

5G PRS 기반 직교 위상 도달 기반 측위 기법 설계 및 성능 분석

신혜진*, 김소희*, 김주엽^o

Design and Performance Evaluation of an Orthogonal Phase-of-Arrival Positioning Scheme Based on 5G PRS

Hyejin Shin*, Sohee Kim*, Juyeop Kim^o

요약

본 연구는 5G New RAT (Radio Access Technology) 신호의 구성 변화에 따른 측위 기술의 성능을 분석한다. 5G 네트워크에서 단말의 위치는 각 기지국에서 전송한 Positioning Reference Signal (PRS) 신호의 도착 시간을 기반으로 위치 결정 값을 계산하는데 이때 이용하는 Time Of Arrival (TOA) 값을 연산한다. 무선 네트워크 시스템의 위치 측위 기술을 위한 5G PRS의 구현과 저속 샘플링 환경에서의 TOA 연산 정확도를 향상시키는 알고리즘을 고안한다. 또한, 이를 바탕으로 PRS 신호의 유연한 시간-주파수축 자원 할당이 TOA 추정 정확도에 미치는 영향을 고찰하고 위치 측위 기술의 발전에 기여한다. 주어진 신호 환경에서 위치 추정 정확도를 극대화시킬 수 있는 PRS 설정 방향에 대해 논의한다.

Key Words : Positioning, TDOA, TOA, PRS, low-sampling rate, Channel phase, Configuration

ABSTRACT

This study analyzes the performance of positioning technology based on the configuration changes of 5G New RAT (NR) signals. In a 5G network, the location of a terminal is determined by calculating the position value based on the Time of Arrival (TOA) of Positioning Reference Signal (PRS) signals transmitted from each base station. The study proposes an algorithm that enhances the accuracy of TOA calculations in low-sampling environments through the implementation of 5G PRS for positioning technology in wireless network systems. Furthermore, it examines the impact of flexible time-frequency resource allocation of PRS signals on TOA estimation accuracy and contributes to the advancement of positioning technology. The discussion also covers the optimal PRS configuration strategies to maximize location estimation accuracy under the given signal environment.

* 본 연구는 2024년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기획평가원의 논문연구과제(2021-1-00165, 5G+ 지능형 기지국 소프트웨어 모델 개발) 지원 및 숙명여자대학교 소속 정보처리시스템연구실 관리로 수행되었습니다.

• First Author : Sookmyung Women's University Department of Electronic Engineering, shj312@sookmyung.ac.kr, 학생회원

◦ Corresponding Author : Sookmyung Women's University Department of Electronic Engineering, jykim@sookmyung.ac.kr, 정회원

* Sookmyung Women's University Department of Electronic Engineering

논문번호 : 202408-184-B-RN, Received August 22, 2024; Revised September 13, 2024; Accepted September 29, 2024

1. 서 론

무선 네트워크에서의 단말 위치추정 문제는 무선 통신, 대상 추적 및 내비게이션 등 여러 응용 분야에서 중요성을 가지고 있어 많은 연구가 이루어져 왔다¹⁻². 특히 5G 네트워크에서는 사물 인터넷 및 차량 통신과 같은 원격 제어 상의 위치 정보 활용을 중요시하고 있다. 기존의 Global Navigation Satellite System (GNSS)를 활용하는 측위 기술은 실외에서 비교적 안정적으로 수행되는 것에 반해 실내에서 여전히 오차의 범위가 크게 나타난다^{3,4}. 따라서 GNSS 기반 측위 기술은 최근 서비스의 정확성, 속도 및 가용성에 대한 요구를 달성하지 못하는 어려움이 있으며⁵⁻⁷, GNSS를 활용하기 어려운 환경에서 이동 통신 기반의 측위 기술을 통해 한계를 극복하는 노력이 필요하다. 특히 열악한 무선 환경에 있거나 하드웨어의 한계로 인해 발생하는 정확도 성능 저하를 극복할 필요가 있다⁸.

그런 점에서 이동 통신 기반의 측위 기술 개발이 지난 수십년간의 연구를 통해 활발하게 이루어져 왔다. 기존 연구에서는 주로 수신 신호 강도(RSS: Received Signal Strength), 도착 방향(AOA: Angle Of Arrival), 도착 시간(TOA: Time Of Arrival), 시간 차이 도착(TDOA: Time Difference Of Arrival) 등의 지표를 통해 관심 대상인 단말의 위치를 파악한다. RSS 기반 기술은 수신 신호의 강도를 사용하여 기지국과 단말의 상대적 거리를 추정한다⁹⁻¹¹. 그러나 RSS의 측정은 경로 손실의 불확실성과 관련된 많은 문제에 영향을 받으며¹², RSS 측정에 대한 작은 오류는 추정 위치의 큰 오류로 이어질 수 있다. AOA 기반 기술은 도착 방향의 두 직선을 교차시켜 위치를 손쉽게 파악한다¹³⁻¹⁵. 그러나 수신기 센서 측에서 방향성 안테나 또는 안테나 어레이가 필요하며, 대상으로부터의 거리가 멀어질수록 추정 정확도가 감소되는 단점이 존재한다. 한편 TOA 및 TDOA 기반 기술은 단말과 여러 기지국 사이의 도달 시간 측정을 통해 수립한 비선형 방정식 집합을 해결하면서 높은 정밀도의 위치를 추정한다^{16,17}.

이동 통신 표준 차원에서도 이와 같은 측위 기술에 대한 고려가 이루어져 왔다. Long Term Evolution (LTE) 및 5G New RAT (NR) 시스템은 TOA 및 TDOA 기반의 측위 기술을 주로 고려하며 이를 위해 다운링크 신호인 Positioning Reference Signal(PRS)를 제공할 수 있다¹⁸. PRS는 다양한 신호 환경에서 높은 수준의 정확도로 위치를 추정하도록 설계되었다. 특히 상황에 맞게 다양한 패턴으로 PRS 전송이 가능하며, 이로 인해 주파수 대역의 부반송파를 폭넓게 활용할 수

있고 인접 기지국 간의 간섭을 효과적으로 피할 수 있다¹⁹⁻²⁰. 이러한 설계로 사업자들은 인접 기지국들이 서로 간섭을 미치지 않으면서 측위 서비스를 효율적으로 제공할 수 있다.

LTE 및 5G NR 표준에 PRS가 채택되면서 최근 이와 관련된 연구가 다양하게 진행되었다. 우선 PRS 설정 패턴과 서로 다른 부반송파 간격으로 위치 결정의 정확도에 미치는 영향을 시뮬레이션 수준에서 분석되었다²¹. Observed Time Difference of Arrival (OTDoA) 기반 위치 결정을 효율적으로 지원하기 위한 기지국 배치 연구가 이루어졌다²². 또한 실내 또는 밀집된 도시 환경에서 5G NR 기반의 측위 기술에 대한 연구가 이루어졌다²³. 이 과정에서 실제 적용 가능한 알고리즘이 제시되거나²⁴⁻²⁵ 시간 지연 문제 개선에 대한 해결 방안이 제시되었다²⁶.

이러한 기존 방식들은 샘플링된 신호를 기반으로 추정이 이루어지며, 샘플링 간격에 그 추정 정확도가 직접적인 영향을 받게 된다. OTDoA 기반의 위치 추정의 정확도는 결국 신호 도달 타이밍의 추정 정밀도에 의존하기 때문에 신호 도달 타이밍의 추정 오차를 최소화시키는 것이 중요하다²⁷. 반면, Internet of Thing (IoT) 디바이스와 같이 5G NR 시스템에서 타겟으로 하는 저복잡도 단말에 대해서는 신호 도달 타이밍의 추정 정확도를 높이는데 한계가 존재한다. 일반 5G 단말의 경우 고속의 샘플링 속도를 사용하여 타이밍의 추정 오차를 줄일 수 있다. 이와는 반대로, IoT 디바이스와 같은 저복잡도 단말의 경우 저복잡도 하드웨어의 한계로 인해 샘플링 속도를 제한적으로 높일 수 있으므로 타이밍의 추정 오차를 줄이는데 한계가 존재한다²⁸⁻³⁰.

또한 기존 연구에서는 PRS 설정 패턴이 실제 단말의 측위 정밀도에 미치는 영향을 신호 방사 환경에서 충분히 다루어지지 않았다. 따라서 실제 무선 환경에서 PRS 설정 패턴의 변화에 따른 TOA 추정 성능을 확인하여 OTDoA 기반의 측위 정확도 경향을 분석할 필요가 있다. 또한 5G 표준에서는 다양한 PRS 설정 패턴이 가능하기 때문에, 각 패턴에 따라 특정 신호 환경에서 TOA 추정 성능이 어떤 영향을 받는지를 확인할 필요가 있다. 이러한 분석을 기반으로 수신 신호 환경에 따라 최적의 TOA 추정 정확도를 얻는 기지국 자원 분배를 고안할 수 있다.

본 논문에서는 저속 샘플링 환경에서도 정확도가 높은 TOA 추정이 가능하도록 직교 위상 도달을 활용한 TOA 추정 기법을 제안한다. 또한 직교 위상 도달 기반 TOA 추정을 5G PRS를 기반으로 수행하였을 때 추정 정확도에 대해 다양한 PRS 설정 패턴 관점에서 분석한

다. 본 논문의 핵심 내용 및 의의에 대해 요약하자면 아래와 같다.

