

W-CDMA 시스템에서 고해상 채널 추정을 이용한 PE-IPDL 기법의 무선 측위 성능분석

정회원 박운용*, 이원철**

Performance Analysis of PE-IPDL Method Using High Resolution Channel Estimation Technique for W-CDMA systems

Woon-Yong Park*, Won-Cheol Lee** *Regular Members*

요약

본 논문은 현재 무선 측위를 하는데 있어 문제가 되는 hearability 문제와 열악한 DOP (Dilution Of Precision) 환경에서 PE-IPDL 기법을 적용함으로써 측위의 정확도가 개선됨을 입증하였다. 이를 위한 무선 측위의 성능을 체계적으로 분석하기 위해 수정 CODIT 모델을 적용하였으며, 도심 환경에서의 무선 측위 성능을 검증한다. 또한 다중경로의 영향으로 발생하는 첫 번째 도착 지연 성분 추정값의 오차에 의해 발생하는 무선 측위 성능저하를 개선하기 위하여 고해상 채널 추정 기법을 소개한다. 본 논문에서는 제안한 고해상 채널 추정기법을 이용하여 인근 기지국들로부터 단일 단말기로서의 TDOA(Time Difference of Arrival) 정보의 정확도를 높이고, 이를 PE-IPDL(Idle Period on Downlink) 기법에 적용하여 무선 측위의 성능이 개선됨을 입증하였다.

ABSTRACT

This paper shows the performance improvement of IPDL(Idle Period Down Link) by using PE(Positioning Element) in the presence of the hearability and DOP(Dilution Of Precision) problems which are designated as major obstacles in wireless position locations. To enhance the location performance, this paper introduces the high resolution technique for estimating a series of channel parameters especially the relative time delay of first arrival among multipath delays. For a systematic analysis of the proposed location method, its performances are exploited by obeying the CODIT channel model specially under the urban environment. Throughout exhaustive simulation results, this paper verifies the superiority of our proposed scheme in the sense of the resolution of TDOA(Time Difference of Arrival) parameters and the accuracy of overall location performance in average sense.

1. 서론

최근 이동통신시스템에서는 이동통신 서비스 업체들로 하여금 이동국 위치제공을 위한 서비스가 점차 요구되고 있으며 미국 연방 통신 위원회(FCC)에서는 이미 2001년까지 긴급통화인 911 서비스 전체 이동국의 67% 수준에서 적어도 핸드셋 기

반인 경우 50m, 네트워크 기반인 경우 100m 이내로, 95% 수준에서 적어도 핸드셋 기반인 경우 150m, 네트워크 기반인 경우 300m 이내로, 이동국 위치를 포착하고 이를 공중안전국(PSAP)으로 보고하는 서비스 제공에 대한 강제규정을 설정해 놓은 상태이다^[1]. 또한 3세대 이동통신 무선접속 규격인 W-CDMA 시스템에는 무선 측위 서비스가 보편화될 예

* 숭실대학교 전자정보통신공학부 통신 및 신호처리 연구실(mrjoy@ames.ssu.ac.kr),

** 숭실대학교 전자정보통신공학부 통신 및 신호처리 연구실(wlee@saint.soongsil.ac.kr)

논문번호 : 020004-0107, 접수일자 : 2002년 1월 17일

※ 본 연구는 1999년도 학술진흥재단 지원으로 수행된 연구 결과이며 학술 진흥재단 관계자와 관련 연구원의 도움에 감사 드립니다. (KRF-99-041-E00230)

정이며, 이러한 무선 측위 시스템은 긴급통화 서비스의 응용 뿐만 아니라 이동국으로 하여금 특별한 장비 구입이나 네트워크접속이 필요 없이 기존에 이동통신 네트워크를 사용하여 이동국 위치를 기반으로 다양한 지리정보 및 기타 서비스를 제공받을 수 있다는 점에서 장차 기본적인 무선 이동통신 서비스로 정착할 것이다. 그러기 위해서는 무선 측위에 있어 측위의 정확도를 떨어뜨리는 여러 문제들을 해결해야 하며 그 중 가장 문제가 되는 것으로 *hearability* 문제와 다중 경로로 인해 발생하는 오차 문제, *DOP* 문제들을 들 수 있다. *hearability* 문제는 단말기가 제어 기지국에 가까이 위치했을 때 신호의 전력이 너무 커서 인근 기지국들의 신호를 인지 못해 측위에 필요한 *TDOA* 정보의 정확도가 떨어지거나 얻을 수 없게 만든다. *W-CDMA* 시스템에서 순방향 링크를 사용하는 무선 측위에서 발생하는 *hearability* 문제를 완화시키기 위해 *Ericsson* 사, *Motorola*사에서 제안한 *IPDL*방식이 적용될 예정이다^{2,3}.

