

3GPP LTE 시스템의 위치 서비스를 위한 향상된 OTDOA 기법

정회원 김 근 대*, 준회원 원 경 훈*, 정회원 장 준 희*, 종신회원 최 형 진*

An Enhanced OTDOA Estimation Method for 3GPP LTE LoCation Service System

Keun Dae Kim* *Regular Member*, Kyung Hoon Won* *Associate Member*,
Jun Hee Jang* *Regular Member*, Hyung-Jin Choi* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 3GPP (3rd Generation Partnership Project) LTE (Long Term Evolution) 시스템의 위치 서비스를 위한 향상된 OTDOA (Observed Time Difference Of Arrival) 추정 기법을 제안한다. 최근 3GPP LTE 에서는 OTDOA 기반 위치 서비스에서의 near-far 문제 해소를 위한 PRS (Positioning Reference Signal)의 사용 및 관련 규격을 결정하였다. 하지만 연속적으로 전송 가능한 PRS subframe의 수가 제한적일 뿐만 아니라 채널 변화에 따른 누적된 CIR (Channel Impulse Response)의 왜곡으로 인해 다수의 PRS subframe의 누적을 통한 성능 향상에는 한계가 존재하게 된다. 따라서 본 논문에서는 CIR 기반의 OTDOA 추정 방식 및 시간 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 CIR의 시간적 분산에 따른 가중치 적용 방식을 제안하며, 다양한 환경에서의 성능 평가를 통해 제안된 방식이 정확하고 안정적인 OTDOA 추정 성능을 얻을 수 있음을 입증하였다.

Key Words : CIR estimation, location service, OTDOA, variance weighting, 3GPP LTE

ABSTRACT

In this paper, we propose an enhanced OTDOA (Observed Time Difference Of Arrival) estimation method for 3GPP (3rd Generation Partnership Project) LTE (Long Term Evolution) LCS (LoCation Service) system. Recently, in 3GPP LTE, the use of PRS (Positioning Reference Signal) and associated standards were agreed to solve the near-far problem in OTDOA positioning method. Although we can achieve better performance by using a more consecutive PRS subframe, there is a performance boundary because the maximum number of consecutive PRS subframe is limited to 6 and the degradation of averaged CIR due to the Doppler effects. Therefore, in this paper, we propose an OTDOA estimation method based on CIR (Channel Impulse Response) and CIR variance weighting method which can obtain a time diversity gain, and verified that the proposed method has good performance and stable operation through extensive simulation.

I. 서 론

3GPP에서는 2세대 이동통신 시스템인 GSM (Global

System for Mobile)/GPRS (General Packet Radio Service)와 이를 기반으로 진보된 access network를 추가하여 구성한 3세대 이동통신망 UMTS (Universal

* 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2010-(C1090-1011-0005))

* 성균관대학교 정보통신공학부 통신시스템 연구실 ({bytheway, kairress, hellojih, hjchoi}@ece.skku.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-07-341, 접수일자 : 2010년 7월 29일, 최종논문접수일자 : 2010년 10월 12일

Mobile Telecommunication System)에 대하여 위치 정보 제공을 위한 통신망 참조 모델과 프로토콜 표준 규격을 제정하여 발표하였다¹¹⁾. 3GPP에서 표준화된 위치서비스 (LCS: LoCation Service) 규격은 위치기반 서비스 (LBS: Location-Based Services)와 관련한 통신망상의 구성요소 및 기능들에 대한 정의하고 있으며, 유저의 현재 위치 정보를 유저 단말, 네트워크 관리자, 서비스 사업자에게 알려 준다. 이를 통해 요금 부과, 현 위치에 특화된 정보 제공, 범죄 예방 도청, 긴급 재난 대비 전화 등의 서비스가 가능하도록 하며, 이러한 위치 기반의 서비스는 지리적 위치 정보뿐만 아니라 속도 (속력 및 방향), 서비스 정보의 질 (정확성, 응답 시간)을 포함한다. 이러한 LCS는 현재 미국, 일본 등 통신 선진국에서 다양한 서비스에 활용되고 있을 뿐만 아니라 국내에서도 제공이 되고 있다^{2,3)}.

OTDOA (Observed Time Difference Of Arrival) 기술은 UE (User Equipment)가 속해 있는 기지국 (serving eNodeB)에서 전송된 신호와 다수 개의 인접한 기지국 (neighboring eNodeB)들로부터 전송된 신호의 도달 시간 차이를 통해 UE의 위치를 추정하는 방식이다. 추정된 전송 신호의 도달 시간 차이는 거리로 변환되어 위치 추정에 이용되며, 최종적인 UE의 위치 추정은 서비스를 받고 있는 기지국과 다른 두 기지국 간의 거리의 차이가 일정한 지점을 두 기지국을 초점으로 하여 두 개의 쌍곡선을 그리고 이 쌍곡선의 접점이 단말의 위치가 된다. 최종적인 UE의 위치 결정은 도달 시간 차이를 이용한 쌍곡선을 기반으로 하므로 최소 2개 이상의 OTDOA 값이 필요하고, 따라서 serving eNodeB를 포함한 최소 3개 이상의 eNodeB가 고려되어야 한다⁴⁾.

OTDOA를 이용한 위치 추정 방식에서는 UE와 eNodeB 간의 상대적인 거리 차이로 인한 near-far 문제로 인해 neighboring eNodeB에서 전송되는 신호를 수신하지 못하는 hearability 문제가 발생한다. OTDOA 방식에서는 이러한 neighboring eNodeB 신호의 hearability 문제가 위치 추정 성능을 크게 좌우하기 때문에 이를 해결하기 위한 RS (Reference Symbol) 설계에 관한 논의가 표준 회의에서 이루어져왔으며, 3GPP LTE Release 9에서는 기존의 cell-specific RS, MBSFN RS, UE-specific RS 이외에 LCS를 위한 PRS (Positioning Reference Symbol)의 사용 및 규격이 결정되었다^{11,5)}.