본 연구에서는 기존 방식에서 고려되지 않은 직교 위상 도달을 활용한 새로운 접근 방법을 제안한다. 이 접근 방법은 한 샘플 이내의 TOA에 해당하는 Residual TOA 개념을 새로 정의하여 활용한다. 이를 통해 샘플링 간격에 따라 TOA 정확도 한계가 결정되는 기존 연구의 한계점을 극복할 수 있다.

또한 본 연구는 5G 표준에서 제공하는 다양한 PRS 송신 패턴 조합이 측위 추정의 정확도에 미치는 영향을 고찰한다. 5G PRS 패턴을 결정하는 설정 파라미터를 정리하고 각각을 조절할 때 수신 측에서의 TOA 추정 정확도를 분석한다. 이를 통해 다양한 5G PRS 송신 패턴들의 수신 특성을 이해할 수 있으며, 서비스 지역의 신호 특성에 맞는 최적의 5G PRS 송신 패턴으로 설정 가능하다.

마지막으로 실제 신호가 방사되는 환경에서 제안 기법의 5G PRS를 대상으로 한 추정 성능을 검증하였다. 소프트웨어 모델 개념으로 제안 기법을 단말 상에서 구현하였으며, USRP를 활용하여 기지국의 5G PRS 신호를 송출하고 단말 수신신호를 샘플링하여 실제 시스템과 동등한 환경에서 TOA의 정확도를 측정하였다. 이를 통해 실제 신호 방사 환경에서의 실용적인 성능 수치를 제공하면서 유사한 시스템 구축 및 실험 과정 계획에

대한 참고가 될 수 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장에서 PRS 기반 측위 모델을 설명하고자 PRS 신호 모델과 프레임 구조에 대한 가정을 정립한다. 3장에서는 저속 샘플링 지원을 위해 Residual TOA 개념을 도입한 TOA 추정 알고리즘을 제안한다. 4장에서는 실제 신호 방사 환경에서 TOA 추정 실험을 수행하기 위한 테스트베드 환경을 설명하고 실험 결과 및 이에 대한 분석을 제공한다. 마지막으로 5장에서는 본 논문의 결론으로 마무리한다.

본 논문에서 사용하는 수학 기호를 다음과 같이 정의한다. '*'는 복소 켈레이며 $CN(\mu, \sigma^2)$ 는 평균 μ , 분산 σ^2 를 갖는 복소 정규 분포를 의미한다. ★는 컨볼루션이고 $\langle \cdot \rangle^N$ 은 N 모듈로 연산자를 의미한다. 또한, $FFT_N(\cdot)$ 와 $IFFT_N(\cdot)$ 는 각각

N -point 고속 푸리에 변환과 고속 푸리에 역변환 연산자를 의미한다. 본 논문에서 사용한 줄임말 표현은 표 1에 정리하였다.

II. 신호 및 측위 시스템 모델

본 장에서는 OFDM 기반의 5G PRS 송수신 신호 및 시스템 모델을 소개한다. 5G 표준에 의하면 m 번째 PRS 심볼인 $r(m)$ 은 아래 식에 의해 생성하는 것을 가정한다³¹⁾.

$$r(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2c(2m + 1)) \quad (1)$$

여기서 $c(n)$ 은 31차 Gold sequence 기반의 pseudo-random sequence이며, slot 및 OFDM 심볼 번호와 상위계층에서 부여한 PRS 시퀀스 ID인 $n_{ID,seq}^{PRS}$ 에 의해 결정된다. OFDM 프레임 구조와 관련하여, N_{symp}^{slot} 를 하나의 슬롯의 심볼 개수, $n_{s,f}^\mu \in \{0, \dots, N_{frame,\mu}^{slot} - 1\}$ 를 부반송파 간격 구성 μ 와 프레임당 슬롯 수 $N_{frame,\mu}^{slot}$ 에 따른 프레임 내 시간 슬롯 번호로 가정한다. 또한 한 슬롯 내에서 l 을 OFDM 심볼 번호로 가정한다.

생성된 PRS 시퀀스는 PRS configuration 관련 파라미터들을 기반으로 시간 및 주파수 축 무선 자원에 대응되면서 OFDM 변조가 이루어진다. 1번째 OFDM 심볼 내의 k 번째 부반송파 심볼을 $X[k, l]$ 라 정의하면, $r(m)$ 은 아래와 같이 대응된다.

표 1. 줄임말 설명
Table 1. Description of abbreviations.

Abbreviation	Description
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
PRS	Positioning Reference Signal
TOA	Time Of Arrival
ITOA	Integer Time Of Arrival
RTOA	Residual Time Of Arrival
AWGN	Additive White Gaussian Noise
ICI	Inter-Carrier Interference
USRP	Universal Software Radio Peripheral
LOS	Line Of Sight
PSD	Power Spectral Density
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
CFR	Channel Frequency Response
MSE	Mean Squared Error
SNR	Signal-to-Noise Ratio

$$X[k_m, l_m] = \beta_{PRS} r(m), m = 0, 1, \dots, N_{PRS} - 1 \quad (2)$$

여기서 β_{PRS} 는 심볼 당 PRS 전력이며, N_{PRS} 는 PRS 시퀀스의 길이이다.

수식 (2)의 k_m 및 l_m 은 PRS configuration 관련 파라미터인 $K_{comb}^{PRS}, L_{PRS}, l_{start}^{PRS}, k_{offset}^{PRS}$ 를 이용하여 아래와 같이 결정된다.

$$k_m = m K_{comb}^{PRS} + ((k_{offset}^{PRS} + k') \bmod K_{comb}^{PRS}) \quad (3a)$$

$$l_m = l_{start}^{PRS} + l_{start}^{PRS} + 1, \dots, l_{start}^{PRS} + L_{PRS} - 1 \quad (3b)$$

여기서 $L_{PRS} \in \{2, 4, 6, 12\}$ 은 PRS 전송에 사용되는 OFDM 심볼 수, l_{start}^{PRS} 는 슬롯 내에서 PRS 전송이 시작 되는 첫 번째 OFDM 심볼 번호, 그리고 $k_{offset}^{PRS} \in \{0, 1, \dots, K_{comb}^{PRS} - 1\}$ 은 PRS 심볼이 할당되기 시작되는 부반송파 오프셋, 그리고 $K_{comb}^{PRS} \in \{2, 4, 6, 12\}$ 는 PRS 심볼이 할당되는 부반송파 간격을 나타낸다. 또한 k' 의 값은 표 2에 의해 결정된다. 또한 표준에서 정의된 대로 $(L_{PRS}, K_{comb}^{PRS})$ 조합은 $\{2, 2\}, \{4, 2\}, \{6, 2\}, \{4, 4\}, \{12, 4\}, \{6, 6\}, \{12, 6\}$ 및 $\{12, 12\}$ 중 한 가지라고 가정한다.

그림 1의 붉은색 영역은 $l_{start}^{PRS} = 3, k_{offset}^{PRS} = 2$ 및 $(L_{PRS}, K_{comb}^{PRS})$ 이 (4, 4) 일 때 PRS 심볼 할당 예시를 보여준다. 각 OFDM 심볼 별로 서로 다른 부반송파를 시작으로 4개의 부반송파 간격으로 할당되는 것을 볼 수 있다. 그리고 시간 축으로 4개의 OFDM 심볼에 대해 PRS 심볼이 할당되는 것을 볼 수 있다.

PRS의 전반적인 송신전력은 β_{PRS} 및 자원 할당 관련 파라미터에 의해 결정된다. PRS 시퀀스 전체가 차지하는 에너지 크기를 E^{PRS} 라 정의할 때, 수식 (2) 기반으로 다음과 같이 표현될 수 있다.

표 2. PRS 부반송파 할당 패턴
Table 2. time-frequency PRS Mapping pattern

	Symbol number within the DL PRS resource 1											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
2	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
4	0	2	1	3	0	2	1	3	0	2	1	3
6	0	3	1	4	2	5	0	3	1	4	2	5
12	0	6	3	9	1	7	4	10	2	8	5	1

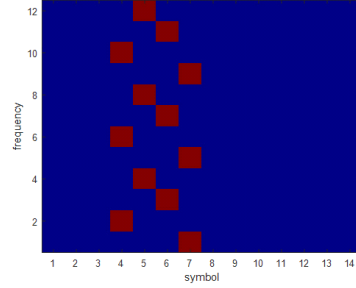


그림 1. PRS 할당 패턴 예시
Fig. 1. Example of PRS allocation Pattern

$$E^{PRS} = N_{PRS} \beta_{PRS}^2 = \frac{N_{SC} N_{RB}}{K_{comb}^{PRS}} \beta_{PRS}^2 \quad (4)$$

여기서 N_{SC} 는 1개의 자원 블록(Resource block)에 포함 된 부반송파 개수이고, N_{RB} 는 자원 블록 개수이다.