이 밖에 다중경로로 인해 발생하는 오차문제는 측위 성능을 현저히 떨어뜨리는 원인이 된다. 특히 도심지역에서 발생되는데 단말기 주변에 근접 위치하는 다수의 장애물체들에 의해 발생하는 *NLOS* 현상 및 복잡한 다중경로 성분들에 의한 부정확한 첫 번째 다중경로 도래지연시간 추정은 측위 성능 저하를 더욱 심화시킨다. 또한 *TDOA* 방식을 적용한 무선 측위 방법은 열악한 *DOP* (*Dilution of Precision*)환경에서 *TOA* 방식보다 측위의 정확도가 떨어지게 되며, 이에 대한 보안책으로서 기존의 기지국뿐 아니라 별도의 *PE*(*Positioning Element*)들을 사용하는 방안이 고려되고 있다. 이러한 별도의 *PE*들을 사용하는 경우 *DOP* 문제뿐 아니라 *hearability* 문제도 상당히 개선될 수 있다는 장점이 있다.

위에서 언급한 다양한 문제점들을 완화시키기 위해 *3GPP* 규격의 *PE-IPDL* 기법을 소개하며, 고해상도 채널 추정 기법을 적용하여 다중경로의 영향으로 발생하는 첫 번째 다중경로 도착지연 성분의 오차를 줄여 *TDOA* 정보의 정확도가 개선됨을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2장에서는 *PE-IPDL* 기법에 관하여 기술하고, 제 3장에서는 고해상도 채널 추정 기법에 관하여 논한다. 제 4장에서는 모의 실험 및 결과를 고찰하고, 제 5장에서는 결론을 맺는다.

II. PE-IPDL 기법

PE-IPDL 방식은 기존의 *IPDL*방식과는 달리 제어 기지국 주위의 *PE*들을 이용하여 측위를 하는 방식으로써 *DOP* 문제 및 *hearability* 문제를 완화시킬 수 있다. 그림 1은 *PE*들을 사용한 *IPDL* 기법상의 단말기, 기지국 및 *PE*들의 구성도를 나타낸다. *PE*들은 그림 1처럼 셀의 한 섹터 내에 여러 개가 존재하며, *SRNC*(*Serving Radio Network Controller*)와 *PE*는 인근 *PE* 확인자 코드, *PE*가 속해있는 기지국의 확인정보, *PE*의 전송 전력, 코드 길이, *IPDL* 파라미터들을 주고받는다. 또한 *SRNC*와 단말기는 측위방식, 즉 네트워크 모드 혹은 단말기 모드, 에 따라 인근 *PE*들의 확인자 코드 리스트, *PE*들의 지형적 위치, 기지국과 *PE*간의 *RTD* 정보등을 주고 받는다. *RNC* 사이에서는 *PE*들의 지형적 위치와 *IPDL* 파라미터를 주고받는다. 여기서 *PE*의 역할은 소속셀의 기지국 휴지기간의 타이밍 스케줄을 획득하여, 기지국이 휴지기간으로 작동되는 순간 *PE*에서는 소속셀이 사용하는 *CPICH*, 채널을 송출하게 된다.

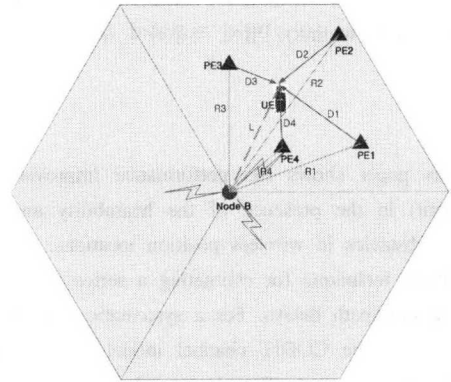


그림 1. PE-IPDL를 위한 PE 방법의 예

PE-IPDL 방식은 그림 2처럼 하향링크에서 제어 기지국의 휴지기간 타이밍을 기지국을 통해 알고있으며, 휴지기간에 파일럿 심볼을 전송하는 방법이다. 이들 파일럿 심볼들은 기지국과 다른 곳에 위치한 *PE*들에 의해 전송된다. 이같은 절차는 *UE*(*User Equipment*) 즉, 단말기가 셀의 가장자리, 건물 내, 그리고 지방 환경에 위치해 있을 때 참조 자료 (*Node B*, 위성)를 사용하는 기존의 방식(*PR-IPDL*, *TA-IPDL*)보다 이점을 가지고 있다.