PRS는 6개의 부반송파 단위로 할당되며, 최대 6 subframe의 연속적인 전송이 가능한 PRS subframe 내에는 normal CP의 경우 8개, extended CP의 경우 6개

의 PRS symbol이 할당된다. OTDOA 추정에 있어서 수신 신호의 최소 SINR (Signal to Interference and Noise Ratio)은 -14 dB로 고려되며⁶⁾, 따라서 정확한 OTDOA의 추정을 위해서는 다수 개의 PRS subframe의 전송 및 이를 이용한 추정이 필수적이다.

다수의 eNodeB에서 송신된 PRS 신호들 간의 OTDOA의 추정은 미세 타이밍 동기 알고리즘을 기반으로 한다. 일반적인 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서 대표적인 미세 타이밍 동기 알고리즘은 보호구간의 반복 특성을 이용하는 방식과 타이밍 옵셋으로 인한 주파수 영역의 신호의 위상 회전을 이용하는 방식, 수신 신호의 CIR (Channel Impulse Response)을 통해 타이밍 옵셋을 검출하는 방식 등이 있다.

보호구간의 시간 영역 반복 특성을 이용하는 방식은 다수의 eNodeB에서 전송된 PRS 신호의 중첩으로 인해 정확한 추정이 어려우며, 주파수 영역 PRS 신호의 위상 회전을 이용하는 방식은 주파수 영역에서 간단한 공액 복소 곱 연산만을 이용하여 OTDOA의 추정이 가능하나, 주파수 영역의 인접한 PRS 신호의 위상 회전량의 차이를 이용하기 때문에 serving eNodeB 신호와 neighboring eNodeB 신호의 OTDOA로 인한 위상 회전뿐만 아니라 채널의 다중 경로 지연으로 인한 위상 회전을 구분할 수 없다는 단점이 존재한다. 따라서 정확한 OTDOA의 추정을 위해서는 수신된 PRS 신호로부터 각 채널의 CIR (Channel Impulse Response)을 검출하고, 검출된 CIR의 첫 번째 경로 (FAP: First Arriving Path)의 검출을 통해 OTDOA를 추정하는 것이 타당하다.

다수의 PRS subframe을 이용한 CIR 값의 누적은 크게 각 심벌의 CIR 값을 더한 뒤 심벌 수로 나누어 평균을 구하는 단순 누적 방식과 Doppler frequency에 의한 CIR 값의 변화를 고정시키기 위해 이전 심벌의 CIR 값과의 공액 복소 곱을 한 뒤 누적하는 차동 누적 방식으로 나눌 수 있다⁷⁾. 단순 누적 방식의 경우 CIR 값의 변화가 큰 고속 환경에서 누적하는 심벌의 수가 증가할수록 CIR 값의 변화로 인한 성능 열화가 크게 발생한다. 이에 반해 차동 누적 방식은 공액 복소 곱 연산을 통해 CIR 값의 변화를 제한함으로써 고속 환경 및 누적하는 심벌의 수가 큰 경우에도 정확한 CIR 값의 추정이 가능하다는 장점이 존재하나, 공액 복소 곱 연산 과정에서 잡음 전력이 증가한다는 단점이 존재한다.

현재 LTE 시스템의 OTDOA를 이용한 위치 서비스에서 상대적으로 저속의 이동체 속도 (3 km/h 에서 30 km/h)를 고려하고 있기 때문에 단순 누적 방식이 차동

누적 방식보다 OTDOA 추정에 적합하니^{[8], [10]}, 최대한으로 이용 가능한 PRS subframe의 수가 제한적일 뿐만 아니라 단순 누적 방식의 고속 환경에서의 성능 열화로 인해 다수의 PRS subframe을 이용하는 경우에도 추정 성능 개선의 한계가 발생한다. 따라서 본 논문에서는 누적된 CIR값에 각 CIR 값의 시간적 분산에 따른 가중치를 적용함으로써 이동체 속도 증가에 따른 일반 누적 방식의 성능 열화를 개선할 뿐만 아니라 OTDOA 추정 정확도를 향상 시킬 수 있는 CIR의 분산에 따른 가중치 적용 방식을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 3GPP LTE 시스템의 OTDOA를 이용한 위치 서비스 방식 및 OTDOA 추정에 이용되는 PRS 규격에 관해 기술하였으며, III장에서는 CIR을 이용한 OTDOA 추정 방식 및 다수의 PRS subframe의 사용에 따른 기존 누적 방식의 장·단점을 비교하고 이를 기반으로 CIR의 분산에 따른 가중치 적용 기법을 제안한다. IV장에서는 제안된 방식과 기존의 방식간의 성능 비교를 통해 제안된 방식의 우수성을 입증한 뒤, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

OTDOA를 이용한 위치 추정 기법은 분리된 다수개의 eNodeB들로부터 전송된 신호들 간의 수신 신호 도달 시간 차이를 측정을 기반으로 한다. 측정된 수신 신호 도달 시간 차이들은 그림 1과 같이 각각의 쌍곡선으로 변환되며, OTDOA를 이용한 위치 추정은 쌍곡선들간의 교점을 UE의 위치로 추정한다. 본 논문에서는 해석의 간략화를 위해서 [8]에서 제안된 바와 같이 OTDOA 추정을 위해 3개의 eNodeB만을 고려하며,

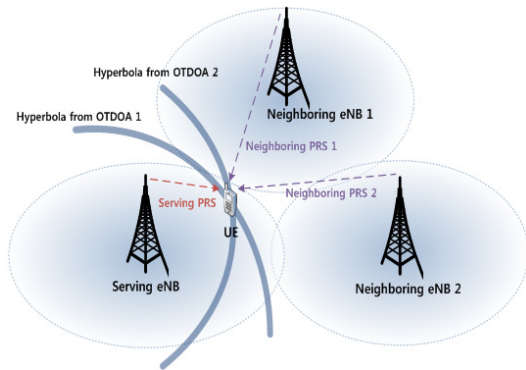


그림 1. OTDOA 기반 위치 추정 기법

이외 다른 eNodeB에서 전송된 신호는 AWGN (Additive White Gaussian Noise)으로 간주한다.