PRS 심볼의 자원 할당이 이루어진 후에 OFDM 변조를 통해 OFDM 심볼이 생성된다. N 을 OFDM 심볼에 대한 FFT 크기로 정의하고 l 번째 송신 심볼 벡터를 아래와 같이 정의하면,

$$x^{(l)} = [X[0, l] \dots X[N-1, l]]^T \quad (5)$$

l 번째 OFDM 심볼 벡터 $s^{(l)}$ 는 다음과 같이 생성된다.

$$s^{(l)} = IFFT_N(x^{(l)}) \quad (6)$$

여기서 $s^{(l)}$ 는 $x^{(l)}$ 에 대해 N -point IFFT를 적용한 결과이며 주파수 영역의 신호를 시간 영역으로 변환한다. 생성된 OFDM 심볼은 순차적으로 전송이 이루어지며, 무선 채널을 통해 단말에게 수신된다. 채널은 기본적으로 LOS 경로가 지배적인 환경을 가정하며, 이 경로에 의한 심볼 타이밍 오프셋을 ϵ , LOS 경로에 의한 채널 이득을 α 로 정의한다. 이때 LOS 경로에 대한 채널 임펄스 응답을 $h[n]$ 를 $\delta[n - \epsilon]$ 로 나타낼 수 있다. 이를 기반으로 수신된 l 번째 OFDM 심볼인 $y^{(l)}[n]$ 는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$y^{(l)}[n] = s^{(l)}[n] \star \alpha \delta[n - \epsilon] + w^{(l)}[n] \quad (7)$$

$w^{(l)}[n]$ 는 l 번째 OFDM 심볼에 대한 채널 잡음이다. 채널 주파수 응답을 $H[k]$, l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파에 대한 수신 심볼을 $Y[k, l]$ 로 정의하면 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Y[k,l] &= H[k]X[k,l] + W[k,l] \\
 &= X[k,l]\alpha e^{-j2\pi \Delta f k \epsilon} + W[k,l]
 \end{aligned}
 \tag{8}$$

여기서 Δf 는 부반송파 주파수 간격, $W[k,l]$ 은 l 번째 OFDM 심볼 내 k 번째 부반송파에 대한 AWGN 채널 잡음이며, $W[k,l] \sim N(0, \sigma^2)$ 를 만족한다. 수식 (8)을 통해 채널에 의한 시간 지연이 수신 심볼의 위상 천이로 이어지는 것을 볼 수 있다. 즉, 추정된 TOA의 오차에 비례하여 부반송파의 심볼에 대한 위상 천이가 발생한다.

2.1 Integer TOA 추정 기법

본 연구에서는 기존 TOA 추정 기법으로 correlation 기반의 ITOA 추정 기법을 가정한다. 기지국에서 전송된 PRS를 수신하면 단말 측에서는 TOA 추정을 위해 PRS 송신 신호와 auto correlation을 수행하고 이를 통해 획득한 타이밍 오프셋을 TOA로 간주한다. 여기서의 타이밍 오프셋을 \hat{t} 으로 정의하면 ITOA 추정 알고리즘은 아래 수식과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{t} = \arg \max_{t \in \Delta} (C[t]) \tag{9a}$$

$$C[t] = \left| \sum_{k=0}^{N-1} y^{(l)}[t+k] \cdot x^{(l)*}[k] \right| \tag{9b}$$

여기서, $\Delta = \{0, 1, \dots, M-N-1\}$ 이며, M 은 수신 신호의 샘플 개수이다.

여기서 획득된 \hat{t} 는 샘플 단위의 시간에 해당하므로 ITOA라고 볼 수 있다. 한편 ITOA 기반의 위치 추정은 샘플링 주기보다 작은 심볼 타이밍 오프셋 부분은 반영하지 못한다. ITOA가 가질 수 있는 오차는 최대 샘플링 주기에 해당하는 거리이며, 이를 Δd_{\max} 라 정의하면 아래와 같이 수학적으로 나타낼 수 있다.

$$\Delta d_{\max} = c \times T_s \tag{10}$$

여기서 c 는 빛의 속도, T_s 는 샘플링 주기이다. 따라서 저속으로 샘플링 시 큰 샘플 주기로 인해 Δd_{\max} 가 더 커지게 된다. 예를 들어, 30MHz로 샘플링하는 경우 Δd_{\max} 는 약 10m가 되므로 ITOA는 최대 10m 수준의 거리 오차를 초래한다고 볼 수 있다.

III. 직교 위상 도달 기반 TOA 추정 기법

본 논문에서 제안하는 TOA 추정 알고리즘은 샘플링 속도에 정확도가 영향을 받지 않도록 잔여 도달시간 차를 추가적으로 추정하는 것을 특징으로 한다. 이는 OFDM의 서로 직교하는 부반송파들 간의 위상 천이 차이를 활용한다. 이를 통해 정수 단위 뿐만 아니라 소수점 단위의 샘플 인덱스로 TOA 추정이 가능해지고 측위의 정확도가 궁극적으로 높아진다.

제안 기법은 전반적으로 그림 2에 나타난 순서도로 진행된다. 기존 방식에 의해 추정된 ITOA와 실제 TOA 간의 차이를 RTOA로 정의하며, 이를 채널의 주파수 축 위상 천이를 통해 추정한다. 단말은 수신 신호에 대한 동기화를 마친 상태에서 기존 방식대로 ITOA를 correlation 기반으로 획득한다. 그 이후에 FFT를 통해 수신 신호를 주파수 영역의 신호로 변환하고, zero-forcing 기반으로 채널을 추정한다. 그리고 이 채널을 이용 해서 RTOA를 계산한다.

주파수 영역의 신호로 변환하는 과정에서 채널의 시간 지연 ϵ 은 $-2\pi \epsilon f$ 만큼의 추가적인 위상천이를 발생시킨다. 이 위상 천이는 부반송파의 주파수에 비례하며, 추정된 채널의 위상에 대한 기울기를 통해 역으로 RTOA를 결정할 수 있다. 그리고 여기서 획득한 RTOA를 ITOA와 결합해 최종적으로 한 샘플 이내의 정확도를 가지는 TOA를 구성할 수 있다.

5G의 경우, K_{comb}^{PRS} 개 간격으로 부반송파에 PRS가 할당될 때 인접 PRS 심볼들의 위상 천이의 차이를 $\Delta\theta$ 라 정의한다. 위 그림 3은 OFDM 그리드 상에서 파란색으로 표시된 PRS 부반송파와 선택한 부반송파 간격을 도식화했다. 위상 변이를 기반으로 RTOA를 계산하기 위

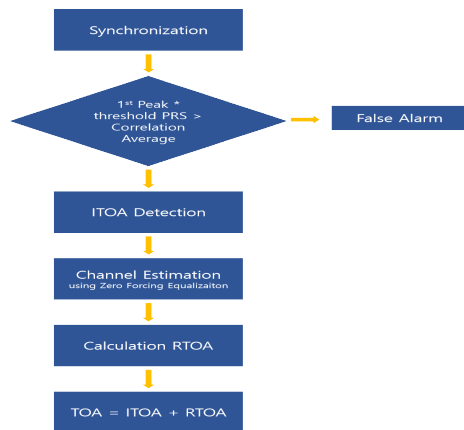


그림 2. 알고리즘 흐름도
Fig. 2. Flow chart



그림 3. PRS 부반송과 선택 도식화
Fig. 3. Case of selected PRS subcarrier

해 필요한 부반송과 선택 과정이다. 가장 인접한 두 PRS 부반송파를 선택한 위상 변이 수식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\Delta\theta &= \{-2\pi\epsilon f_{SCS}(k + K_{comb}^{PRS})\} - \{-2\pi\epsilon f_{SCS}k\} \\ &= -2\pi f_{SCS}K_{comb}^{PRS}\epsilon\end{aligned}\quad (11)$$

여기서 f_{SCS} 는 subcarrier spacing, k 는 부반송파 번호이다. 수식 (11)를 기반으로 ϵ 를 구해보면 다음과 같다.

$$\epsilon = \frac{\Delta\theta}{-2\pi f_{SCS}K_{comb}^{PRS}}\quad (12)$$

그리고 샘플 단위의 RTOA로 환산하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned}\epsilon &= -\frac{\Delta\theta}{2\pi f_{SCS}K_{comb}^{PRS}} \cdot \frac{1}{T_s} [sample] \\ &= -\frac{N_{FFT}\Delta\theta}{2\pi K_{comb}^{PRS}} [sample] \\ &= -\frac{N_{FFT}}{2\pi} k_{slope} [sample]\end{aligned}\quad (13)$$

여기서 $k_{slope} = \frac{\Delta\theta}{K_{comb}^{PRS}}$ 이며, 부반송파 번호에 따른 채널 phase의 변화율이고 N_{FFT} 는 FFT 크기이다. 수식 (8)을 기반으로 수신된 시퀀스 중 PRS 심볼을 통해 채널을 추정하여 RTOA를 구할 수 있다.

k_{slope} 에 대한 저복잡도 계산 및 잡음 효과의 최소화를 위해서 추정된 전체 채널을 절반으로 나누어 계산을 진행한다. 이를 위해 서로 다른 두 지점의 평균 채널인 H_{LOW} 와 H_{HIGH} 를 아래와 같이 정의한다. H_{LOW} 와 H_{HIGH} 모두 AWGN 잡음 성분을 포함하고 있으나, 평균화를 통해 노이즈의 기댓값이 0에 수렴하므로 계산에서 노이즈 항은 생략할 수 있다. 예를 들어, $N_{PRS}/2$ 개의 부반송파로 평균화한 채널의 잡음 분포는 $\mathcal{N}(0, \frac{\sigma^2}{N_{PRS}/2})$ 를 만족한다.