그림 2는 그림 1처럼 제어 기지국과 이동국, *PE*가 놓여 있을 때 그들간의 타이밍 관계를 도시한 것이다. 여기서 $\{R_i\}_{i=1}^4$ 는 4개의 *PE*들을 사용할 경

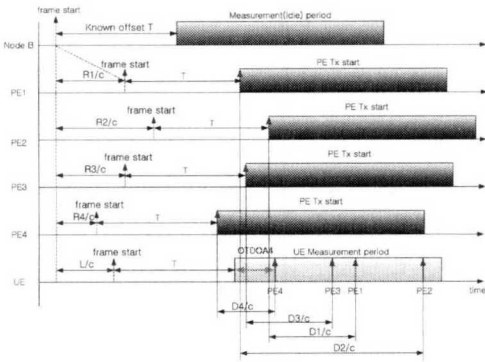


그림 2. PE-IPDL의 타이밍 구조

우, 제어 기지국과 각 PE들간의 거리를 나타내고, $\{D_i\}_{i=1}^4$ 는 이동국과 각 PE들간의 거리를 나타낸다. L은 제어 기지국과 이동국간의 거리 나타내며, c는 광속도를 나타낸다. 각각의 PE들의 프레임 시작점은 제어 기지국과 PE들간의 거리에 따른 시간 지연과 옵셋 T에 의해 결정되며, 옵셋 T는 프레임 시작점과 휴지기간의 시작점 사이의 시간이다. 이동국은 제어 기지국에서 받은 IPDL 파라미터등을 통해 각 PE들의 송출 시작점과 이동국에서 획득한 PE들의 피크점을 알 수 있어 PE-OTDOA 정보를 얻을 수 있게 된다. 이로써 더 많은 TDOA 정보를 이용하여 측위의 정확도가 개선되게 된다. 그림 3은 OTDOA-PE 네트워크 방식의 무선 측위 절차를 나타낸 것이다. 점선으로 표현된 것은 측위 방법 및 모드에 따라 SRNC에서 선택적으로 요청하게 된다. 먼저 CN(Core Network)에서 측위 요청을 하면 SRNC에서는 환경에 따라 PE, UE에게 측정 정보를 요청하게 된다. PE는 UE에게 기지국에 해당하는 신호를 UE에게 전송하게 된다. UE는 PE들의

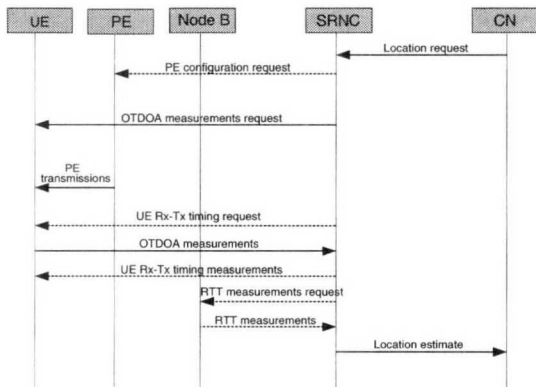


그림 3. OTDOA-PE 네트워크 측위 절차

신호를 이용하여 OTDOA 정보들을 SRNC에 전달한다. 여기서 SRNC는 에러 마진을 줄이기 위해서 선택적으로 기지국에게 RTT(Round-Trip Time) 정보를 요청하고 SRNC에서는 OTDOA 정보와 RTT 정보, 기타 UE에서 보내지는 송신과 수신 프레임간의 시간차 성분, 즉 UE Rx-Tx 시간 성분 등의 측위 보조 정보들을 이용하여 측위를 계산한 후 CN에게 전달한다.

PE 방법은 선택적으로 다른 측위 방법들과 결합하여 사용할 수 있다. PE들을 이용한 측위 측정은 기존의 OTDOA-IPDL과 매우 유사하며, 만약 제어 기지국과 인근 기지국들의 지형적 위치 구조에 의한 혹은 인근 기지국 신호들이 충분치 못하여 측위의 정확도가 성능 이하라고 판단되면, 몇 개의 PE들을 부수적으로 동작함으로써 측위의 정확도가 개선된다.

III. 고해상 채널 추정 기법

복잡한 도심환경하에서는 기지국으로부터 송신되는 신호가 단말기로 도래하는 경우 많은 수의 Scatter들에 의해 반사되거나 회절되어 전달된다. 이때 발생하는 다중경로 현상에 의한 지연시간성분들을 정확히 추정하는 작업은 무선측위의 성능에 큰 영향을 미치게된다. 이렇게 다중 경로 페이딩으로 인해 발생하는 다중경로성분들의 상대적 지연시간 성분들을 단말기에 상관을 통해 추정하는 경우 발생할 수 있는 지연시간 추정 오차를 보정해 주기 위해 본 논문에서 제안한 고해상 채널 추정 기법을 적용한다⁷⁾.

