

WCDMA 하향링크에서 개선된 SIR 추정기법

윤영신^o, 이용환
서울대학교 전기공학부

Improved SIR estimation in the downlink of WCDMA systems

Young-Shin Yoon^o and Yong-Hwan Lee
School of Electrical Engineering, Seoul National University,
San 56-1 Shillim-Dong Kwanak-Gu, Seoul, 151-742, KOREA
ylee@snu.ac.kr

요약

WCDMA 시스템에서는 양방향링크 모두에서 빠른 전력제어를 표준으로 채택하고 있다. 전력제어의 기준이 되는 SIR 값을 얻기 위해서는 신호전력과 잡음전력을 추정하는 것이 필요하며, 특히 신호전력 추정을 위해서는 채널추정 정보가 요구된다. WCDMA 하향링크의 경우 SIR 추정에 필요한 파일럿 심벌이 데이터 심벌과 시분할다중화되어 프레임 구조를 이룬다. 본 논문에서는 파일럿 채널인 CPICH와 DPCH 내의 파일럿 심벌을 동시에 이용하여 보다 정확하게 채널을 추정함으로써, SIR 추정의 정확도를 개선하는 기법을 제안한다. 제안기법과 기존의 기법을 전산모의 실험을 통하여 링크 성능과 SIR 추정의 정확도를 비교한다.

I. 서론

CDMA 시스템은 여러 사용자가 동일한 주파수 대역을 사용하므로 MAI(multiple access interference)가 발생되고 이에 따라 시스템의 용량이 제한된다. MAI는 하향링크의 경우보다 사용자들이 같은 셀안에 공간적으로 여러 지역에 분포하여 비동기식으로 동작하는 상향링크의 경우에 더 중요한 요인으로 작용한다. IS-95의 경우 MAI에 의한 영향이 보다 큰 상향링크에서 시스템의 용량을 증가시키기 위해 전력제어를 수행한다. IMT-2000의 비동기식인 WCDMA 표준안에서는 양방향 링크 모두 채널의 빠른 페이딩까지 극복할 수 있는 빠른 전력제어 방식이 표준으로 채택되어 있다. WCDMA 표준안에서 상향링크는 한 슬롯, 하향링크는 최소 한 슬롯의 처리 지연시간을 보장하도록 슬롯구조가 설계되어 있다. 이러한 빠른 전력제어를 통해서, 원근문제뿐만 아니라, 다중 경로 페이딩으로 인한 수신기의 성능 열화를 보상하고, 이를 통해 시스템 용량을 증가시킨다.

전력제어를 위해서는 송신 전력을 올리고, 내리는 기준이 필요하다. CDMA 시스템에서는 다른 사용자들의 신호가 원하는 사용자에게 간섭신호로 작용한다. 그러므로 원하는 사용자의 수신 신호 전력뿐만 아니라, 간섭 신호의 전력도 동시에 고려한, 수신신호 대 간섭·잡음전력비(SIR: Signal to Interference Ratio)를 기준으로 전력제어 수행하는 것이, 수신 신호의 전력만을 이용하여 전력제어를 하는 것보다 수신기의 성능을 향상시킬 수 있음이 알려져 있다[1-3].

WCDMA 시스템에서는 상향링크는 물론 하향링크에서도 SIR을 기준으로 전력제어를 수행한다. WCDMA 하향링크에는 모든 사용자 채널 및 공용채널의 위상기준으로 사용되는 CPICH(Common Pilot Channel)와 각각의 사용자 채널인 DPCH(Dedicated Physical Channel)에 시분할다중화된 파일럿 심벌이 존재한다. SIR 추정 과정에서 신호전력 추

정을 위해 채널 추정값이 필요하다. 기존의 기법은 DPCH 내의 파일럿 심벌을 이용하여 채널을 추정한다[4]. 그러나, DPCH보다 큰 전력으로 전송되는 CPICH를 이용하여 채널 추정을 하면, SIR 추정값의 정확도를 향상시킬 수 있다. 본 논문에서는 DPCH의 파일럿 심벌과 CPICH를 동시에 이용하여 SIR을 추정하는 알고리즘을 제안하고, 그 성능을 분석한다. 2장에서는 기존의 SIR 추정기법에 대해 기술하고, 3장에서는 CPICH 위상정보를 이용하는 SIR 추정기법에 대하여 설명한다. 4장에서는 모의 실험을 통해, 기존의 기법을 이용한 SIR 추정 방식과 새로 제안한 SIR 추정방식의 성능을 비교 분석하고, 5장에서 결론을 맺는다.

II. 기존의 SIR 추정기법

기존의 SIR 추정 기법에서는 그림 1과 같이 DPCH의 파일럿 심벌을 이용하여, 채널 추정을 한 뒤, 그 값을 이용하여 신호전력을 추정한다. 잡음 전력은 수신 신호로부터 추정된 신호를 제거하고, 구해진 잡음전력을 여러 슬롯동안 평균하여 구한다. WCDMA 시스템의 레이크 수신기는 각 펄스마다 그림 1과 같은 SIR 추정블록을 필요로 한다. 무선다중경로 채널은 분해가능한 경로가 L 인 페이딩채널로 가정하고, 거리에 따른 경로 손실과 음영효과는 고려하지 않는다. l 번째 경로에 수신되는 신호를 역확산한 후 파일럿 심벌부분을 취한 신호 $r_l(n,k)$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다[4].

$$r_l(n,k) = h_{l,D}(n,k) \cdot p(n,k) + z(n,k) \quad (1)$$

여기서 $h_{l,D}(n,k)$ 은 k 번째 슬롯의 n 번째 심벌에서 l 번째 경로의 복소채널 이득이다. $p(n,k)$ 은 $|p(n,k)|^2 = 1$ 인 파일럿 심벌을 나타내고, $z(n,k)$ 은 다른 경로에서 오는 잡음을 포함한 MAI와 배경잡음을 의미한다.