PRS 신호는 antenna port 6으로 전송되며 PRS sequence $r_{l,n_s}(m)$ 는 식 (1)과 같이 CRS (Cell specific RS)와 동일한 PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) generator를 이용하여 생성된다^[11].

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1-2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1-2 \cdot c(2m+1)),$$

$$m = 0, 1, \dots, 2 \cdot N_{RB}^{\max, DL} - 1$$

$$c_{\text{init}} = 2^{10} \cdot (7 \cdot (n_s + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{\text{cell}} + 1) + 2 \cdot N_{ID}^{\text{cell}} + N_{CP}$$
(1)

여기서 $N_{CP} = \begin{cases} 1 & \text{for normal CP} \\ 0 & \text{for extended CP} \end{cases}$ 이고, n_s 는 slot number, l 은 symbol number를 의미한다. PRS sequence $r_{l,n_s}(m)$ 는 공액 복소 심벌 $a_{k,l}^{(p)}$ 로 식 (2)와 같이 매핑되며, 그림 2와 같이 CRS 및 UE specific RS와 중첩을 회피한 diagonal 형태를 갖는다.

$$a_{k,l}^{(p)} = r_{l,n_s}(m) \tag{2}$$

여기서 normal CP (Cyclic Prefix)의 경우 식 (3)과 같은 값을 가지며, PRS를 위한 대역폭 N_{RB}^{PRS} 는 상위 layer에 의해 결정되고, cell-specific frequency shift v_{shift} 는 $v_{\text{shift}} = N_{\text{Cell}}^{\text{ID}} \bmod 6$ 과 같이 정의된다.

$$k = 6(m + N_{RB}^{\text{DL}} - N_{RB}^{\text{PRS}}) + (6 - l + v_{\text{shift}}) \bmod 6$$

$$l = \begin{cases} 3, 5, 6 & \text{if } n_s \bmod 2 = 0 \\ 1, 2, 3, 5, 6 & \text{if } n_s \bmod 2 = 1 \text{ and (1 or 2 PBCH antenna ports)} \\ 2, 3, 5, 6 & \text{if } n_s \bmod 2 = 1 \text{ and (4 PBCH antenna ports)} \end{cases} \tag{3}$$

$$m = 0, 1, \dots, 2 \cdot N_{RB}^{\text{PRS}} - 1$$

$$m' = m + N_{RB}^{\max, DL} - N_{RB}^{\text{PRS}}$$

PRS가 전송되는 PRS subframe의 구성은 160, 320, 640, 1280 ms의 값은 갖는 주기 T_{PRS} 에 따라 PRS subframe이 할당되며, PRS configuration index I_{PRS} 및 연속적으로 전송 가능한 하향 링크 subframe의 수 N_{PRS} 는 상위 layer에 의해 결정된다. 또한 N_{PRS} 개의 하향 링크 subframe은 식 (4)와 같이 정의된다. 표 1은 PRS subframe의 구성과 관련한 파라미터를 나타낸다.

$$(10 \times n_t + \lfloor n_s / 2 \rfloor - \Delta_{\text{PRS}}) \bmod T_{\text{PRS}} = 0 \tag{4}$$

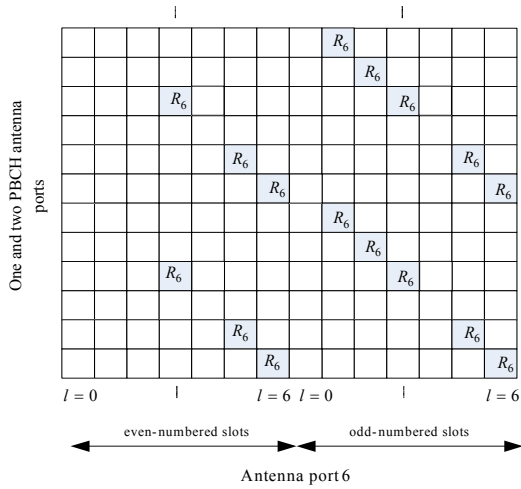


그림 2. LTE 시스템의 PRS 할당 (normal CP)

표 1. PRS subframe 구성

PRS configuration Index IPRS	PRS periodicity TPRS (subframes)	PRS subframe offset ΔPRS (subframes)
[0 - 159]	[160]	[IPRS]
[160 - 479]	[320]	[IPRS-160]
[480 - 1119]	[640]	[IPRS-480]
[1120 - 2399]	[1280]	[IPRS-1120]
[2400-4095]	[Reserved]	

III. OTDOA 기반의 위치 추정 기법

3.1 CIR 기반의 OTDOA 추정

일반적인 OFDM 시스템에서 FFT (Fast Fourier Transform) 윈도우의 위치 오프셋은 수신단 FFT 이후 주파수 영역에서 각 부반송파 신호의 위상 회전으로 나타나게 되며, 위상 회전 값은 타이밍 오프셋 값에 따라 비례적으로 증가하거나 감소하는 형태로 나타나게 된다. 만약 FFT 윈도우의 시작 지점이 보호구간에 놓이게 되면 보호 구간과 심벌 간에는 위상의 연속성이 유지되게 되므로 윈도우 위치 오프셋은 단순히 위상 회전에 나타나지만, FFT 윈도우 위치가 심벌의 유효 구간에 위치하게 되면 다음 OFDM 심벌의 보호구간이 FFT 윈도우 내에 존재하게 되어 수신 신호의 위상 회전뿐만 아니라 부반송파간 간섭인 ICI (Inter Carrier Interference)가 발생한다⁹⁾.