W-CDMA 시스템에서 전송된 파일럿 채널 신호를 $s(t)$ 라 하고 다중 경로 채널을 통과한 수신된 신호를 $y(t)$ 라고 정의하면, 채널 $h(t)$ 는 다중경로 채널을 고려하여 아래의 수식과 같이 나타내어진다.

$$y(t) = s(t) * h(t) = s(t) * \left(\sum_{i=1}^m a_i \delta(t - \tau_i) \right) = \sum_{i=1}^m a_i s(t - \tau_i) \quad (1)$$

여기서 m 은 총 다중경로 수를 나타내며, 각 다중 경로 채널 파라미터 a_i 는 Nakagami-m 확률 분포를 갖는다. 수신 단말기에서 주어진 해당 기지국의 Primary 스크램블링 코드로 역 확산하게 되면 다음과 같은 표현식을 얻을 수 있다.

$$y_{ds}(t) = \sum_{i=1}^m a_i r_s(t - \tau_i) \quad (2)$$

식 (2)에서 $y_{ds}(t)$ 는 역 확산 후의 신호이며, $r_s(t - \tau_i)$ 해당 기지국의 파일럿 채널 신호로 사용되는 Primary 스크램블링 코드의 자기 상관 함수이다. 이때 식 (2)를 푸리에 변환하면 다음과 같다.

$$Y_{ds}(w) = \sum_{i=1}^m a_i R_s(w) e^{-jw \tau_i} \quad (3)$$

식 (3)의 결과를 Primary 스크램블링 코드의 자기상관 함수의 푸리에 변환 결과를 나누어보면 다음과 같은 결과를 얻게되며, 이는 단말기에서 행한 역 확산된 결과를 원래의 Primary 스크램블링 코드의 자기상관 함수로 Deconvolution한 효과를 나타낸다

$$K(w) = \frac{Y_{ds}(w)}{R_s(w)} = \sum_{i=1}^m a_i e^{-jw \tau_i} \quad (4)$$

식 (4)를 다시 주파수영역에서 $\Delta \omega$ 간격으로 샘플링하면 다음과 같다.

$$K(n\Delta \omega) = \sum_{i=1}^m a_i e^{-jn\Delta \omega \tau_i} \quad (5)$$

식 (5)에서 얻게 되는 $2N+1$ 개의 샘플값들을 이용하여 행렬 K 를 구성하면 식 (6)과 같으며, 이때 행렬 K 는 Hermitian Toeplitz 성질을 갖게 된다.

$$K = \begin{bmatrix} K(0\Delta \omega) & K(1\Delta \omega) & \dots & K(N\Delta \omega) \\ K(-\Delta \omega) & K(0\Delta \omega) & \dots & K((N-1)\Delta \omega) \\ K(-2\Delta \omega) & K(-\Delta \omega) & \dots & K((N-2)\Delta \omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K(-N\Delta \omega) & K(-(N-1)\Delta \omega) & \dots & K(0\Delta \omega) \end{bmatrix} \quad (6)$$

식 (5)를 참조하여 식 (6)에서 나타난 행렬 K 를 정리하면 다음과 같은 행렬 연산식으로 표현이 가능하다.

$$K = SBS^H \quad (7)$$

식 (7)에서 H 는 Hermitian 행렬을 나타내며, Vandermonde 형태의 $(N+1) \times m$ 행렬 S 와 대각 행렬 B 는 다음과 같다.

$$S = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\Delta \omega \tau_1} & e^{j\Delta \omega \tau_2} & \dots & e^{j\Delta \omega \tau_m} \\ e^{2j\Delta \omega \tau_1} & e^{2j\Delta \omega \tau_2} & \dots & e^{2j\Delta \omega \tau_m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{Nj\Delta \omega \tau_1} & e^{Nj\Delta \omega \tau_2} & \dots & e^{Nj\Delta \omega \tau_m} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & a_m \end{bmatrix} \quad (8)$$

이때 행렬 K 의 rank는 m 이며, 따라서 m 개의 0이 아닌 고유치들을 갖는다. 이때 0이 아닌 고유값들을 제외한 나머지 고유값들, 즉 $\{\lambda_i\}_{i=m+1}^{N+1}$, 을 0 이라 놓으면 다음과 같은 식이 성립된다.

$$SBS^H e_k = \lambda_k e_k = 0, \quad k = m+1, \dots, N+1 \quad (9)$$

여기서 e_k 는 고유치 λ_k 에 대응하는 행렬 K 의 고유벡터이다. 식 (9)의 양변에 B^H 과 S^H 을 곱하면 다음과 같다.

$$[B^H S^H S B] \cdot S^H e_k = 0 \quad (10)$$

윗 식 (10)에서 $B^H S^H S B$ 는 $m \times m$ 행렬로 full rank이며, 이 행렬을 M 이라고 놓고 양변에 M^{-1} 을 곱하면 다음과 같은 식(11)을 얻을 수 있다.

