

論文2002-39TC-6-2

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

(Performance Analysis of IPDL Methods Using High  
Resolution Channel Estimation Technique for W-CDMA  
systems)

朴雲龍\*, 崔州平\*, 李元澈\*

(Woon-Yong Park, Joo-Pyoung Choi, and Won-Cheol Lee)

### 요 약

본 논문은 기지국들로부터 단말기로의 TDOA(Time Difference of Arrival) 성분을 기반으로 한 무선 측위 기법의 성능향상에 영향을 미치는 다중경로의 최초 도착 시간 지연 성분을 정밀하게 취득하기 위한 고해상 채널 추정 기법을 소개한다. 제안된 고해상 채널 추정 기법은 3GPP에서 공용 파일럿 신호의 수신 자기 상관 함수 특성을 주파수 영역상에서 샘플링하고 Hermitian Toeplitz 성질을 만족하는 행렬을 구성하여 이에 대한 벡터 영역상의 분석을 거쳐 시간 지연 성분들을 정밀 추정하게 된다. 본 논문에서 시뮬레이션을 통하여 제안된 고해상 채널 추정 기법을 수정 CODIT 모델을 바탕으로 3GPP에서 고려되는 PR-IPDL(Pseudo Random-Idle Period Downlink)과 TA-IPDL(Time Aligned-Idle Period Downlink) 무선 측위 기법에 적용하여 무선 측위 성능을 체계적으로 분석한다.

### Abstract

This paper introduces the high-resolution channel estimation technique which are used to estimate the first arrival multipath delay component. The proposed technique yields the precise estimate of the first time arrival which is directly related to the performance of TDOA-based position location. The proposed technique utilizes the transformed auto-correlation function of received common pilot signal in frequency domain, its samples compose the hermitian Toeplitz matrix at sequel. Then the time delay components could be estimated with precision by the analysis of eigen-structure of corresponding matrix. In this paper, obeying the modified CODIT model, the performance of the PR-IPDL(Pseudo Random-Idle Period Downlink) and TA-IPDL(Time Aligned-Idle Period Downlink) considered as 3GPP position location technique will be exploited systematically through the computer simulations with applying the proposed technique.

**Keywords** : IPDL, TDOA, CODIT, channel estimation.

\* 正會員, 崇實大學校 情報通信工學科

(School of Electronic Engineering, Soongsil University)

※ 본 연구는 1999년도 학술진흥재단 선도연구자사업

지원으로 수행된 연구 결과이며, 학술 진흥재단 관계  
자와 관련 연구원의 도움에 감사 드립니다.

接受日字:2002年2月25日, 수정완료일:2002年5月27日

### I. 서 론

최근 이동통신시스템에서 사용되는 무선측위는 이동  
통신 서비스 업체들로 하여금 단말기 위치제공을 위한  
서비스가 점차 요구되고 있으며 미국 연방 통신 위원회

(FCC: Federal Communications Commission)에서는 이미 2001년까지 긴급통화 911서비스인 경우, 전체 단말기의 67% 수준에서 적어도 핸드셋 기반인 경우 50m, 네트워크 기반인 경우 100m 이내로, 95% 수준에서 적어도 핸드셋 기반인 경우 150m, 네트워크 기반인 경우 300m 이내로, 단말기 위치를 포착하고 이를 공중안전국(PSAP: Public Safety Answering Point)으로 보고하는 서비스 제공에 대한 강제규정을 설정해 놓은 상태이다<sup>[1]</sup>. 또한 3세대 이동통신 무선전송 규격인 W-CDMA 시스템에는 보다 더 무선 측위 서비스가 보편화될 예정이며, 이러한 무선 측위 시스템은 긴급통화 서비스의 응용뿐만 아니라 단말기로 하여금 특별한 장비 구입이나 네트워크 접속이 필요 없이 기존의 이동통신 네트워크를 사용하여 단말기 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 오차문제를 들 수 있다. hearability 문제는 단말기가 서비스 기지국에 가까이 위치했을 때 발생하며, 이때 신호 전력이 너무 커서 인근 기지국들의 신호를 얻지 못해 측위에 필요한 TDOA 정보의 정확도가 떨어지거나 얻을 수 없게 된다. W-CDMA 시스템에서는 순방향 링크를 사용하는 무선 측위에서 발생하는 hearability 문제를 완화시키기 위해 Ericsson사, Motorola사에서 제안한 IPDL 방식이 적용될 예정이다<sup>[2-4]</sup>. 또한 다중경로로 인해 발생하는 오차문제는 측위 성능을 현저히 떨어뜨리는 원인이 되며, 특히 단말기 주변에 근접 위치하는 다수의 장애물 체들에 의해 발생하는 NLOS(Non-Line Of Sight) 현상 및 복잡한 다중경로 성분들에 의한 부정확한 첫 번째 다중경로 도래지연시간 추정은 측위 성능 저하를 더욱 심화시킨다. 위에서 언급한 다양한 문제점들을 완화시키기 위해 소개되어온 3GPP 규격의 PR-IPDL, TA-IPDL 방식을 소개하며, 고해상 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 II장에서는 PR/TA-IPDL 기법의 개념 및 원리에 대해 기술하고, 제 III장에서는 본 논문에서 제안한 고해상 채널 추정기법에 관하여 논한다. 제 IV장에서는 모의 실험 및 결과를 고