$$\begin{aligned}H_{LOW} &= |H_{LOW}| e^{i\theta_i} \\ &= \frac{1}{\frac{N_{PRS}}{2}} \sum_{f=0}^{\frac{N_{PRS}}{2}-1} H[f] = \frac{1}{2} \frac{N_{PRS}-1}{2}\end{aligned}\quad (14a)$$

$$\begin{aligned}H_{HIGH} &= |H_{HIGH}| e^{i\theta_j} \\ &= \frac{1}{\frac{N_{PRS}}{2}} \sum_{f=\frac{N_{PRS}}{2}}^{N_{PRS}-1} H[f] = \frac{3}{2} \frac{N_{PRS}-1}{2}\end{aligned}\quad (14b)$$

$$H_{HIGH} - H_{LOW} = \frac{N_{PRS}}{2}\quad (15)$$

그리고 평균화를 통해 안정적인 RTOA를 연산한 두 평균값 H_{LOW} 와 H_{HIGH} 에 대한 phase 차이를 활용하여 $\angle(H_{HIGH}H_{LOW}^*) = \theta_j - \theta_i = \Delta\theta$ 이고 $k_{slope} = \frac{\angle(H_{HIGH}H_{LOW}^*)}{N_{PRS}}$ 로 계산할 수 있으므로 수식 (13)은 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\epsilon = -\frac{N_{FFT}}{2\pi} \frac{\angle(H_{HIGH}H_{LOW}^*)}{N} [sample]\quad (16)$$

이후 TOA를 ITOA와 RTOA의 합을 통해 소수점 단위로 계산한다.

위의 알고리즘을 Pseudo code로 정리하면 그림 4와 같다. 이 알고리즘은 먼저 수신된 PRS 신호에 대해 cor-

Algorithm 1 TOA Calculation using PRS Signals with Channel Estimation

```

1: Input:  $y[n]$  (Received PRS signal),  $x[n]$  (Transmitted PRS signal),  $N_{FFT}$ ,  $K_{comb}^{PRS}$ ,  $N$  (PRS subcarrier)
2: Output: TOA
3: procedure CALCULATE_TOA
4:   1. Perform correlation to calculate Integer TOA (ITOA):
5:   Compute the correlation function:  $C[t] = \sum_{k=0}^{N-1} Y^{(t)}[t+k] \cdot X^{(t)*}[k]$ 
6:   The Integer TOA (ITOA) :  $\hat{t} = \arg \max_t (C[t])$ 
7:   2. Perform IFFT to obtain frequency domain signal:
8:   Compute the Inverse FFT (IFFT) of signals:
9:    $Y[k] = \text{IFFT}_{N_{FFT}}(y[n])$ 
10:   $X[k] = \text{IFFT}_{N_{FFT}}(x[n])$ 
11:  3. Estimate channel response:
12:  Estimate the channel response  $H[k]$  using Zero-Forcing equalization:
13:   $H[k] = \frac{Y[k]}{X[k]} = Y[f]X^*[f]$ , for PRS subcarriers
14:  4. Calculate Residual TOA (RTOA):
15:  4.1 Calculate the phase difference:  $\Delta\theta = \angle H_{HIGH} - \angle H_{LOW}$ 
16:  4.2 Calculate the channel slope:  $\kappa = \frac{\Delta\theta}{N}$ 
17:  4.3 Calculate Residual TOA:  $\epsilon = \frac{N_{FFT}\kappa}{2\pi MK_{comb}^{PRS}}$ 
18:     where  $MK_{comb}^{PRS}$  is the spacing of the selected PRS subcarriers.
19:  5. Calculate Final TOA:
20:   $TOA = ITOA + RTOA$ 
21:  6. Return Final TOA:
22:  return TOA
23: end procedure
    
```

그림 4. 알고리즘 의사코드
Fig. 4. Pseudo code

relation을 수행하여 ITOA를 계산한다. 이후 ITOA를 기준으로 FFT를 적용하여 주파수 영역에서 수신된 PRS 신호를 획득한다. 획득된 PRS 심볼을 바탕으로 각 부반송파에 대한 채널 응답을 추정하고, 추정된 채널의 위상 천이를 이용해 채널의 기울기를 도출한다. 이는 수식 (14a) 및 (14b)의 방식에 따라 처리된다. 도출된 채널 기울기를 바탕으로 수식 (16)을 통해 RTOA를 계산하며, 최종적으로 TOA는 ITOA와 RTOA의 합으로 계산하여 더 정밀하게 추정한다.

제안 기법에서 직교하는 부반송파의 위상을 이용하여 RTOA를 추정하고 있으며, 이를 통해 저복잡도의 샘플링 환경에서도 해상도가 높은 측위가 가능하다. 기존 기술 개념의 ITOA와 더불어 제안 기법은 OFDM 처리 과정에서 파생되는 채널 위상의 기울기를 통해 TOA의 잔여값을 계산한다. 다시 말해서, 직교 위상 개념을 이용한 주파수 축 심볼 처리를 통해 시간 축 상에서 한 샘플 이내의 TOA 오차를 극복할 수 있다. 이를 통해 추정된 최종 TOA 값은 샘플링 속도에 영향을 받지 않고 측위의 정밀도를 높일 수 있는 장점을 가진다. 이는 고성능의 샘플링 기능이 없는 저복잡도 단말에서도 이동 통신 신호를 기반으로 한 정밀한 측위를 가능하게 하는 요소로 작용할 수 있다.

IV. 5G PRS 기반 직교 위상 도달 기반 TOA 추정 기법의 성능 검증

앞장에서 제안한 직교 위상 기반 RTOA 추정 알고리즘을 소프트웨어 모뎀에 구현한 후 테스트베드 시스템 상에서 구현을 진행하였다. 테스트베드 시스템은 그림 5에 나타난 바와 같이 5G PRS 기반의 기지국 측 송신 코드와 단말 측 수신 코드가 독립적으로 구동된다. 기지국과 단말 각각 USRP B210에 연결되어 실제 신호를 송수신하며, 신호 감쇄기를 통해 PRS 신호의 수신 크기를 제어할 수 있다. 기저대역 신호 처리는 리눅스 PC 상의 소프트웨어 모뎀을 통해 수행된다.

본 실험에서는 그림 6과 같이 국내 상용 5G와 동일한 프레임 구조를 가정하였다. 10ms 길이의 1개의 프레임은 시간 영역에서 20개의 슬롯으로 나뉘어지며, 각 슬롯은 14 OFDM 심볼로 구성된다. 기지국은 0번 슬롯에 프리엠블을, 1번 슬롯에 PRS를 송신하도록 정의하였다. 단말은 프리엠블을 통해 기본 수준의 시간/주파수 오프셋을 보정한 후에 PRS를 처리한다. 이로 인해 동기 오차로 인해 발생하는 직교 위상에 대한 왜곡을 최소화하면서 TOA를 추정하도록 하였다.

표 3는 테스트베드에서 활용하는 세부적인 파라미터



그림 5. 실험을 위한 USRP 안테나 연결
Fig. 5. USRP antenna connection port for PRS

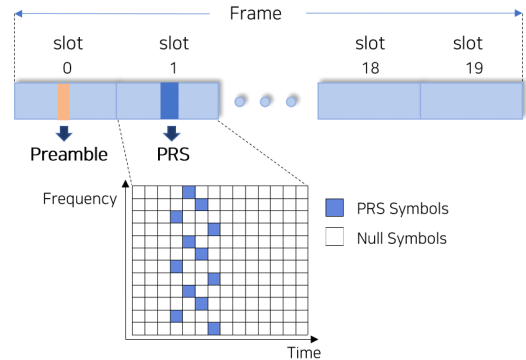


그림 6. 프레임 구조
Fig. 6. Frame structure

표 3. 시뮬레이션 파라미터
Table 3. Simulation parameter

Modulation scheme	QPSK
FFT size	1024
Subcarrier spacing	30kHz
Sampling rate	30MHz
Center frequency	3.3GHz
Preamble sequence	M-sequence
PRS sequence	Gold-sequence
SNR range	0dB~30dB

를 요약해서 보여주고 있다. 5G에서의 PRS에 맞도록 QPSK 변조 방식을 사용하였으며, 부반송파 간격은 국내 상용 5G에서 주로 활용되는 30kHz로 설정하였다. 샘플링 속도는 본 연구의 목적성을 고려하여 LTE 수준 이하 저속해에 해당하는 30MHz로 설정하였다. 중심 주파수는 상용에서 활용하는 대역과 유사한 FR1의 3.3GHz로 설정하였다. 실험 과정에서 상용 신호에 의한 간섭을 최소화하기 위해서 중심 주파수가 상용과 다르게 설정하였다. 프리엠블 및 PRS 수열은 5G에서 활용되는 M-sequence와 gold sequence를 그대로 사용하였다.

RTOA 추정 성능 분석을 위해서 주파수 영역상에서의 PRS 자원 할당 패턴을 다양하게 설정하여 실험을 진행하였다. 이를 위해서 표준에서 제공하는 PRS configuration 파라미터를 기준으로 PRS 심볼에 대한 자원 할당을 고려하였다. 수식 (4)에서의 K_{comb}^{PRS} 와 N_{RB} 값을 가변으로 하여 OFDM 심볼 당 할당되는 PRS 심볼 개수 N_{PRS} 와 단위 대역폭 당 PRS 심볼의 밀도를 조절하였다. 이와 더불어 한 PRS 심볼 당 에너지 조절을 통해 송신 전력 할당을 다르게 하면서 실험을 진행하였다. 즉, PRS configuration 파라미터 조절과 함께 수식 (2)의 β_{PRS} 값을 가변으로 하면서 각 부반송파의 에너지 크기를 조절하면서 제안 기법의 성능을 관찰하였다. TOA 추정의 MSE 계산 과정에서는 수신단에서 측정된 TOA의 평균을 참값으로 정의하고 순시적인 TOA 추정값과의 차이를 오차로 계산하였다.