$$S^H e_k = 0, \quad k = m+1, \dots, N+1 \quad (11)$$

이때 S 의 각 열을 V_1, V_2, \dots, V_m 으로 나타내면 0이 아닌 고유치에 해당되는 고유벡터 e_i 는 식 (12)와 같이 V_i 들의 선형조합으로 구성된다.

$$e_i = \sum_{k=1}^m c_{i,k} V_k, \quad i = 1, \dots, m \quad (12)$$

이때 0이 아닌 고유치를 갖는 행렬 k 에 대한 m 개의 고유벡터들로, 즉 $\{e_i\}_{i=1}^m$, 구성되는 행렬을 E 로 정의하면 다음과 같다.

$$E = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_m] \quad (13)$$

행렬 E 의 각각의 첫 번째 행과 마지막 행을 제외한 $N \times m$ 행렬을 각각 E_1, E_2 라고 정의하면 다음과 같다.

$$E_1 = \begin{bmatrix} e_0^{(1)} & e_0^{(2)} & \dots & e_0^{(m)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N-1}^{(1)} & e_{N-1}^{(2)} & \dots & e_{N-1}^{(m)} \end{bmatrix}$$

$$E_2 = \begin{bmatrix} e_1^{(1)} & e_1^{(2)} & \dots & e_1^{(m)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_N^{(1)} & e_N^{(2)} & \dots & e_N^{(m)} \end{bmatrix} \quad (14)$$

식 (12)로부터 식 (13)의 행렬 E 는 행렬 S 와

$m \times m$ 선형조합계수 행렬 C 의 곱의 형태인 다음의 행렬식을 얻을 수 있다.

$$E = SC \tag{15}$$

S 에서 마지막 행을 제외한 나머지 행렬을 S_1 으로 정의하고 diagonal 행렬을 D 라 정의하면 다음과 같다.

$$S_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\Delta\omega\tau_1} & e^{j\Delta\omega\tau_2} & \dots & e^{j\Delta\omega\tau_m} \\ e^{2j\Delta\omega\tau_1} & e^{2j\Delta\omega\tau_2} & \dots & e^{2j\Delta\omega\tau_m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{(N-1)j\Delta\omega\tau_1} & e^{(N-1)j\Delta\omega\tau_2} & \dots & e^{(N-1)j\Delta\omega\tau_m} \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} e^{j\Delta\omega\tau_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\Delta\omega\tau_2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\Delta\omega\tau_m} \end{bmatrix} \tag{16}$$

위의 두 식을 사용하여 식 (14)의 E_1, E_2 를 간단히 표현하면 다음과 같다.

$$E_1 = S_1 C \tag{17}$$

$$E_2 = S_1 D C \tag{18}$$

식 (17)과 (18)를 이용하여 E_2 에 대한 E_1 의 일반화된 고유값들을 구하게 되면 m 개의 지연성분들을 알 수 있다. 즉 다시 말해서 일반화된 고유값을 $\lambda_i, i = 1 \rightarrow m$, 이라고 놓으면 지연값 τ_i 는 $Imag\left\{\frac{\lambda_i}{\Delta\omega}\right\}$ 가 된다. 본 논문에서는 이렇게 구한 다중경로 지연 시간 값들 중 첫 번째 값들을 사용하여 기지국 전송 신호들간의 TDOA 값들을 무선측위에 사용한다.

IV. 모의실험 및 결과

셀은 육각형 구조로 되어 있다고 가정하며, 그림 4는 PE-IPDL 방식을 위한 셀의 구조이며, 기지국은 3개, PE는 2개로 정하고 단말기의 개수는 500개로 설정한다. 그림 4에서 3개의 셀들이 서로 일직선상에 있음으로 인해 DOP가 극히 열악한 상황을 보여주고 있으며, 이 경우 별 모양의 PE들을 사용하여 무선 측위를 개선하는 상황을 시뮬레이션을 통해 보여준다.

W-CDMA 시스템에서 동기를 위해 쓰이는 입력 데이터는 CPICH이고 모두 1로 되어 있으며, 그림 5에서 보여주는 것처럼 채널구분 코드와 스크램블

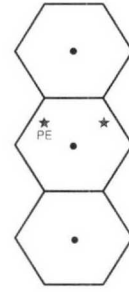


그림 4. 셀 도시 시뮬레이터

링 코드를 이용하여 확산이 수행된다. 채널구분 코드는 OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor) 가 사용되고 SF (Spreading Factor)는 256이 되며 그 중 첫 번째가 쓰인다. 스크램블링 코드는 $2^{18}-1$ 개의 골드 코드 중에 primary 스크램블링 코드가 쓰이고 길이는 1 프레임(38400칩)마다 반복이 된다^[4].