찰하고, 제 V장에서는 결론을 맺는다.

## II. IPDL의 원리

W-CDMA 시스템에서 단말기는 순방향 링크상의 동기 채널(P-SCH(Primary-Synchronization Channel), S-SCH(Secundary-Synchronization Channel))을 이용하여 슬롯 동기와 프레임 동기를 맞춘 후 스크램블링 코드 그룹을 확인하고 상관기를 거쳐 자신이 위치해 있는 서비스 기지국에서 보내오는 스크램블링 코드를 획득하여 P-CCPCH(Primary Common Control Physical Channel)에 들어있는 BCH(Broadcast Channel) 정보를 얻는다. BCH는 측위에 필요한 정보뿐만 아니라 기타 시스템 파라미터 정보들이 포함된다. W-CDMA 시스템에서는 기본적으로 인근 기지국에서 송신된 각각의 CPICH(Common Pilot Channel)들을 이용하여 단말기상에서 측정된 OTDOA(Observed Time Difference Of Arrival) 정보와 LMU(Location Measurement Unit)에서 측정된 RTD(Relative Time Difference)정보를 이용하여 무선 측위를 수행하는 TDOA 방식과 RTT(Round Trip Time) 정보를 이용한 Cell-ID 방식, 네트워크 A-GPS(Assisted-GPS) 방식으로 구분되며, 부가적으로 고품질의 측위 서비스를 제공하기 위해서 IPDL 방식이 적용된다. PR/TA-IPDL 방식은 그림 1처럼 단말기가 서비스 기지국에 가까이 위치했을 때 셀 내의 기지국 신호 전력 레벨이 다른 인근 기지국에서 보내오는 신호들에 비해 월등히 크기 때문에 발생하는 hearability 문제를 완화시키고 단말기에서 여타 기지국 신호를 최대한 많이 그리고 정확하게 수신할 수 있도록 하기 위해 일시적으로 서비스 기지국의 신호 송신을 중단한다. 결국 많은 TDOA 정보들을 얻을 수 있게 됨으로 인해 무선 측위의 성능을 상당히 개선할 수 있게 된다. 그림 1은 IPDL의 일반적인 처리 개념도를 나타낸다. IPDL은 크게 휴지기간 패턴 형태와 신호의  $C/(I+N)$ 에 따라 PR-IPDL과 TA-IPDL로 구분된다.

PR-IPDL 방식은 휴지 기간동안 서비스 기지국 신호를 제외한 파일럿 채널과 트래픽 채널을 전송하는 반면, TA-IPDL 방식은 주어진 휴지기간의 랜덤한 30%에 해당하는 시간 간격동안 파일럿 채널을 전송하며 나머지 70%동안은 전송을 중단하게 된다. TA-IPDL 방식은 서비스 기지국의 휴지기간에 다른 기지국들의 휴지기간을 정렬시키는 방식으로써 PR-IPDL에서 발생하는 열악한

C/(I+N)상태를 방지할 수 있으며, 이와 더불어 여타 기지국 신호의 hearability문제점을 좀 더 보완할 수 있다. 또한 휴지기간 동안 신호의 C/(I+N)이 PR-IPDL 보다 좋기 때문에 측위 정확도가 개선된다.