4.1 직교 위상 도달 기반 TOA 추정 기능 검증

우선 제안 기법의 RTOA 추정에 대한 기능적 동작 여부를 확인하였다. 단말 측 USRP에서 샘플링한 기저대역 신호 데이터를 MATLAB에 불러와서 제안된 RTOA 추정 알고리즘을 수행하였다. 여기서는 2장에서 가정한 동기화 및 채널 추정 알고리즘을 통해 획득한 주파수축에서 송신 PRS 신호의 수신 신호의 전력 스펙트럼 밀도와 CFR의 위상을 확인해보았다. 즉, 수식 (9a) 및 (9b)을 기반으로 프리앰블을 검출하면서 획득한 심볼 타이밍 오프셋을 기준으로 수식 (7) 및 (8)으로 수신 PRS 심볼 처리를 수행하였다.

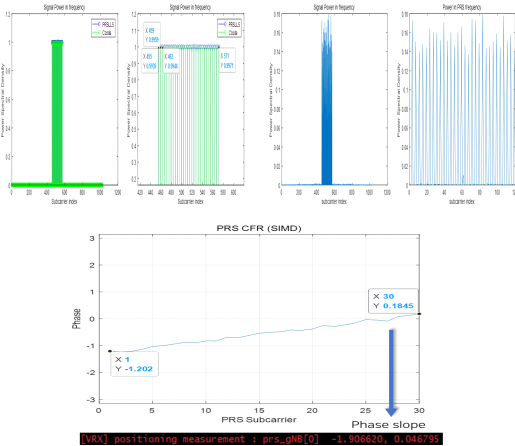


그림 7. 기저국 단말 전력 스펙트럼 밀도 및 수신 채널 위상(왼: 기저국, 오: 단말, 아래: 채널 위상)
Fig. 7. Power spectral density of the base station and user equipment (Left: base station, Right: user, Lower: CFR)

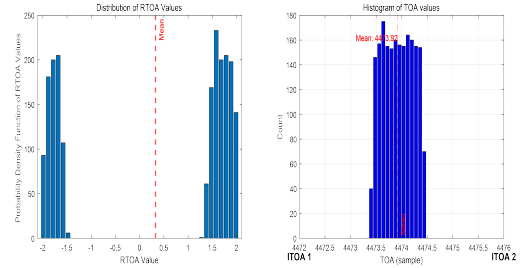


그림 8. RTOA 및 추정 TOA 분포
Fig. 8. Distribution of received RTOA and TOA

그림 7에서 나타난 것처럼, 그림 1의 주어진 PRS 채널 설정대로 30개의 송신 PRS 부반송파에 대한 수신 전력이 높게 관찰되는 것을 확인하였다. 그리고 이 부반송파들을 기준으로 CFR의 위상을 계산하였을 때, 그림 7에 나타난 것처럼, 선형 형태로 나타나는 것을 확인하였다. 이에 대한 기울기는 0.0467이며, 이에 해당하는 RTOA는 -1.9066 샘플이다. 이때 ITOA가 4476 샘플이므로 RTOA까지 고려하면 최종 TOA는 4474.0934 샘플이 된다.

그림 8은 반복적으로 측정된 RTOA ϵ 값의 분포와 ITOA \hat{t} 및 RTOA ϵ 를 종합적으로 고려하여 추정된 TOA t 값의 분포를 나타낸 히스토그램이다. 음수 범위의 RTOA는 ITOA가 실제 TOA보다 큰 경우를, 양수 범위의 RTOA는 ITOA가 실제 TOA보다 작은 경우를 의미한다. 제안된 직교 위상 천이 보상 기법을 통해 RTOA의 절댓값이 한 샘플을 초과하지 않는 것을 볼 수 있다. 이는 제안된 직교 위상 천이 보상 기법이 한 샘플 이내의 TOA 오차를 정확하게 계산하는 것을 의미한다. 또한, 이를 통해 본 연구의 목표인 저속 샘플링 환경에서의 측위 정밀도 개선이 직교 위상을 통해 달성 가능함을 유추할 수 있다. 또한 추정된 ITOA 값이 4472 혹은 4476인 반면, RTOA를 통해 최종적으로 보정된 TOA 값은 4473.4에서 4474.4 사이로 나오면서 한 샘플 이하의 오차를 가지는 것으로 볼 수 있다. 이와 같은 비교를 통해서도 저속 샘플링 환경에서 제안 기법이 기존 대비 더 정확한 TOA를 얻을 수 있는 것을 볼 수 있다.

4.2 직교 위상 도달 기반 TOA 추정의 성능 분석

우선 자원 블록 개수의 변화에 따른 TOA 추정 성능을 비교하였다. 그림 9은 다양한 N_{RB} 값에 대한 SNR 대비 MSE 성능 결과를 나타낸다. 여기서 모든 경우 $K_{comb}^{PRS}=6$, $L_{PRS}=6$ 및 $k_{offset}^{PRS}=0$ 으로 동일하게 설정되었다. 자원 블록 개수의 변화에 따른 TOA 추정 성능을

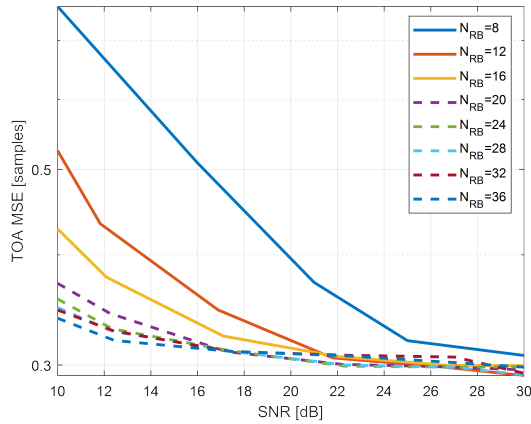


그림 9. 자원 블록 변화에 따른 SNR 대비 MSE
Fig. 9. Impact of Resource block changes on SNR versus MSE

비교하였다. 특히 SNR이 20dB 이상인 경우로 신호 강도가 충분할 때, AWGN의 영향이 N_{RB} 가 8인 경우를 제외한 모든 설정에서 최소화되어 MSE가 약 0.3 이하 수준으로 유지되었다. 이 오차는 수식 (10)을 기반해 실제 거리 오차로 환산했을 때 약 80cm에 해당한다. 이러한 오차 범위는 본 연구에서 제안한 알고리즘 성능의 한계로서, 기존 연구에서 제시된 실내나 밀집된 도시 환경에서의 고정밀 측위 성능 목표인 1m 이내를 충족한다³²⁾.

또한 여기서 N_{RB} 가 증가할수록 MSE가 감소하는 경향이 보인다. 자원 블록 개수가 증가함에 따라 PRS 전송에 사용되는 부반송파의 개수도 증가하고, 이를 활용한 수신측 제안 기법의 평균 처리에 의한 노이즈 감쇄 효과가 더욱 커지는 것을 유추할 수 있다. 이때, AWGN이 본 연구에서 TOA추정에 미치는 영향은 SNR이 충분히 높은 경우 무시할 수 있을 정도로 작다. 그러나 SNR이 낮아지면 이러한 잡음이 TOA 추정 정확도에 미치는 영향이 비교적 더 두드러지게 나타날 수 있으며, 이로 인해 성능이 비선형적인 양상을 띈다.

한편 N_{RB} 가 24 이상인 경우 모든 SNR 영역에서 자원 블록 증가에 따른 MSE의 개선이 보이지 않고 TOA 추정의 안정성이 유사한 수준임을 알 수 있다. 이는 5G 표준에서 TOA 추정의 안정성을 위해 24개 이상의 자원 블록 사용을 권고하는 것을 뒷받침한다³²⁾.

그림 10은 PRS의 부반송파 할당 패턴에 따른 SNR 대비 MSE 성능을 비교한 것이다. case A는 30개의 자원 블록을, case B는 5개의 자원 블록을 사용하였으며 각 case별로 부반송파 간격을 5G 표준에 정의된 패턴을 기반으로 설정하였다. 또한 각 case에서 총 PRS 심볼

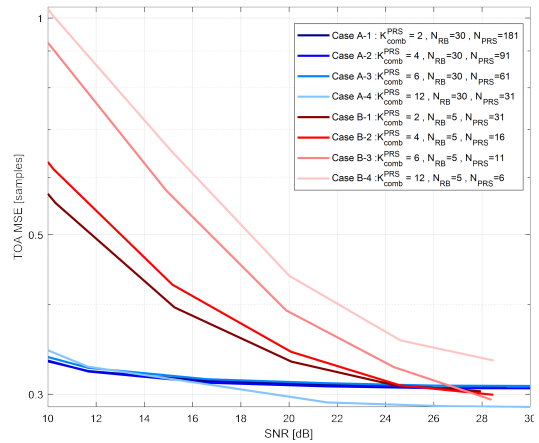


그림 10. PRS 부반송파 개수 변화에 따른 SNR 대비 MSE
Fig. 10. SNR versus MSE based on PRS subcarrier count change

길이는 동일하게 설정하였다.