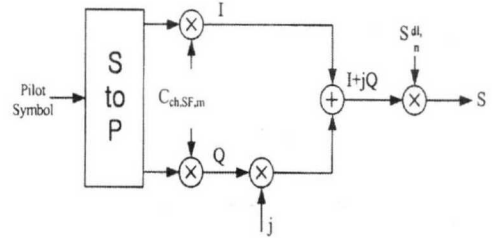


그림 5. UMTS에서 CPICH 채널 생성 과정도

경로 손실 모델은 COST231-HATA 모델을 사용한다^[5]. W-CDMA 시스템에서 반송 주파수는 f_c 이고 기지국(BS)의 높이는 h_b 이며 단말기의 높이를 h_m 이라 하면, Path Loss식은 다음과 같다.

$$L_p = A + B \log_{10}(d) + C \tag{19}$$

$$\begin{cases} A = 46.3 + 33.9 \log_{10}(f_c) \\ \quad - 13.28 \log_{10}(h_b) - a(h_m) \\ B = 44.9 - 6.55 \log_{10}(h_b) \\ C = 0,3 \end{cases} \tag{20}$$

$$a(h_m) = \begin{cases} 1.1 \log_{10}(f_c) h_m - (1.56 \log_{10}(f_c) - 0.8) \\ 8.28 (\log_{10}(1.54 h_m))^2 - 1.1 \\ 3.2 (\log_{10}(11.75 h_m))^2 - 4.97 \end{cases} \tag{21}$$

여기서 f_c 는 MHz 단위의 주파수이며 h_b 는 m 단위의 기지국의 높이이다. h_m 은 m 단위의 단말기 안테나의 높이이고 d 는 단말기와 기지국 사이의 거리를 나타내며 단위는 km 이다. C 는 0일 때 중형

도시와 교외 지역을 나타내고 3일 때 대도시를 나타낸다. 본 논문에서는 시뮬레이션을 위해 표 3과 같이 파라미터들을 설정하였다.

채널 모델은 수정된 CODIT 모델을 사용하며 다음 그림 6은 Urban, Suburban 환경에서 일반적인 전력 지연 형태를 나타낸다^[6].

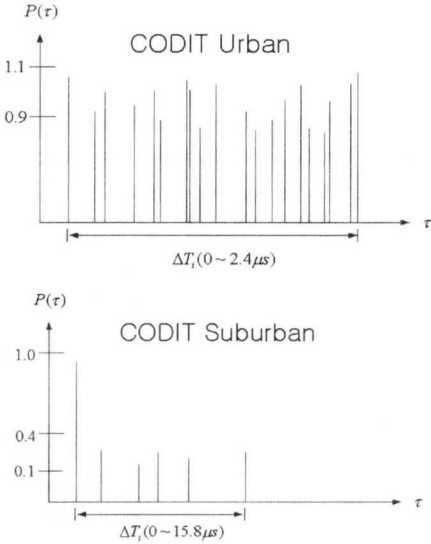


그림 6. CODIT 채널 모델에서 일반적인 전력 지연형태

지연 확산은 Greenstein이 제안한 모델인 식 (22)에서 환경에 따라 결정되며 이에 따른 파라미터들은 표 1과 같다.

표 1. 환경에 따른 지연 확산 파라미터

환경	T_1	ϵ	σ_y
Bad Urban	1.0 μ s	0.3	4dB
UrbanA	4.0 μ s	0.5	4dB
Suburban	3.0 μ s	0.3	4dB
Rural	0.1 μ s	0.3	4dB

$$\tau_{rms} = T_1 d^\epsilon y \tag{22}$$

τ_{rms} 는 rms 지연 확산을 나타내며, T_1 는 거리 d 에 따른 지연 확산의 평균값이다. ϵ 는 거리에 따른 독립적인 성분을 나타내며, y 는 정규분포를 나타낸다. 표 1처럼 지연 확산에 따라 τ_{max} 가 결정되어 CODIT 모델에 적용된다. Urban 환경일 경우 평균 초과 지연값과 지연 확산값의 비가 17.9 : 1이

며 이는 문헌에 기록된 결과인 1 : 1의 비와 차이가 발생한다. 이를 보완하기 위해 전력지연 프로파일 에 $e(-6\tau / \tau_{max})$ 을 곱함으로써 지연 확산값과 평균 초과 지연값의 비가 평균 1.15 : 1의 분포가 되어 Greenstein 지연확산 모델과 같이 로그 노말 분포를 갖게 된다. 교외 환경일 경우 LOS 성분으로 인해 지연 확산값과 평균 초과 지연값의 비가 1 : 1의 비와 비슷한 평균 0.95 : 1의 분포가 된다.