OTDOA의 추정에 있어서, 수신기와 serving

eNodeB 간에는 타이밍 동기가 정확히 수행되었다고 가정하므로 수신기의 FFT 위치가 정확히 serving eNodeB의 유효 심벌의 시작 지점에 위치하고 serving eNodeB와 neighboring eNodeB간의 거리 차이로 인해 발생하는 수신 신호 도달 시간 차이가 보호구간보다 작다면 수신기 FFT 윈도우 내의 neighboring eNodeB의 PRS 신호는 보호 구간의 뒷 부분과 유효 심벌의 앞 부분만이 존재하게 되어 ICI 없이 OTDOA로 인해 발생하는 타이밍 오프셋을 추정 할 수 있다.

CIR을 이용한 OTDOA 추정 방식에서 CIR의 검출은 FFT 이후 PRS 신호를 이용하여 CFR (Channel Frequency Response)를 구한 뒤 IFFT 연산을 통해 CIR을 검출하거나, 또는 시간 영역 PRS 신호와의 cross-correlation을 통한 CIR의 검출이 가능하다.

수신단 FFT 이후 l 번째 심벌의 k 번째 부반송파 신호는 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_l[k] = H_l^s[k] \cdot X_l^s[k] + \sum_{j=1}^{N_{NC}} H_l^j[k] \cdot X_l^j[k] + W_l[k] \quad (5)$$

여기서 $X_l^s[k]$ 와 $H_l^s[k]$ 는 serving cell PRS와 UE와 serving cell간의 CFR을 의미하고, $X_l^j[k]$ 와 $H_l^j[k]$ 는 j 번째 neighboring cell PRS와 UE와 j 번째 neighboring cell 간의 CFR을 의미하며, N_{NC} 는 위치 추정에 이용되는 neighboring cell의 수를 의미한다.

j 번째 neighboring cell PRS 위치로부터 초기 LS (Least Square) 채널 추정은 식 (6)과 같이 표현된다.

$$\hat{H}_l^j[k] = \frac{Y_l[k]}{X_l^j[k]} = \frac{H_l^j[k] \cdot X_l^j[k] + W_l[k]}{X_l^j[k]}, k \in S_j \quad (6)$$

여기서 S_j 는 j 번째 neighboring cell PRS의 위치 집합이다.

따라서 식 (7)과 같이 N -point IFFT 연산을 통해 UE와 j 번째 neighboring cell간의 CIR을 얻을 수 있다.

$$\hat{h}_l^j(n) = IFFT[\hat{H}_l^j[k]] \quad (7)$$

그림 3은 OTDOA에 의한 CIR 값의 변화를 나타낸다. 그림에서 보듯이 serving eNodeB의 PRS 신호와 neighboring eNodeB의 PRS 신호간의 OTDOA가 9인 경우, OTDOA가 0인 경우에 비해 CIR 값이 9 샘플만큼 오른쪽으로 이동한 것을 확인할 수 있으며, 따라서

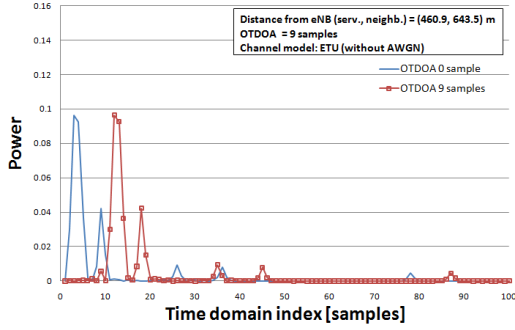


그림 3. CIR 기반의 OTDOA 추정.

neighboring cell PRS 신호의 CIR 값이 이동한 정도를 통해 OTDOA를 추정 할 수 있다.

CIR이 이동한 정도의 판단은 최대 전력을 갖는 경로를 검출하는 방식과 적절한 임계값을 설정하여 임계값을 초과하는 CIR 위치를 검출하는 방식 등이 가능하다. 최대 전력 경로를 검출하는 방식의 경우 다중 경로 채널 환경 특성에 따라 성능이 의존하는 단점이 있으므로 본 논문에서는 [7]에서 제안된 PNR (Path to Noise power Ratio)에 따른 임계값 설정을 통한 FAP 검출 방식을 적용한다. FAP의 검출은 임계값을 초과하는 첫 번째 CIR 값을 FAP로 판단하며 FAP 검출을 위한 임계값은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다^[7].

$$P_{threshold} = \frac{\rho P \sqrt{2N_{av}}}{SNR}, \rho = J_0(2\pi f_D \Delta m T_s) \quad (8)$$

여기서 P 는 PRS 신호의 총 전력, J_0 는 zero-th order Bessel function of first kind를 의미하며, f_D 는 최대 도플러 주파수, T_s 는 심볼 길이, N_{av} 는 누적된 심볼 수, Δm 은 누적된 심볼 간 간격을 의미한다.

3.2 CIR weighting 기법

OTDOA 추정에 있어서 neighboring cell PRS 신호의 최소 수신 SINR은 -14 dB로 고려되기 때문에^[6], 단일 PRS subframe을 이용하는 경우에는 심각한 OTDOA 추정 성능 열화가 발생하게 된다. 따라서 정확한 OTDOA의 추정을 위해서는 다수의 PRS subframe의 전송 및 추정이 필수적이다.

연속적인 PRS subframe의 수는 상위 layer에서 결정하며 {1, 2, 4, 6} 개의 연속적인 PRS subframe의 전송이 가능하다. 연속적인 PRS subframe의 CIR을 OTDOA의 추정에 이용하는 경우 누적에 따른 향상된 추정 성능을 얻을 수는 있으나, 전송 가능한 최대 PRS

subframe 수가 6개로 제한되기 때문에 성능 향상에는 한계가 존재하며, 따라서 다수의 PRS subframe의 정보를 이용한 개선된 추정 방식이 필요하다.