우선 case A의 4가지 경우 모두, 충분한 PRS 심볼 사용으로 인한 노이즈 감쇄 효과로 비교적 낮은 수준의 MSE가 확인된다. 반면, case B는 노이즈 감쇄 효과가 충분하지 못한 환경이며, 이로 인해 K_{comb}^{PRS} 에 따라 두드러진 성능 차이를 확인할 수 있다. 여기서 우리는 충분한 개수의 자원 블록을 PRS에 할당하면 TOA 추정 성능이 K_{comb}^{PRS} 에 큰 영향을 받지 않으며, 이 경우 PRS가 할당되는 부반송파 간격을 좁게 설정할 필요가 없음을 시사한다. 즉, 자원 블록 할당을 많이 하게 되면 K_{comb}^{PRS} 를 크게 설정하여 한 자원 블록에 할당되는 PRS 개수를 적게 가져가는 것이 자원 관리 측면에서 유리하다.

반면 case B의 경우, case B-1과 같이 부반송파 간격이 좁을수록 MSE가 낮은 수준으로 나오며, case B-4와 같이 간격이 넓어질수록 MSE가 높은 수준이 나오는 경향을 보인다. 이는 PRS가 할당된 부반송파 개수가 24개 이하로 충분하지 못하여 그로 인한 노이즈 감쇄 효과가 MSE 성능으로 이어지게 된다. 결론적으로 K_{comb}^{PRS} 가 작을수록 TOA 추정 성능이 좋아지는 경향을 확인할 수 있다. 따라서 적은 자원 블록을 사용하는 경우 K_{comb}^{PRS} 를 낮게 설정하여 한 자원 블록에 할당되는 PRS 개수가 많아지도록 하는 것이 측위 정확도 측면에서 유리하다.

한편, 그림 11은 PRS 부반송파 개수를 30개로 고정하고 자원 블록 개수와 K_{comb}^{PRS} 변화에 대한 SNR 대비 MSE 성능 결과를 나타낸다. 이 결과를 통해 PRS 부반송파 개수가 충분히 크더라도 할당 패턴에 따라 TOA

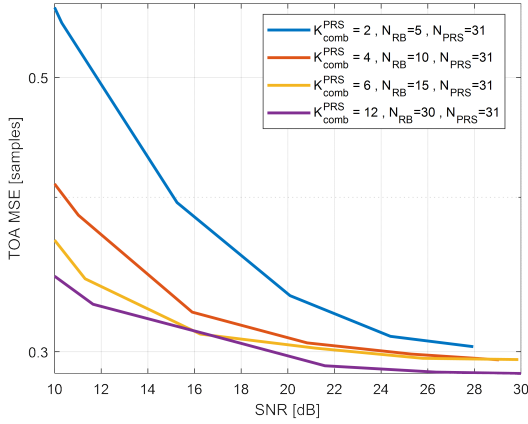


그림 11. PRS 부반송파 간격 변화에 따른 SNR 대비 MSE
Fig. 11. MSE versus SNR with PRS subcarrier interval variation

추정 성능이 다르게 나오는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 10의 case B와는 반대로, 네 가지 경우 모두 K_{comb}^{PRS} 가 증가함에 따라 MSE가 감소하고 있으므로 부반송파 간격이 좁을수록 TOA 추정 성능이 열화하는 것을 알 수 있다. 이는 부반송파 간격이 좁은 경우 TOA 추정 과정에서 ICI에 대한 영향을 받는 것을 유추할 수 있다. 따라서 부반송파 간격을 좁은 패턴으로 설정하는 것이 항상 최선이 아니며, 상황에 맞는 최적의 설정이 필요하다. 예를 들어, 데이터 트래픽이 적고 무선 자원이 넉넉한 경우, 충분한 자원블록을 PRS 할당에 활용하면서 부반송파 간격을 넓게 설정하여 ICI의 영향력을 최소화할 수 있다. 반면, 데이터 트래픽이 많은 경우에는 자원블록을 PRS에 적게 할당하면서 부반송파 간격을 좁혀서 측위 정확도를 충분히 확보하는 것이 필요하다.

그리고 실험을 통해 각 부반송파에 대한 에너지 할당이 MSE 정확도에 주는 영향을 확인하였다. 그림 12은 PRS 할당 패턴을 $K_{comb}^{PRS}=6$, $L_{PRS}=12$ 로 동일하게 유지하되, 각 PRS 부반송파에 할당되는 에너지 β_{PRS} 를 증가시키면서 SNR 대비 MSE 성능을 관찰한 결과이다. 여기서 β_{PRS1} 은 500, β_{PRS2} 는 1000, β_{PRS3} 는 1500, 그리고 β_{PRS4} 는 2000이다. 우선 β_{PRS} 를 β_{PRS1} 에서 β_{PRS4} 로 증가시키면 동일 SNR 대비 MSE가 개선되는 것을 확인할 수 있다. 이는 PRS가 할당된 부반송파별 에너지가 증가함에 따라 PRS 시퀀스 전체의 에너지인 E^{PRS} 가 증가하기 때문이다. 이를 통해 PRS 시퀀스 전체의 에너지 증가에 따른 성능 향상이 명확히 확인된다.

그러나 E^{PRS} 가 어느 수준 이상 증가하면 MSE 성능이 포화되어 개선량이 없어지는 것이 관찰된다. 이러한

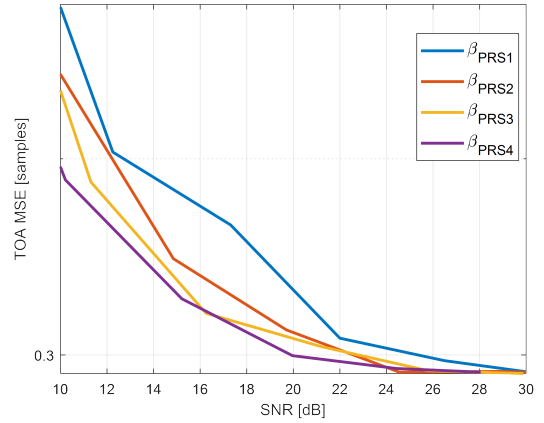


그림 12. 부반송파 할당 에너지 변화에 따른 SNR 대비 MSE
Fig. 12. Effects of energy per one subcarrier changes

결과는 단순히 PRS 시퀀스 전체의 에너지를 증가시키는 것만으로는 측위 정확도를 높이는 데 한계가 있으며, MSE 성능 개선을 최대한으로 얻기 위해 효율적인 수준으로 에너지 할당이 이루어져야 함을 보여준다.

이어서 실험을 통해 PRS 시퀀스 전체 에너지 E_{PRS} 를 일정하게 유지하면서 PRS 자원 할당 패턴 변화 요소로 자원 블록 수 및 부반송파별 에너지에 따른 MSE 성능을 확인하였다. PRS 심볼이 할당된 부반송파의 에너지는 균일하게 할당하면서 PRS 패턴에 따라 N_{PRS} 와 β_{PRS} 가 다르게 설정되었다. 즉 일정한 E_{PRS} 에서 PRS의 부반송파에 할당되는 상대적인 전력 β_{PRS} 은 N_{PRS} 에 반비례하고 K_{comb}^{PRS} 에 비례하는 관계를 가진다.

그림 14는 $L_{PRS}=12$, $K_{comb}^{PRS}=4$ 로 시간-주파수축 자원 구성을 동일하게 설정하면서 N_{RB} 를 10, 20 및 30으로 설정하였을 때의 결과들을 표현하였다. 여기서 PRS 개수와 각 부반송파의 에너지를 나타내는 전력 스펙트럼 밀도는 그림 13에 나타난 대로 N_{PRS} 에 반비례하도록 설정되었다. SNR이 15dB 이상에서는 자원 블록 10개의 경우에도 비교적 MSE가 낮은 수준인 반면, SNR이 15dB 이하에서는 자원 블록 30개의 경우가 상대적으로 MSE 성능 열화가 적은 것을 확인할 수 있다. 따라서 SNR이 15dB 이상이 되는 도심 지역의 상황에서는 자원 블록을 적게 사용하면서 각 부반송파의 에너지 β_{PRS} 를 적당한 수준으로 설정하는 것이 유리하다고 볼 수 있다. 이를 통해 PRS에 대한 불필요한 자원할당을 줄여서 무선자원의 효율성을 높임과 동시에 단말의 신호 처리 부담을 줄이는 이점을 얻을 수 있다. 반면 교외 지역과 같이 SNR이 15dB 이하인 상황에서는 자원 블록을