표 2. 수정 CODIT 모델의 파라미터들

환경	Scatterer #	Time delay τ_i	Relative Power P_i	Nakagami-m parameter
Bad Urban	1-20	0- τ_{max}	$(0.5 - 1.5) \times \exp(-6\tau / \tau_{max})$	1
UrbanA				
Suburban	1	0	4.3	15
	2-6	0- τ_{max}	0.1-0.4	1-5
Rural	Suburban과 동일			

각각의 Scatters는 평균전력 Ω_i 와 Nakagami-m 분포 파라미터 m_i , 도래각 α_i 그리고 파도 지연 τ_i 에 의해 결정된다. Nakagami-m 분포식은 다음과 같고, 채널 모델 파라미터는 표 2와 같다. Scatterer의 개수는 환경에 따라 결정되고 τ_{max} 는 τ_{rms} 에 의해 결정이 되며 P_i 는 시간 지연에 따라 전력이 감소된 형태로 구성된다. Nakagami-m 분포 파라미터는 $m=1$ 일 경우 Rayleigh 분포를 가지며, $m>1$ 일 경우 Rice 분포를 갖는다^[8]. Nakagami-m 분포의 확률밀도함수는 아래 식 (23)와 같다.

$$P_R(r) = \frac{2(\frac{m}{\Omega})^m}{\Gamma(m)} \cdot r^{2m-1} \cdot e^{-m r^2/\Omega} \tag{23}$$

여기서 Ω 는 식 (24)와 같고, 파라미터 m 은 페이딩 지수를 나타낸다.

$$\Omega = E(R^2) \tag{24}$$

$$m = \frac{\Omega^2}{E[R^2 - \Omega^2]}, \quad m \geq 1/2 \tag{25}$$

표 3은 시뮬레이션에 적용될 파라미터를 나타낸다. W-CDMA 시스템에서 Chip rate은 3.84Mcps이고 반송 주파수는 1.92GHz이다.

표 3. 시뮬레이션 파라미터 설정

Parameter	Value	
Carrier frequency	1.92Ghz	
Chip rate	3.84Mchips/s	
Idle Period	PR-IPDL	1 slot
	TA-IPDL	2 slot
Over sampling rate	16	
BS Total Power	43dBm	
PE Power	30dBm, 36dBm	
CPICH Power	33dBm	
Pilot SNR	20dB	
hBS(m), hMS(m)	30, 2	
MS speed (kmph)	5	

그림 7은 다중 경로 페이딩이 심한 도심환경에서 단말기가 기지국 신호를 수신할 때 수신 신호의 채널 충격 응답 분포와 이를 고해상 채널 추정 기법을 적용했을 때의 추정된 채널 충격 응답 분포를 나타낸다.

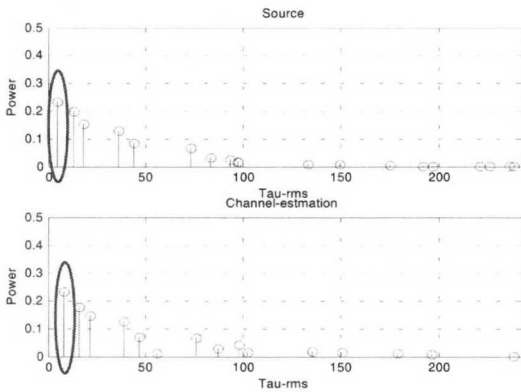


그림 7. 채널 추정 성능 비교

두 그림의 동그라미 실선으로 처리된 부분을 비교했을 때 최초 지연 시간이 비슷함을 알 수 있다. 이렇게 측정된 첫 번째 채널 충격 응답 성분을 이용하면 다중 경로 페이딩 문제를 완화시킬 수 있어 보다 정확한 TDOA 정보를 획득할 수 있게 된다.

PR-IPDL 방식은 휴지기간에 인근 기지국으로부터 도래하는 신호는 모든 순방향 채널 성분신호이며, 이때 전체 송출 전력에 대한 CPICH 송신 전력 비를 10%라고 놓았다. 이에 비하여 CPICH 채널 신호만을 이용하는 두 방식에 의한 성능을 비교하기 위하여 PR-IPDL의 휴지기간을 2560칩, 즉 한

슬롯, 으로 고정하였다.

PE-IPDL방식에 대한 성능을 보기위해 그림 4와 같이 열악한 DOP 환경에서 기존의 PR/TA IPDL 방식에서 없는 PE들을 적용하였다. 채널 환경으로는 UrbanA를 적용하였으며, 시뮬레이션 상에서 PE들의 송출 전력은 제어 기지국에 비해 2배 혹은 1/2배로 조정하여 이에 대한 결과는 그림 8와 9에 나타내었다. 물론 그림들 상에서 볼 수 있듯이 기존의 PR-IPDL 방식에 비해 PE-IPDL 방식이 열악한 DOP 상황에서 좋은 성능을 나타냄을 알 수 있다. 또한 도심환경에서 다중경로로 인해 발생하는 오차를 고해상 채널 추정 기법을 적용함으로써 오차가 감소됨을 볼 수 있다. 이로써 TDOA 정보의 정확도가 개선되어 측위의 오차가 감소됨을 볼 수 있다.