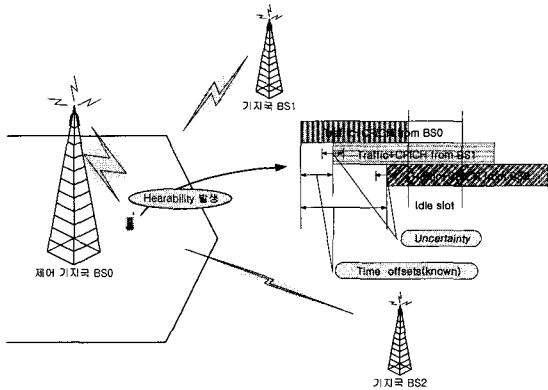


그림 1. IPDL의 일반적인 처리 개념도  
Fig. 1. General Conception of IPDL method.

이때 PR-IPDL 기법인 경우, 시간축 상에서 발생하는 휴지기간은 다른 주변 기지국의 휴지기간과의 동일한 시간에 발생하는 현상을 최소화하기 위하여 랜덤한 패턴 형태로 발생하며, 이러한 패턴은 서비스 기지국으로 제어 받는 모든 단말기에게 사전정보로 제공된다. 휴지기간의 길이 및 주기는 용량저하를 방지하기 위해 설정하게 된다. 그림 2는 PR-IPDL 기법과 TA-IPDL 기법의 휴지기간 패턴을 나타낸다. PR-IPDL 기법의 휴지기간 패턴은 랜덤한 반면에 TA-IPDL 기법의 휴지기간 패턴은 정렬되어 있으며 이때, 각 기지국들의 프레임 타이밍 오프셋 정보들을 알고 있어야 한다.

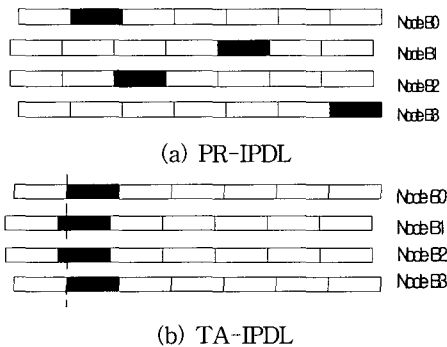


그림 2. 휴지기간 패턴 형태  
Fig. 2. Pattern of idle period for the different IPDL methods.

일반적으로 PR-IPDL과 TA-IPDL의 휴지기간 길이는 W-CDMA 시스템에서 각각 한 슬롯구간, 즉 2560칩 구간과 두 슬롯 정도로 할당된다. 불확실 구간 혹은 탐색 구간의 길이는 단말기가 속해 있는 셀 크기에 의존하게 되며, 셀 내의 모든 단말기의 위치가 판별될 수 있도록 정해져야 한다. 따라서 셀 내의 모든 단말기는 동일한 불확실 구간 혹은 탐색 구간을 갖고 타이밍 계산을 하게 된다.

서비스 기지국은 UTRAN(Universal Terrestrial Radio Access Network)에서 보낸 각각의 기지국들의 거리 정보를 알고 이를 통해 단말기 내에서 불확실 구간을 오프셋을 통해 상관 처리를 한 후 피크 점을 선택하여 OTDOA값들을 획득하게 된다. 이때 기지국들간의 송출 시간의 차이값들, 즉 RTD 정보, UE(User Equipment)의 송신 및 수신 시간차 정보, 즉 UE Tx-Rx Timing, 를 미리 획득하면 정확한 TDOA값들을 얻을 수 있다.

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 상관기를 통해 추정하는 경우 발생할 수 있는 지연시간 추정 오차를 보정해 주기 위해 본 논문에서 제안한 고해상 채널 추정 기법을 적용한다<sup>[5]</sup>.