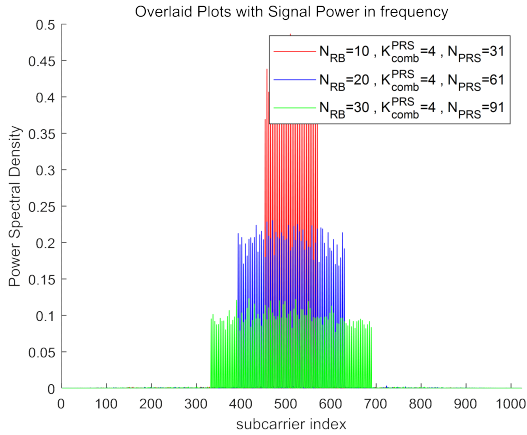


그림 13. 그림 14의 전력 스펙트럼 밀도
Fig. 13. power spectral density of Fig 14

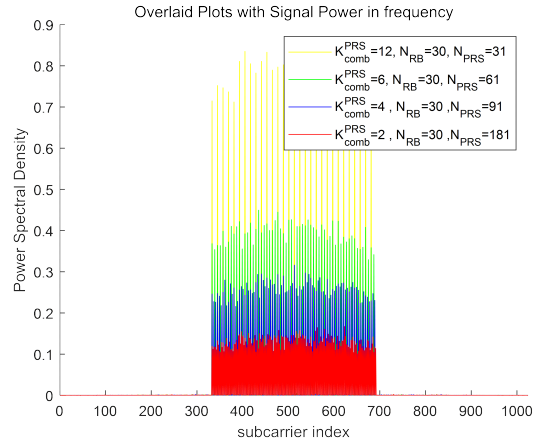


그림 15. 그림 16의 전력 스펙트럼 밀도
Fig. 15. Power spectral density of Fig 16

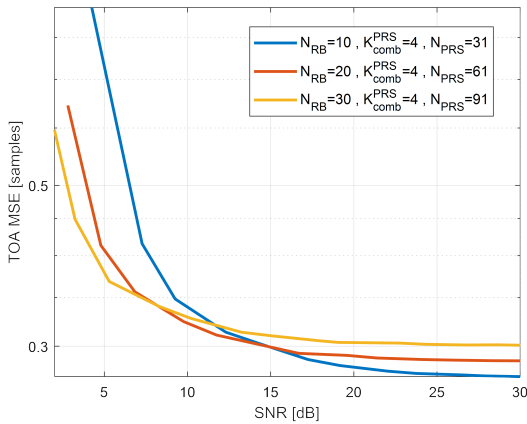


그림 14. PRS pattern 변화에 따른 SNR 대비 MSE 1
Fig. 14. MSE versus SNR curve based on PRS pattern variation

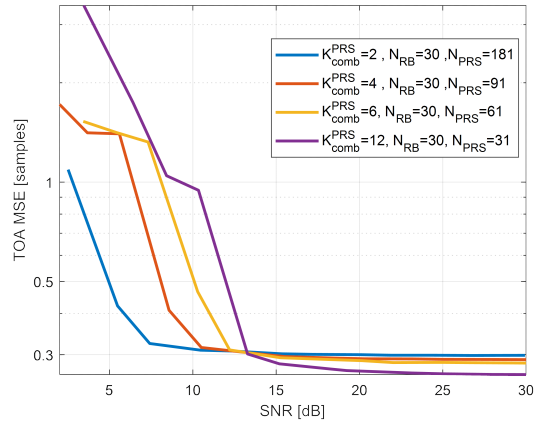


그림 16. PRS pattern 변화에 따른 SNR 대비 MSE 2
Fig. 16. MSE versus SNR curve based on PRS pattern variation

많이 할당하여 PRS 개수를 늘리면서 각 부반송파 에너지를 작게 설정하는 것이 유리하다.

그림 16은 $L_{PRS}=12$, $N_{RB}=30$ 로 설정하면서 K_{comb}^{PRS} 를 12, 6, 4, 2로 바꿨을 때 SNR 대비 MSE 성능을 대조적으로 보여준다. 그림 15에 나타난 PSD처럼 본 실험에서는 K_{comb}^{PRS} 가 작아질수록 N_{PRS} 가 커지면서 부반송파별 에너지가 작아지는 형태가 된다. SNR이 15dB 이상 범위를 보면, K_{comb}^{PRS} 이 클수록 MSE의 수렴 값이 낮게 나타나면서 TOA 추정이 더 안정적으로 이루어지는 것을 확인할 수 있다. 이는 신호 세기가 좋은 상태에서는 노이즈 감쇄 효과 없이도 부반송파 에너지가 충분히 크므로 K_{comb}^{PRS} 가 크고 N_{PRS} 가 작은 경우에도 안정적인 수신 처리가 가능하기 때문이다. 반면 SNR이

15dB보다 낮은 범위에서는 K_{comb}^{PRS} 이 클수록 비교적 높은 SNR에서도 MSE가 급격히 상승하는 것을 볼 수 있다. 그와 반대로 K_{comb}^{PRS} 가 작을수록 높은 SNR 환경에서는 MSE 성능이 상대적으로 떨어지는 반면 낮은 SNR 환경에서는 오히려 MSE 성능이 안정적인 것을 확인할 수 있다. 이는 신호가 좋지 않은 환경에서는 노이즈 감쇄 효과가 MSE 성능에 큰 영향을 주기 때문에 K_{comb}^{PRS} 가 작고 N_{PRS} 가 커질수록 수신 처리가 안정화 되기 때문이다.

이 결과로부터 K_{comb}^{PRS} 의 설정은 측위 서비스 대상 지역의 신호 세기에 따라 적절하게 이루어지는 것이 바람직한 것을 알 수 있다. 즉, 수신 신호가 강한 환경에서는

K_{comb}^{PRS} 를 크게 설정하여 더 안정적인 MSE 수준으로 TOA를 획득하는 것이 유리하다. 수신 신호가 약한 환경에서는 K_{comb}^{PRS} 를 작게 설정하여 안정적인 TOA 획득이 가능한 SNR의 범위를 넓히는 것이 유리하다. 종합하면, 제한된 무선 자원을 PRS에 할당하는 상황에서, PRS로 사용되는 부반송파와 TOA 추정 성능 간의 관계는 SNR 환경에 따라 두가지 상충되는 결과를 볼 수 있다. 높은 SNR 환경에서는 PRS 전송에 부반송파를 적게 할당하고 각 부반송파의 에너지를 충분히 크게 할당하는 방향이 TOA 추정 성능에 바람직하다. 이와는 반대로, 낮은 SNR 환경에서는 PRS 전송에 부반송파를 많이 할당하고 PRS를 위한 송신 에너지를 각 부반송파에 분산시키면서 수신단에서 노이즈 감쇄 효과를 높이는 것이 TOA 추정 성능에 바람직하다.

V. 결 론

본 연구에서는 저속 샘플링 환경에서의 위치 추정 정확도 개선을 위해 직교 위상을 기반으로 도달 시간을 계산하는 기법을 제안하였다. 주파수 축 상에서 직교하는 부반송파의 위상에 대한 천이를 활용하여 RTOA를 도출하며, 이를 통해 한 샘플 이내의 범위에서 TOA를 소수점 단위로 추정할 수 있음을 실험을 통해 확인하였다. 또한 본 연구에서는 제안 기법을 5G PRS 기반 환경 하에서 실험을 통해 TOA의 정확도 성능을 측정하였다. 그 결과, PRS 자원 할당 패턴에 따라 특정 SNR 환경에서 TOA 추정 성능이 눈에 띄게 좌우되는 것을 확인하였다. 이는 도심이나 외곽 지역 등의 신호 환경 특성에 따라 TOA 추정 성능을 극대화할 수 있도록, PRS에 할당하는 부반송파 개수나 각 부반송파 에너지 등의 자원 할당 전략을 제시한다. 이러한 결과는 궁극적으로 다양한 위치 기반 서비스 환경에서 안정적인 TOA 추정을 보장하는 방안을 시사한다.

본 연구에서 제시된 추정 기법과 성능 결과를 통해 신호 환경에 적절한 PRS configuration을 정할 수 있으며, 이를 통해 위치 기반 서비스의 성능 극대화 가능성을 실증을 통해 보여주고 있다. 이는 향후 PRS를 활용한 위치 기반 서비스를 제공할 때, 서비스 환경에 따른 네트워크 파라미터의 설계 방향을 제시해주는 효과를 기대할 수 있다. 또한 이를 통해 5G 및 미래 통신 시스템에서의 자원 할당 방향에 기여할 수 있을 것으로 기대된다. 그리고 이 연구 결과는 밀집된 도시 환경이나 전파 송수신이 어려운 수신 환경이 열악한 지역에서도 신뢰성 있는 측위 성능을 제공하는 데에 도움이 될 수

있다.

마지막으로, 향후 연구에서는 GNSS, Wi-fi fingerprint, 블루투스 비컨 등 다양한 기술을 융합하여 복잡한 환경에서도 개선된 위치 추정 성능을 제공할 방법을 모색할 계획이다. 이를 통해 다양한 위치 기반 서비스 시나리오에서 정밀한 측위를 실현할 수 있을 것으로 기대된다³³⁾.