일반적인 통신 환경에서 다중 경로 채널의 경로 지연의 변화가 amplitude 및 phase의 변화에 비해 느리기 때문에 매 심벌마다 추정된 CIR 값의 누적을 통한 잡음 성능 개선이 가능하다. CIR 값의 누적은 각 심벌의 CIR 값을 더한 뒤 심벌 수로 나누어 평균 추정 값을 구하는 단순 누적 방식과 도플러 주파수에 의한 CIR 값의 왜곡을 방지하기 위해 Mingqi Li에 의해 제안된 이전 심벌의 CIR 값과의 공액 복소 곱을 한 뒤 누적하는 차동 누적 방식으로 구분 할 수 있다^[7]. 단순 누적의 경우 CIR 값의 변화가 큰 고속 환경일수록, 누적하는 심벌의 수가 증가할수록 CIR 값의 변화로 인한 성능 열화가 크게 발생한다. 이에 반해 인접한 CIR 값 간의 공액 복소 곱 결과를 누적하는 방식은 공액 복소 곱 연산을 통해 CIR 값의 변화를 제한함으로써 고속 환경 및 누적하는 심벌의 수가 큰 경우에도 정확한 CIR 값의 추정이 가능하다는 장점이 존재하나, 공액 복소 곱 연산 과정에서 잡음 전력이 증가한다는 단점이 존재한다.

단순 누적 방식을 통해 추정된 UE와 j 번째 neighboring eNodeB간의 CIR 값 $\bar{h}^j(n)$ 은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{h}^j(n) &= \frac{1}{N_{SF}} \sum_{m=0}^{N_{SF}-1} \bar{h}_m^j(n), \\ \bar{h}_m^j(n) &= \bar{h}_{m,avg}^j(n) = \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} \hat{h}_{m,i}^j(n) = \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} \{h_{m,i}^j(n) + w_{m,i}^j(n)\} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 m 은 subframe 인덱스, N_{SF} 는 연속적으로 전송된 PRS subframe의 수, i 는 PRS 심벌 인덱스, 그리고 N_p 는 단일 PRS subframe 내의 PRS 심벌의 수를 의미한다.

차동 누적을 통해 추정된 UE와 j 번째 neighboring eNodeB간의 CIR 값 $\bar{h}^j(n)$ 은 식 (10)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \bar{h}^j(n) &= \frac{1}{N_{SF}} \sum_{m=0}^{N_{SF}-1} \bar{h}_m^j(n), \\ \bar{h}_m^j(n) &= \bar{h}_{m,diff}^j(n) = \frac{1}{N_p-1} \sum_{i=0}^{N_p-2} \{ \hat{h}_{m,i}^j(n) \}^* \{ \hat{h}_{m,i+1}^j(n) \} \\ &= \frac{1}{N_p-1} \sum_{i=0}^{N_p-2} \left[\{ h_{m,i}^j(n) \}^* \{ h_{m,i+1}^j(n) \} + \{ w_{m,i}^j(n) \}^* \{ w_{m,i+1}^j(n) \} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

그림 4는 ETU 채널 환경에서 단순 누적 방식과 차

동 누적 방식의 이동체 속도 및 연속적인 PRS subframe의 누적 횟수에 따른 OTDOA 추정 RMSE (Root Mean Square) 성능을 나타낸 것이다. UE의 위치에 의해 결정되는 수신 SNR에 따른 OTDOA 추정 성능을 평가하기 위해서 추정 RMSE 성능을 serving eNodeB와 두 neighboring eNodeB의 중간지점을 잇는 직선을 따라 나타내었다. 그림 4. (a)의 UE의 이동체 속도가 3 km/h인 경우에는 누적 횟수에 관계 없이 단순 누적 방식이 차동 누적 방식보다 정확한 추정 성능을 나타내는 것을 확인 할 수 있으며, 그림 4. (b)의 이동체 속도 30 km/h인 경우에는 단순 누적 방식이 4 개 이하의 연속적인 PRS subframe을 전송하는 경우에는 차동 누적 방식보다 정확한 추정 성능을 보이나, 6개의 PRS subframe을 전송하는 경우에는 채널 변화로 인한 단순 누적 방식의 CIR 누적 오차로 인해 차동 누적 방식이 정확한 추정 성능을 보임을 확인 할 수 있다. 현

재 LTE 시스템의 OTDOA를 이용한 위치 서비스에서 상대적으로 저속의 이동체 속도 (3 km/h 에서 30 km/h)를 고려하고 있기 때문에 단순 누적 방식이 차동 누적 방식보다 OTDOA 추정에 적합함을 알 수 있다 [8,10].

기존의 일반적인 OFDM 시스템에서는 추정된 CIR 값의 누적은 누적된 CIR 간 도플러 주파수에 의한 채널의 시간적 변화가 크지 않은 저속 환경에 적합한 단순 누적을 사용하거나, 누적된 CIR 간 시간적 변화가 큰 환경에서 탁월한 성능을 나타내는 차동 누적 방식을 통해 고속 환경에서의 CIR의 변화를 고정시킨 후 누적을 통한 잡음 성능 향상을 목표로 하였다. 하지만 OTDOA 추정에 있어서 CIR 누적이 목적이 아닌, 정확한 FAP의 위치 추정이기 때문에 본 논문에서는 다수의 CIR 정보로부터 FAP 검출 성능 향상을 위한 CIR 분산에 따른 가중치 설정 방식을 제안한다.

시변 채널 환경에서 추정된 CIR은 식 (11)과 같이 다중 경로 성분이 포함된 위치와 그 외의 잡음 성분만 존재하는 위치로 나누어 나타낼 수 있다.