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 다중경로 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 나타낸 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.

$$S = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j\Delta\omega\tau_1} & e^{j\Delta\omega\tau_2} & \dots & e^{j\Delta\omega\tau_m} \\ e^{2j\Delta\omega\tau_1} & e^{2j\Delta\omega\tau_2} & \dots & e^{2j\Delta\omega\tau_m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{Nj\Delta\omega\tau_1} & e^{Nj\Delta\omega\tau_2} & \dots & e^{Nj\Delta\omega\tau_m} \end{bmatrix} \quad (8)$$

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

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 0이라 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  $\lambda_k$  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 rank 이며, 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 0 이 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.

$$E = SC \quad (15)$$

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

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

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

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

$$E_1 = S_1 C \quad (17)$$

$$E_2 = S_1 D C \quad (18)$$

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  $\tau_i$ 는  $\text{Imag}\left\{\frac{\lambda_i}{\Delta\omega}\right\}$ 가 된다. 본 논문에서는 이렇게 구한 다중 경로 지연 시간 값들 중 첫 번째 값들을 사용하여 기지국 전송 신호들간의 TDOA 값들을 무선측위에 사용한다.

#### IV. 모의실험 및 결과

셀은 육각형 구조로 그림 3에 제시되어 있다. 단말기는 셀 0에서 세 개의 섹터 중 섹터 0에 규칙적으로 존재하며 기지국과 단말기의 개수는 각각 7개, 500개로 한다.

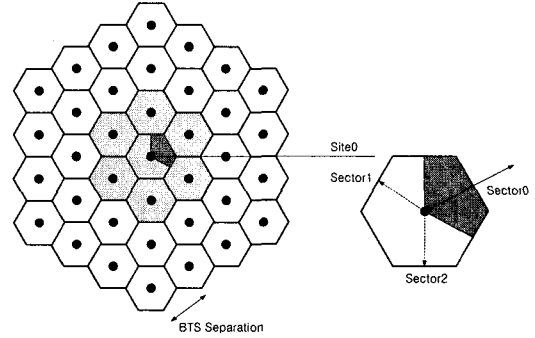


그림 3. 셀 도시 시뮬레이터  
Fig. 3. Cell simulator layout.

W-CDMA시스템에서 동기를 위해 쓰이는 입력 데이터는 CPICH이고 모두 1로 되어 있으며, 그림 4에서 보여주는 것처럼 채널구분 코드와 스크램블링 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<sup>[6]</sup>.

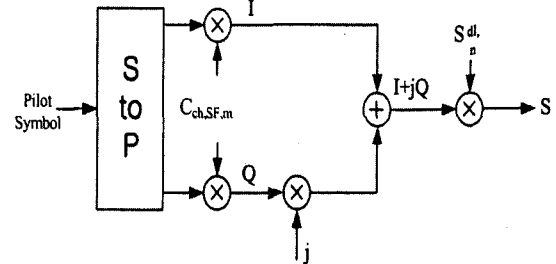


그림 4. UMTS에서 CPICH 채널 생성 과정도  
Fig. 4. Generating CPICH in UMTS.

경로 손실 모델은 COST231-HATA 모델을 사용한다<sup>[7]</sup>. W-CDMA시스템에서 반송 주파수는  $f_c$  이고 기지국(BS)의 높이는  $h_b$  이며 단말기의 높이를  $h_m$ 이라 하면, Path Loss식은 다음과 같다.

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

$$\begin{cases} A = 46.3 + 33.9 \log_{10}(f_c) \\ \quad - 13.28 \log_{10}(h_b) - a(h_m) \\ B = 44.9 - 6.55 \log_{10}(h_b) \\ C = 0.3 \end{cases} \quad (20)$$

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

여기서  $f_c$ 는 MHz 단위의 주파수이며  $h_b$ 는  $m$  단위인 기지국의 높이이다.  $h_m$ 은  $m$ 단위인 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 5는 Urban, Suburban 환경에서 일반적인 전력 지연 형태를 나타낸다<sup>[8]</sup>.