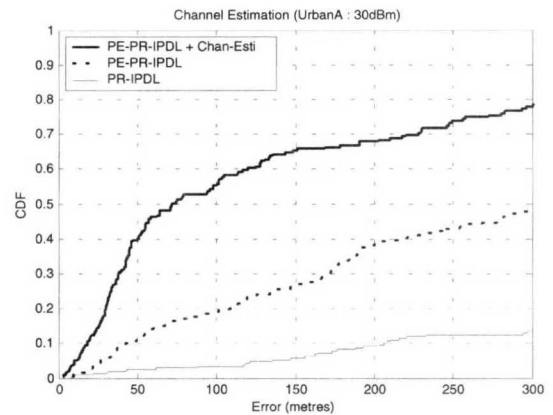


그림 8. 열악한 DOP 환경에서 채널 추정을 통한 PE-IPDL 기법의 성능분석(30dBm)

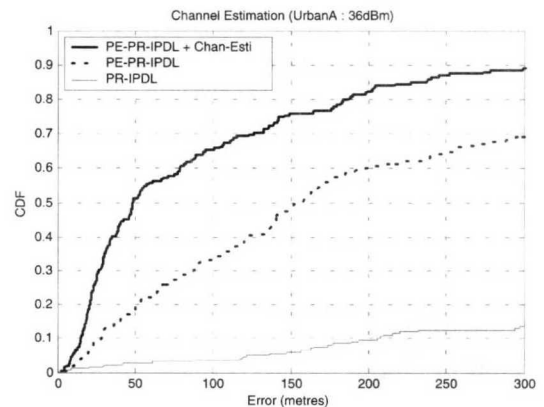


그림 9. 열악한 DOP 환경에서 채널 추정을 통한 PE-IPDL 기법의 성능분석(36dBm)

V. 결론

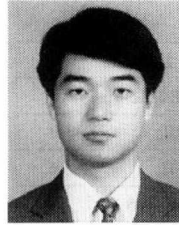
본 논문에서는 W-CDMA 시스템에서 열악한 DOP 환경에서 기존의 IPDL 방식보다 PE-IPDL 방식을 적용했을 때 성능이 개선됨을 보았다. 이는 TDOA 기법의 단점을 PE들로 보완함으로써 측위의 정확도가 개선된 것이다. 여기서 PE의 전력 크기에 따라 측위의 정확도가 달라짐을 알 수 있었다. 또한 다중경로 페이딩으로 인한 시간 지연 성분들을 고해상 채널 추정 기법을 이용하여 추정하고 이를 PE-IPDL 방식에 적용함으로써 NLOS에서의 첫번째 도착지연 오차를 줄일 수 있었다.

참고 문헌

- [1] FCC WIRELESS 911 REQUIREMENTS, FACT SHEET, WTB/Policy January 2001
- [2] TSG-RAN Working Group 1 meeting #4 Sh in-Yokohama, Japan, Recapitulation of the IPDL positioning method , Ericsson
- [3] Brendan Ludden & Luis Lopes, Cellular Based Location Technologies for UMTS: A comparison between IPDL and TA-IPDL, MOTOROLA
- [4] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network ;(2000.06)
- [5] Lalitha Sankaranarayanan, Wireless Communication Technologies course No, 16:32:559(Spring 2000) Lecture 01-26-00
- [6] Ari Kangas, Henrik Asplund, Sven Fischer, Evaluation of Positioning Measurement Systems, TIP1.5/98-110, May 15, 1998
- [7] S. U. Pillai, "Array Signal Processing," Springer-Verlag New York Inc., 1989.

이 원 철(Won-Cheol Lee)

정회원

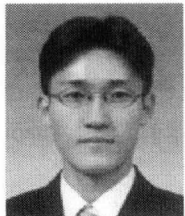


1986년 : 서강대학교 이공대학
전자공학과 공학사.
1988년 : 연세대학교 대학원
전자공학과 공학석사.
1994년 : New York Polytechnic
University 공학박사.

1994년 1월~1994년 12월 : IEEE Trans. on Signal Processing 논문 심사 위원.
1995년 9월~현재 : 숭실대학교 공과대학 정보통신공학과 조교수.
1995년 1월~현재 : 한국통신학회 편집위원.
1998년 1월~현재 : 한국정보과학회 연합논문지 편집위원

박 운 용(Woon-Yong Park)

정회원



2000년 : 남서울대학교
정보통신공학과 공학사.
2002년 : 숭실대학교 정보통신공학과 공학석사.
현재 : 숭실대학교 정보통신공학과 박사과정 재학.