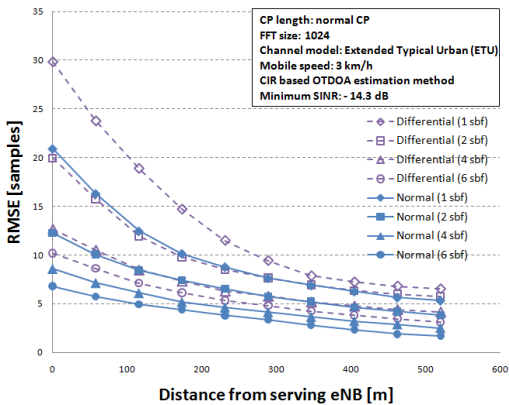
$$\hat{h}_{m,i}^j(n) = \begin{cases} h_{m,i}^j(n) + w_{m,i}^j(n) \\ w_{m,i}^j(n) \end{cases} \quad (11)$$

잡음 전력이 모든 n 값에 대해 일정하다고 가정한다면, 시변 채널 환경에서 $h_{m,i}^j(n)$ 이 시간에 따라 변화하기 때문에 CIR 값의 위치에 따른 시간적 분산은 다중 경로 위치에서의 분산이 잡음 위치에서의 분산보다 크다. 따라서 누적된 CIR 값에 분산에 따른 가중치를 적용함으로써 FAP 검출 성능을 향상 시킬 수 있다.

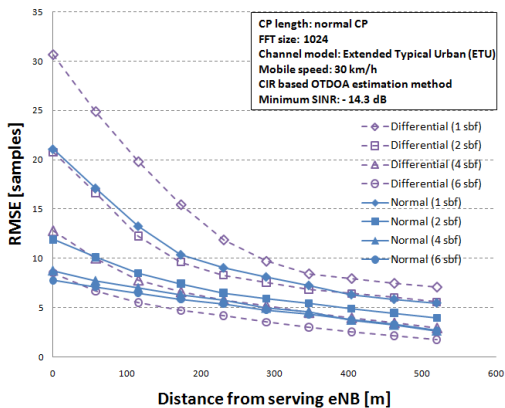
시간적 분산에 따른 가중치가 적용된 CIR $\hat{h}^j(n)$ 및 가중치 적용에 따른 임계값 $\tilde{P}_{threshold}$ 은 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{h}^j(n) &= \alpha(n) \cdot \bar{h}^j(n), \\ \alpha(n) &= \frac{\beta(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} \beta(n)}, \quad \beta(n) = \sum_{m=0}^{N_{SP}-1} \sum_{i=0}^{N_{SP}-1} \left| \bar{h}_{m,diff}^j(n) - \bar{h}_m^j(n) \right| \\ \tilde{P}_{threshold} &= \gamma \cdot P_{threshold} \\ \gamma &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha(n) \end{aligned} \quad (12)$$

그림 5는 CIR 값의 분산에 따른 가중치의 적용을 나타낸다. 그림에서 보듯이 CIR 값의 분산은 CIR 위



(a) 이동체 속도 3 km/h



(b) 이동체 속도 30 km/h

그림 4. 누적 방식에 따른 OTDOA 추정 RMSE 성능

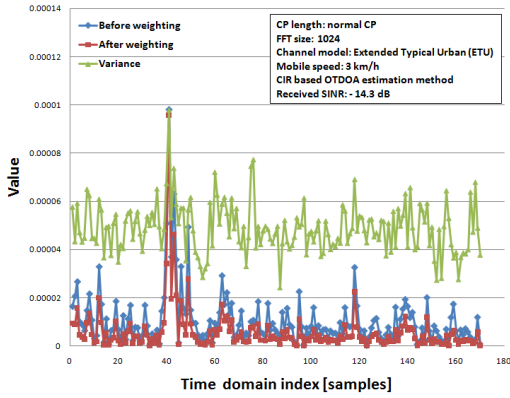


그림 5. CIR 값의 분산에 따른 가중치 적용

치에서 큰 값을 갖는 것을 확인할 수 있으며, 따라서 분산에 따른 가중치의 적용을 통해 기존 방식보다 탁월한 OTDOA 검출 성능을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

OTDOA를 이용한 위치 추정 과정은 OTDOA 추정과 location detection 과정으로 구분할 수 있으며, 추정된 2 개의 OTDOA 값으로부터 UE의 위치를 추정하기 위한 location detection 기법으로 본 논문에서는 일반적으로 널리 사용되는 반복적 Taylor-series 기법을 적용하였다^[11,12].

반복적 Taylor-series를 이용한 location detection 기법은 초기 추정치 (x_0, y_0) 를 대입해서 실제 위치와의 편차 $\Delta x, \Delta y$ 를 구하고, 다음 반복 연산 시에 $(x_0 + \Delta x, y_0 + \Delta y)$ 값을 대입하는 반복적 연산 과정을 통해서 UE의 위치를 추정한다.

UE의 위치를 (x, y) 라 하고 각 eNodeB의 위치를 (x_i, y_i) 로 나타내면 각 eNodeB와 UE 간의 거리 r_i 는 식 (13)과 같이 표현된다.

$$r_i^2 = (x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 = K_i - 2x_i x - 2y_i y + x^2 + y^2, K_i = x_i^2 + y_i^2 \quad (13)$$

추정된 값과 실제 UE와의 위치 편차는 식 (14)와 같이 표현된다^[2].