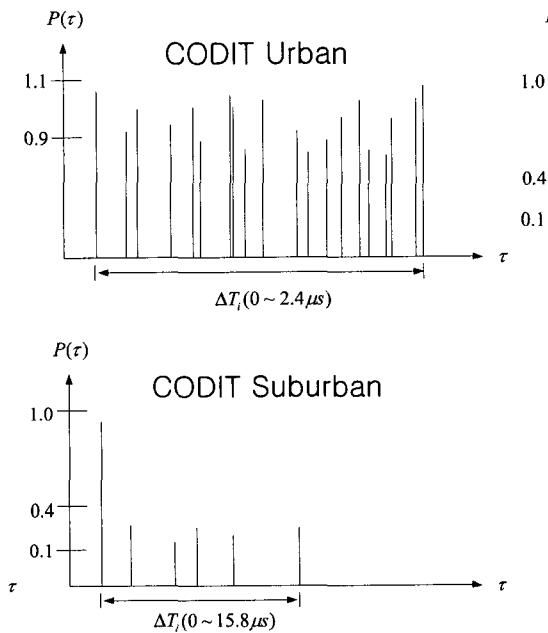


그림 5. CODIT 채널 모델에서 일반적인 전력 지연형태  
Fig. 5. Typical power delay profiles for the CODIT channel model.

표 1. 환경에 따른 지연 확산 파라미터

Table 1. Delay spread model parameters for the different environments.

환경	$T_1$	$\epsilon$	$\sigma_y$
Bad Urban	1.0 $\mu s$	0.3	4dB
UrbanA	4.0 $\mu s$	0.5	4dB
Suburban	3.0 $\mu s$	0.3	4dB
Rural	0.1 $\mu s$	0.3	4dB

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

$$\tau_{rms} = T_1 d^\epsilon y \quad (22)$$

$\tau_{rms}$ 는 rms 지연 확산을 나타내며,  $T_1$ 는 거리  $d$ 에 따른 지연 확산의 평균값이다.  $a\epsilon$ 는 거리에 따른 독립적인 성분을 나타내며,  $y$ 는 정규분포를 나타낸다. 표 1처럼 지연 확산에 따라  $\tau_{max}$ 가 결정되어 CODIT 모델에 적용된다. Urban 환경일 경우 평균 초과 지연값과 지연 확산값의 비가 17.9 : 1이며 이는 문헌에 기록된 결과인 1 : 1의 비와 차이가 발생한다. 이를 보완하기 위해 전력지연 프로파일에  $e(-6\tau / \tau_{max})$ 을 곱함으로써  $P(\tau)$  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

Table 2. Parameters for the modified CODIT model.

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

각각의 Scatters는 평균전력  $\Omega_i$  와 Nakagami-m 분포 파라미터  $m_i$ , 도래각  $\alpha_i$  그리고 파도 지연  $\tau_i$ 에 의해 결정된다. Nakagami-m 분포식은 다음과 같고, 채널 모델 파라미터는 표 2와 같다. Scatterer의 개수는 환경에 따라 결정되고  $\tau_{max}$ 는  $\tau_{rms}$ 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<sup>[8]</sup>. Nakagami-m 분포의 확률밀도함수는 아래 식

(23)와 같다.

$$P_R(r) = \frac{2(\frac{m}{\Omega})^m}{\Gamma(m)} \cdot \gamma^{2m-1} \cdot e^{-m r_2/\Omega} \quad (23)$$

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

$$\Omega = E(R^2) \quad (24)$$

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

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

표 3. 시뮬레이션 파라미터  
Table 3. Simulation Parameters.

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
CPICH Power	33dBm
Pilot SNR	20dB
hBS(m), hMS(m)	30, 2
MS speed (kmph)	5

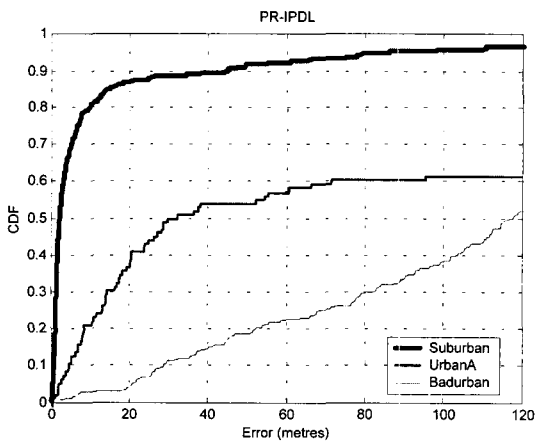


그림 6. 환경에 따른 PR-IPDL의 성능 결과  
Fig. 6. Results obtained using PR-IPDL method for the different environments.

