2006년~2010년: 충남대학교 정보통신공학과 조교수
2010년~2015년: 충남대학교 정보통신공학과 부교수
2015년~현재: 충남대학교 정보통신공학과 교수
<관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 오류정정부호, MIMO 시스템

[ORCID:0000-0001-8205-5432]

백 성 열 (Sungyeol Back)



2020년 2월: 충남대학교 정보통신공학과 학사
2020년 3월~현재: 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사과정
<관심분야> 통신시스템 설계 및 구현, 디지털 통신

[ORCID:0000-0001-6161-5904]