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = (G_i^T Q^{-1} G_i)^{-1} G_i^T Q^{-1} h_i \quad (14)$$

여기서 h_i 와 G_i 는 식 (15)와 같은 값을 갖는다.

$$h_i = \begin{bmatrix} r_{2,1} - (r_2 - r_1) \\ r_{3,1} - (r_3 - r_1) \\ \vdots \\ r_{M,1} - (r_M - r_1) \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$G_i = \begin{bmatrix} (x_1 - x)/r_1 - (x_2 - x)/r_2 & (y_1 - y)/r_1 - (y_2 - y)/r_2 \\ (x_1 - x)/r_1 - (x_3 - x)/r_3 & (y_1 - y)/r_1 - (y_2 - y)/r_2 \\ \vdots & \vdots \\ (x_1 - x)/r_1 - (x_M - x)/r_M & (y_1 - y)/r_1 - (y_2 - y)/r_2 \end{bmatrix}$$

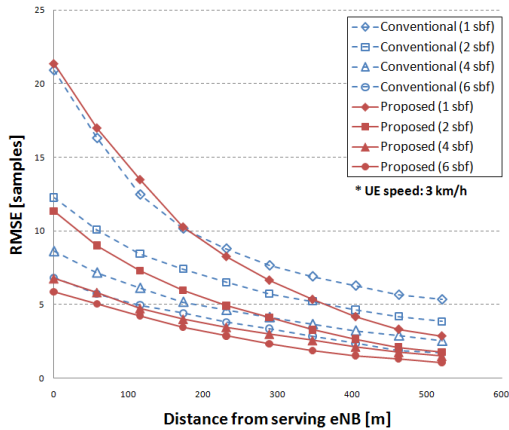
IV. 컴퓨터 모의 실험 결과

본 장에서는 기존의 OTDOA 추정 방식과 제안된 방식의 성능 비교 결과를 기술하였으며, 제안된 방식과 기존의 OTDOA 추정 기법의 성능 비교를 위해 적용된 파라미터를 표 2에 정리하였다. 적용된 주요 시스템 파라미터는 LTE 규격 및 관련 기고문들을 참조하였다^[1,6,8,13,14].

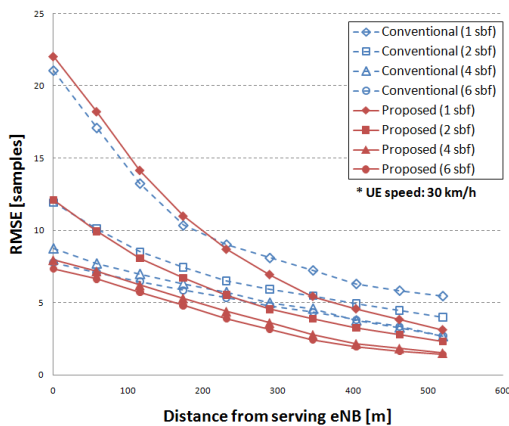
그림 6은 이동체 속도 3 km/h와 30 km/h 환경에서 단순 누적방식을 사용하는 CIR 기반의 OTDOA 추정에서 제안된 분산에 따른 가중치 설정 방식의 유·무에 따른 OTDOA 추정 RMSE 성능을 비교한 것이다. 그림에서 보듯이 UE의 위치가 serving eNodeB에 가까

표 2. 시스템 파라미터

Parameters	Value
Cell layout	Hexagonal Grid, wrap around
Inter-site distance	1732 m
eNB power	46 dBm
Antenna gain	15 dBi (3-sector antenna in [5])
Distance-dependent pathloss	$L = 128.1 + 37.6 \log_{10}(R)$ (R in km)
Penetration loss	20 dB (indoor)
UE noise figure	9 dB
Inter-cell interference (additional, Gaussian)	20 dB
Number of receive antennas	1 (Omni-directional)
Network synchronization	Synchronous
Carrier frequency	2 GHz
Carrier bandwidth / FFT size	10 MHz / 1024
Cyclic Prefix	Normal CP
Channel model	Extended Typical Urban (ETU)
UE speed	3 / 30 km/h
Cell ID set	{0, 1, 2}
Number of consecutive PRS subframes	1 / 2 / 4 / 6



(a) 이동체 속도 3 km/h

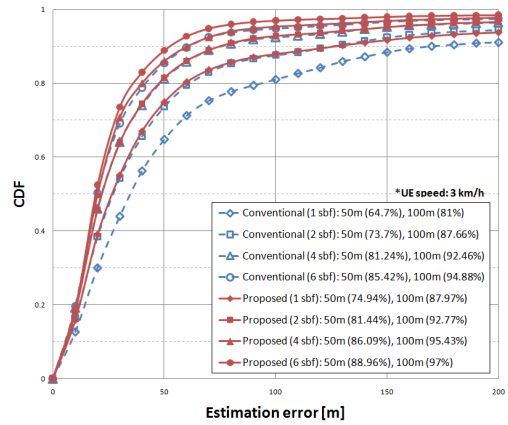


(b) 이동체 속도 30 km/h

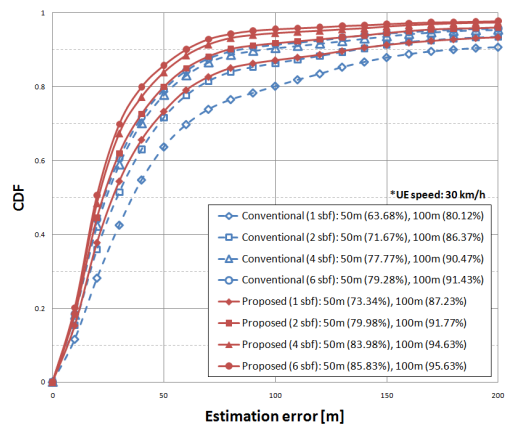
그림 6. OTDOA 추정 RMSE 성능(Conventional vs. Proposed)

운, 즉 neighboring PRS의 수신 신호 전력이 낮은 경우에는 단일 PRS subframe 만을 사용하는 경우에 제안된 가중치 설정 방식에서 표본 수의 부족으로 인한 성능 열화가 다소 발생하나, 그 외의 경우에 대해서는 제안된 가중치 설정 방식을 통해서 OTDOA 추정 성능을 효과적으로 향상 시킬 수 있음을 확인 할 수 있다. 또한 수신 SNR이 증가할수록, 연속적인 PRS subframe의 수 또는 UE의 이동체 속도가 증가할수록 제안된 방식의 적용에 따른 성능 이득이 증가하는 것을 확인 할 수 있다.