References

- [1] T. Marathe, A. Broumandan, A. Pirsiavash, and G. Lachapelle, "Characterization of range and time performance of indoor GNSS signals," in *Proc. ENC 2018*, pp. 27-37, Gothenburg, Sweden, Jun. 2018. (<https://doi.org/10.1109/EURONAV.2018.8433236>)
- [2] G. De Angelis, G. Baruffa, and S. Cacopardi, "GNSS/Cellular hybrid positioning system for mobile users in urban scenarios," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 14, no. 1, pp. 313-321, Mar. 2013. (<https://doi.org/10.1109/TITS.2012.2215855>)
- [3] F. Zafari, A. Gkelias, and K. K. Leung, "A survey of indoor localization systems and technologies," *IEEE Commun. Surv. & Tuts.*, vol. 21, no. 3, pp. 2568-2599, 3rd quarter 2019. (<https://doi.org/10.1109/COMST.2019.2911558>)
- [4] A. Alarifi, A. Al-Salman, M. Alsaleh, A. Alnafessah, S. Al-Hadhrami, M. A. Al-Ammar, and H. S. Al-Khalifa, "Ultra wideband indoor positioning technologies: Analysis and recent advances," *Sensors*, vol. 16, p. 707, May 2016. (<https://doi.org/10.3390/s16050707>)
- [5] M. Imae, E. Kawai, and M. Aida, "Long term and long distance GPS time transfer corrected by measured ionospheric delay," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 42, no. 2, pp. 490-493, Apr. 1993. (<https://doi.org/10.1109/19.278609>)
- [6] C. Mensing and S. Sand, "Performance enhancement of GNSS positioning in critical

- scenarios by wireless communications systems,” in *Proc. IEEE/ION PLANS 2008*, pp. 334-340, Monterey, CA, USA, May 2008. (<https://doi.org/10.1109/PLANS.2008.4570053>)
- [7] R. Klukas and M. Fattouche, “Line-of-sight angle of arrival estimation in the outdoor multipath environment,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, no. 1, pp. 342-351, Feb. 1998. (<https://doi.org/10.1109/25.661059>)
- [8] R. Keating, M. Säily, J. Hulkkonen, and J. Karjalainen, “Overview of positioning in 5G new radio,” in *Proc. 16th ISWCS 2019*, pp. 320-324, Oulu, Finland, Aug. 2019. (<https://doi.org/10.1109/ISWCS.2019.8877160>)
- [9] N. H. Nguyen and K. Doğançay, “Closed-form algebraic solutions for angle-of-arrival source localization with bayesian priors,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 8, pp. 3827-3842, Aug. 2019. (<https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2918516>)
- [10] I. Mürsepp, et al., “Performance evaluation of 5G-NR positioning accuracy using time difference of arrival method,” in *Proc. IEEE Int. MeditCom 2021*, pp. 494-499, Athens, Greece, Sep. 2021. (<https://doi.org/10.1109/MeditCom49071.2021.9647652>)
- [11] H. Yin, B. Wang, N. Li, J. Zhu, and X. She, “Analysis of NR positioning evolution: From scenarios to techniques,” *2022 IEEE 8th ICCS*, pp. 469-474, Chengdu, China, 2022. (<https://doi.org/10.1109/ICCS56324.2022.10065808>)
- [12] D. Zhai and Z. Lin, “RSS-based indoor positioning with biased estimator and local geographical factor,” in *Proc. 22nd ICT 2015*, pp. 398-402, Sydney, NSW, Australia, Apr. 2015. (<https://doi.org/10.1109/ICT.2015.7124718>)
- [13] R. Kaune, “Performance analysis of passive emitter tracking using TDOA, AOA and FDOA measurements,” in *Proc. Workshop Sensor Data Fusion: Trends, Solutions, Appl.*, 2010. (<https://api.semanticscholar.org/CorpusID:9436485>)
- [14] T. Jia and R. M. Buehrer, “A new cramer-rao lower bound for TOA-based localization,” in *Proc. MILCOM 2008 - 2008 IEEE Military Commun. Conf.*, pp. 1-5, San Diego, CA, USA, Nov. 2008. (<https://doi.org/10.1109/MILCOM.2008.4753258>)
- [15] Y. Wang, H. Zhu, T. Liang, and J. Qian, “Signals of opportunity navigation using LTE downlink signals,” *2022 IEEE 22nd ICCT*, pp. 1070-1074, Nanjing, China, 2022. (<https://doi.org/10.1109/ICCT56141.2022.10073345>)
- [16] Y. Sun, K. C. Ho, and Q. Wan, “Solution and analysis of TDOA localization of a near or distant source in closed form,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 67, no. 2, pp. 320-335, Jan. 2019. (<https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2879622>)
- [17] R. Kaune, J. Hörst, and W. Koch, “Accuracy analysis for TDOA localization in sensor networks,” in *Proc. 14th Int. Conf. Inf. Fusion*, pp. 1-8, Chicago, IL, USA, Jul. 2011. (<https://ieeexplore.ieee.org/document/5977569>)
- [18] F. Mogyorósi, P. Revisnyei, A. Pašić, Z. Papp, I. Törös, P. Varga, and A. Pašić, “Positioning in 5G and 6G networks-A survey,” *Sensors*, vol. 22, p. 4757, Jul. 2022. (<https://doi.org/10.3390/s22134757>)
- [19] S. Dwivedi, et al., “Positioning in 5G networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 59, no. 11, pp. 38-44, 2021. (<https://ieeexplore.ieee.org/document/9665436>)
- [20] R. Meeting, “NR positioning reference signals for OTDOA,” in *Proc. RI-1810533*, 2018.
- [21] R. M. Ferre, G. Seco-Granados, and E. S. Lohan, “Positioning reference signal design for positioning via 5G,” *Finnish URSI Convention on Radio Sci.*, 2019. (<https://api.semanticscholar.org/CorpusID:219962835>)
- [22] M. Posluk, J. Ahlander, D. Shrestha, S. M. Razavi, G. Lindmark, and F. Gunnarsson, “5G

- deployment strategies for high positioning accuracy in indoor environments,” *arXiv*, *arXiv:2105.09584*, 2021.
(<https://doi.org/10.48550/arXiv.2105.09584>)
- [23] Y. Zhang and Y. Shu, “Investigation on positioning techniques for indoor office scenario,” *Dept. Electr. and Inf. Technol.*, Lund University, 2020.
- [24] Z. Deng, X. Zheng, C. Zhang, H. Wang, L. Yin, and W. Liu, “A TDOA and PDR fusion method for 5G indoor localization based on virtual base stations in unknown areas,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 225123-225133, 2020.
(<https://api.semanticscholar.org/CorpusID:22241990>)
- [25] A. Niitsoo, T. Edelhäuser, and C. Mutschler, “Convolutional neural networks for position estimation in TDoA-based locating systems,” in *Proc. 2018 Int. Conf. IPIN*, pp. 1-8, Nantes, France, Oct. 2018.
(<https://doi.org/10.1109/IPIN.2018.8533766>)
- [26] Z. Deng, X. Zheng, H. Wang, X. Fu, L. Yin, and W. Liu, “A novel time delay estimation algorithm for 5G vehicle positioning in urban canyon environments,” *Sensors*, 20, 5190, 2020.
(<https://doi.org/10.3390/s20185190>)
- [27] R. Romero-Andrade, M. E. Trejo-Soto, J. R. Vázquez-Ontiveros, D. Hernández-Andrade, and J. L. Cabanillas-Zavala, “Sampling rate impact on precise point positioning with a low-cost GNSS receiver,” *Applied Sci.*, vol. 11, no. 16, p. 7669, 2021.
(<https://doi.org/10.3390/app11167669>)
- [28] S. Erol, R. M. Alkan, İ. M. Ozulu, and V. İlçi, “Impact of different sampling rates on precise point positioning performance using online processing service,” *Geo-Spatial Inf. Sci.*, vol. 24, no. 2, pp. 302-312, 2021.
(<https://doi.org/10.1080/10095020.2020.1842811>)
- [29] S. P. M., T. Panigrahi, M. Hassan, and M. Ding, “Sampling free TDOA localization in millimeter wave networks,” in *Proc. IEEE WCNC*, pp. 1-6, 2019.
(<https://doi.org/10.1109/WCNC.2019.8886011>.)
- [30] X. Wen and J. Wang, “TDOA location accuracy experiment,” in *IOP Conf. Series: J. Physics: Conf. Series*, vol. 1237, p. 032031, 2019.
(<https://doi.org/10.1088/1742-6596/1237/3/032031>)
- [31] 3GPP TS 38.211 V16.0.0, “NR: Physical channels and modulation (Release 16),” Dec. 2019, Available online: <https://www.3gpp.org/DynaReport/38-series.htm>
- [32] 3GPP, “Technical Specification Group Radio Access Network; Study on NR Positioning Support (Release 16),” TS 37.355 V16.1.0, Jun. 2020, Available online: <https://www.3gpp.org/DynaReport/37-series.htm>
- [33] H. Noh, Y. Oh, N. Lee, and W. Shin, “A survey of deep learning-assisted indoor localization with Wi-Fi fingerprinting: Current status and research challenges,” *J. KICS*, vol. 46, no. 5 pp. 848-862, 2021.

신혜진 (Hyejin Shin)



2020년 2월 : 숙명여자대학교
전자공학전공 입학
2020년 3월~현재 : 숙명여자대
학교 전자공학전공 재학
<관심분야> 이동 통신, 통신
시스템, 신호처리, 측위

김소희 (Sohee Kim)



2021년 2월 : 숙명여자대학교
전자공학전공 입학
2021년 3월~현재 : 숙명여자대
학교 전자공학전공 재학
<관심분야> 무선 통신, 통신
시스템, 신호처리

김 주 엽 (Juyeop Kim)



2024년 2월 : KAIST 전자전산
학과 학사

2010년 1월 : KAIST 전기 및
전자공학과 박사

2011년 4월~2013년 12월 : 삼
성 전자 무선사업부 (책임연
구원)

2014년 1월~2018년 2월 : 한국 철도기술연구원 (선
임연구원)

<관심분야> 이동 통신, 소프트웨어 모뎀

[ORCID:0000-0003-4262-6063]