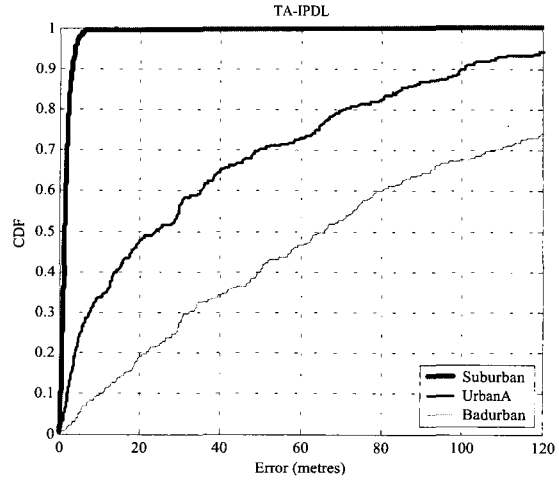


그림 7. 환경에 따른 TA-IPDL의 성능 결과  
Fig. 7. Results obtained using TA-IPDL method for the different environments.

주파수는 1.92Ghz로 구성된다. 기지국의 전력은 43dBm, CPICH의 전력은 33dBm이다. PR-IPDL 방식은 휴지기간에 인근 기지국으로부터 도래하는 신호는 모든 순방향 채널 성분신호이며, 이때 전체 송출 전력에 대한 CPICH 송신 전력비를 20%라고 놓았다. 이에 비하여 CPICH 채널 신호만을 이용하는 TA-IPDL 방식의 경우는 전체 송출 전력에 대한 CPICH 전력비가 100%이다. 두 방식에 의한 성능을 비교하기 위하여 PR-IPDL의 휴지기간을 2560칩, 즉 한 슬롯, 으로 고정하였으며, TA-IPDL인 경우 휴지기간을 5120칩, 즉 두 슬롯, 으로 고정하였다.

그림 6와 7은 교외(Suburban), 부도심(UrbanA), 도심(Badurban) 지역에서 PR-IPDL 기법과 TA-IPDL 기법의 성능을 분석한 것이다. 교외지역에는 부/도심지역 보다 다중 경로로 인한 시간 지연이 적고 최초 도착 지연 성분의 전력이 높기 때문에 TDOA 정보의 오차가 적어 측위의 정확도가 매우 높음을 알 수 있다. 또한 도심지역에서는 다중 경로로 인한 지연 성분이 크고 전력이 매우 작기 때문에 측위의 오차 범위가 증가하게 된다. 이를 C/(I+N)관점에 보면 PR-IPDL 방식은 트래픽 채널에 의한 간섭의 영향이 크다는 점에서 TA-IPDL 방식에 비해 측위의 정확도가 저하된다.

그림 8은 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. 두 그

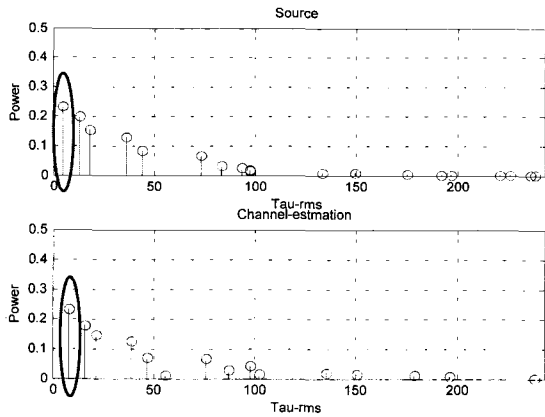


그림 8. 채널 추정 성능 비교  
Fig. 8. Comparative performances of the proposed channel estimation scheme.

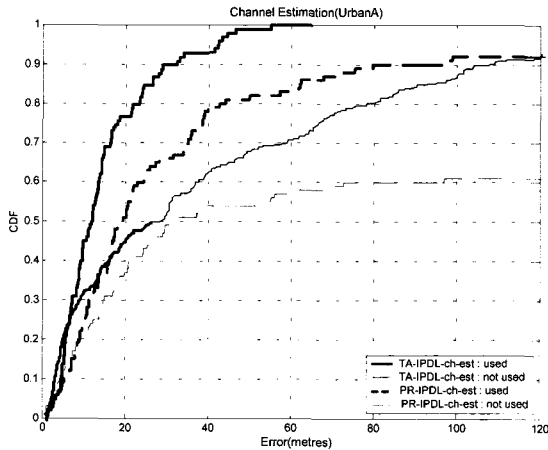


그림 9. 채널 추정기법을 적용시의 성능 결과  
Fig. 9. Results obtained using PR/TA-IPDL with the proposed channel estimation scheme.