그림 7은 제안된 가중치 설정 방식의 유·무에 따른 OTDOA 추정 및 location detection을 연동한 위치 추정 CDF (Cumulative Distribution Function) 성능을 나타낸 것으로 반복 연산에 따른 발산 문제를 고려하여 Taylor-series의 반복 횟수는 5회로 설정하였다. 그림에서 보듯이 제안된 가중치 설정 방식을 통해 연속



(a) 이동체 속도 3 km/h



(b) 이동체 속도 30 km/h

그림 7. OTDOA 추정 CDF 성능(conventional vs. proposed)

적인 PRS subframe의 수 및 이동체 속도에 관계없이 향상된 위치 추정 성능을 얻을 수 있음을 확인 할 수 있으며, 저속에서의 추정 성능 향상 뿐만 아니라 시간 다이버시티 이득을 통해서 기존 단순 누적 방식의 고속 환경에서의 성능 열화를 효과적으로 개선 할 수 있음을 확인 할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 3GPP LTE 시스템의 위치 서비스를 위한 향상된 OTDOA 추정 기법을 제안하였다. 제안된 방식은 누적된 CIR에 각 CIR 위치의 시간적 분산에 따른 가중치를 적용함으로써 시간 다이버시티 이득을 통해 이동체 속도 증가에 따른 일반 누적 방식의 성능 열화를 개선할 뿐만 아니라 OTDOA 추정 정확도를

향상시킬 수 있는 방식이며, 다양한 환경에서의 성능 비교 분석을 바탕으로 제안된 방식을 통해 OTDOA 추정 성능을 효과적으로 향상시킬 수 있음을 입증하였다.

참 고 문 헌

[1] 3GPP TS 36.211 v.9.0.0, "3rd generation partnership project; Technique specification group radio access network; Evolved universal terrestrial radio access; Physical channels and modulation," Tech. spec., Dec. 2009.

[2] L. Cong and W. Zhuang, "Non-line-of-sight error mitigation in mobile location," in Proc. IEEE Globecom, vol. 1, pp. 680-684, Nov. 2001.

[3] J. Borkowski, J. Niemelä, and J. Lempiäinen, "Location techniques for UMTS radio network," in Proc. Mobile Venue Conference, May 2004.

[4] D. Porcino, "Performance of a OTDOA-IPDL positioning receiver for 3GPP-FDD mode," 3G Mobile Comm. Tech., pp. 221-225, Mar., 2001.

[5] 3GPP TSG-RAN R1-093022, "On time-varying shift of PRS pattern," Aug. 2009.

[6] 3GPP TSG-RAN R4-094534, "Proposed link-level simulation assumptions for defining OTDOA cell detection performance," Nov. 2009.

[7] M. Li, J. Tan, and W. Zhang, "A channel estimation method based on frequency-domain pilots and time-domain processing for OFDM systems," IEEE Trans. Consumer Electronics, vol. 50, pp. 1049-1057, Nov. 2004.

[8] 3GPP TSG-RAN R4-093775, "Link-level simulation assumptions for OTDOA positioning requirements," Oct. 2009.

[9] M. Speth, S. A. Fechetel, G. Fock, and H. Meyr, "Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-part I," IEEE Trans. On Wireless Comm., Vol.47, No.11, Nov., 1999.

[10] 3GPP TSG-RAN R4-094534, "Proposed link-level simulation assumptions for defining OTDOA cell detection performance," Nov. 2009

[11] W. H. Foy, "Position-location solutions by Taylor-series estimation," IEEE Trans. On Aerospace and Electronic systems, vol. AES-12,

No.2, pp.187-193, 1976.

[12] H. Kong, Y. Kwon, and T. Sung, "Comparisons of TDOA triangulation solutions for indoor positioning," International symposium on GNSS/GPS, Dec. 2004.

[13] 3GPP TS 36.942 v.8.2.0, "3rd generation partnership project; Technique specification group radio access network; Evolved universal terrestrial radio access; Radio frequency (RF) system scenarios," Tech. report, May 2009.

[14] 3GPP TS 36.141 v.8.2.0, "3rd generation partnership project; Technique specification group radio access network; Evolved universal terrestrial radio access; Base station (BS) conformance testing," Tech. spec., Mar., 2009.

김 근 대 (Keun Dae Kim)

정회원



1994년 2월 성균관대학교 전자공학과
1996년 2월 성균관대학교 전자공학과 석사
1996년~2001년 (주)데이콤 종합연구소 주임 연구원
2001년~2009년 한국산업기술평가원 선임연구원

2009년~현재 한국산업기술평가관리원 선임연구원
2005년~현재 현재 성균관대학교 전자전기공학과 박사과정

<관심분야> 차세대 이동통신시스템 및 모뎀

원 경 훈 (Kyung Hoon Won)

준회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부
2010년 2월 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사
2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정

<관심분야> 무선 및 이동 통신

모뎀 동기 기술, OFDM, LTE

장 준 희 (Jun Hee Jang)

정회원



2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부

2009년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 석사

2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정

<관심분야> 무선 및 이동 통신

모뎀 동기 기술, OFDM, LTE

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

중신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과

1976년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사

1976년 3월~1979년 7월 (주)금성사 중앙연구소 연구원

1979년 9월~1982년 12월 미국

Univ. of Southern California 전기공학과 (공학박사)

1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원

1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수

<관심분야> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술