림의 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. 그림 9는 부도심 환경에서 PR/TA-IPDL 기법에 고해상 채널 추정 기법을 적용했을 때와 적용하지 않았을 때의 측위 성능을 비교한 것이다. 그림 9에서 보면 알 수 있듯이 TA-IPDL 기법에 고해상 채널 추정 기법을 적용했을 때 측위 성능이 가장 우수함을 알 수 있다. 또한 고해상 채널 추정 기법을 적용한 IPDL 측위 방법이 적용하지 않은 IPDL 기법보다 측위 성능을 개선시킴을 알 수 있다.

### V. 결 론

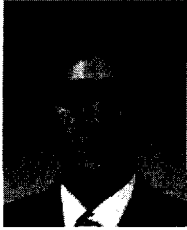
본 논문에서는 W-CDMA 시스템에서 적용 가능한 두 가지 무선 측위 방식들의 성능을 고찰하였다. 특히 도심 환경에서 TA-IPDL 방식의 측위 정확도가 더욱 개선됨을 보였다. 이는 도심 환경에서 다중 경로로 발생하는 간섭과 잡음의 영향이 크기 때문에 간섭을 제한하는 TA-IPDL방식이 PR-IPDL 방식보다  $C/(I+N)$ 비가 좋기 때문에 더욱 측위 정확도가 개선됨을 보였다. 또한 다중 경로 페이딩으로 인한 시간 지연 성분들을 고해상 채널 추정 기법을 이용하여 추정하고 이를 IPDL 방식에 적용함으로써 NLOS에서의 첫번째 도착지연 오차를 줄일 수 있었다.

### 참 고 문 헌

- [1] FCC WIRELESS 911 REQUIREMENTS, FACT SHEET, WTB/Policy January 2001.
- [2] TSG-RAN Working Group 1 meeting #4 Shin-Yokohama, Japan, Recapitulation of the IPDL positioning method, Ericsson.
- [3] TSG-RAN Working Group 1, Ad Hoc 17 Meeting 7 Hannover, Germany Aug. 30th September 3rd,1999 Time Aligned IP-DL positioning technique, Motorola.
- [4] Brendan Ludden & Luis Lopes, Cellular Based Location Technologies for UMTS: A comparison between IPDL and TA-IPDL, MOTOROLA.
- [5] S. U. Pillai, "Array Signal Processing," Springer-Verlag New York Inc., 1989.
- [6] 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; (2000. 06)
- [7] Lalitha Sankaranarayanan, Wireless Communication Technologies course No, 16:32:559(Spring 2000) Lecture 01-26-00.
- [8] Ari Kangas, Henrik Asplund, Sven Fischer, Evaluation of Positioning Measurement Systems, TTP1.5/98-110, May 15, 1998.



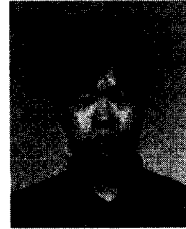
## 저 자 소 개



朴雲龍(正會員)

2000년: 남서울대학교 정보통신공학과 공학사. 2002년: 송실대학교 정보통신공학과 공학석사. 현재: 송실대학교 정보통신공학과 박사과정 재학. 현재: (주)NEXPILOT에서 위치추적 보조 장치 Positioning Element

개발 중



崔州平(正會員)

1999년 2월: 안양대학교 정보통신공학과 공학사. 1999년 3월: 송실대학교 전자공학과 공학석사. 2001년 3월~현재: 송실대학교 정보통신공학과 박사과정



李元澈(正會員)

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: 송실대학교 공과대학 정보통신공학과 조교수. 1995년 1월~현재: 한국통신학회 편집위원. 1998년 1월~현재: 한국정보과학회 연합논문지 편집위원