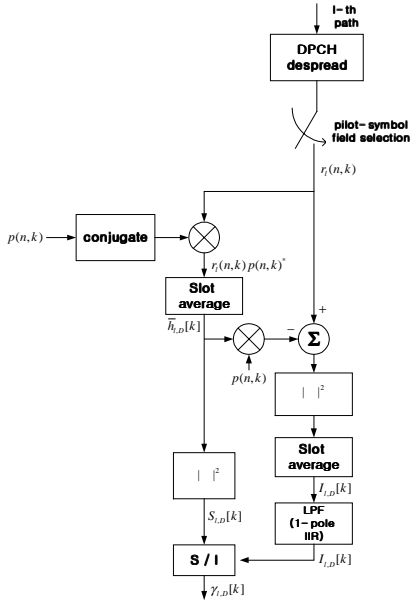


그림 1. 파일럿 심벌을 이용한 SIR 추정블록도.

k 번째 슬롯내에서 신호전력 $\hat{S}_{l,D}[k]$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{S}_{l,D}[k] = |\bar{h}_{l,D}[k]|^2 \quad (2)$$

$$\bar{h}_{l,D}[k] = \frac{1}{N} \sum_{n \in T_p} r_l(n,k) p(n,k)^* \quad (3)$$

여기서 $\bar{h}_{l,D}[k]$ 는 l 번째 경로의 k 번째 슬롯의 채널 추정값이고, N 은 파일럿 심벌의 수이고, T_p 는 한 슬롯중 파일럿 심벌이 존재하는 구간을 의미한다. 신호전력은 $\bar{h}_{l,D}[k]$ 로부터 추정한다.

k 번째 슬롯내의 순시 잡음 전력은 다음과 같이 구할 수 있으며,

$$I_{l,D}[k] = E\{|z(n,k)|^2\} = \frac{1}{N} \sum_{n \in T_p} |r_l(n,k) - \bar{h}_{l,D}(k) p(n,k)|^2 \quad (4)$$

최종적인 잡음 전력 $\hat{I}_{l,D}[k]$ 은 다음과 같은 단일극점을

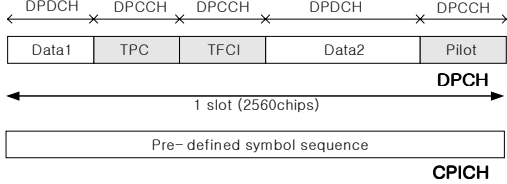


그림 2. 하향링크의 프레임구조.

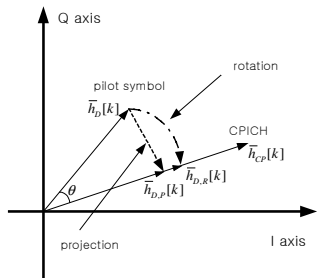


그림 3. 각각의 SIR 추정 방식에 따른 개념도.

갖는 지역대역 통과 필터를 이용하여, $I_{l,D}[k]$ 를 평균하여 구한다.

$$\hat{I}_{l,D}[k] = \alpha \cdot \hat{I}_{l,D}[k-1] + (1-\alpha) I_{l,D}[k] \quad (5)$$

따라서 l 번째 경로의 SIR 추정값은 식 (2)과 식 (5)를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있으며,

$$\hat{\gamma}_{l,D}[k] = \frac{\hat{S}_{l,D}[k]}{\hat{I}_{l,D}[k]} \quad (6)$$

모든 경로를 고려한 SIR 값은 다음과 같이 구한다.

$$\hat{\gamma}_{total}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\gamma}_{l,D}[k] \quad (7)$$

III. CPICH 의 위상을 이용한 SIR 추정

하향링크에서는 그림 2와 같이 DPCH 와 CPICH 가 공존하며, CPICH 는 DPCH 보다 큰 전력으로 전송되어진다. 따라서, CPICH 로부터 얻어진 채널 정보가 DPCH 로부터 얻는 것보다 더 정확하다고 할 수 있다. 전력제어의 목적은 DPCH 의 송신전력의 증감이므로 CPICH 를 이용한 채널추정 값만으로 수신신호의 전력을 추정할 수 없다. 그러므로 CPICH 로부터 얻은 채널 추정값의 위상정보를 기준으로하여 수신신호의 전력을 추정한다. 그림 3은 기존 기법과 제안기법의 SIR 추정방식을 나타내는 개념도이다. 그림 3에서 $\bar{h}_D[k]$ 는 DPCH 내의 파일럿 심벌을 이용하여 추정한 채널 추정값이며, $\bar{h}_{CP}[k]$ 는 CPICH 를 이용한 채널추정값이다. $\bar{h}_{D,R}[k]$, $\bar{h}_{D,P}[k]$ 는 각각 CPICH 의 위상정보를 이용하는 기법으로 회전하는 방식과 정사영하는 방식의 채널 추정값을 나타낸다. 여기서 구한 채널 추정값은 SIR 을 얻기 위한 신호전력 추정에 사용된다. 그림 4 는 CPICH 의 파일럿 신호로부터 얻어진 채널 추정값의 위상을 이용하여 SIR 을 추정하는 기법의 블록도이다.

1. 회전을 통한 결합

회전을 통한 결합은 SIR 추정중 신호전력 추정에 사용되는 채널 추정값을 $\bar{h}_{l,D}[k]$ 대신 $\bar{h}_{l,D,R}[k]$ 를 사용하는 방식이다.

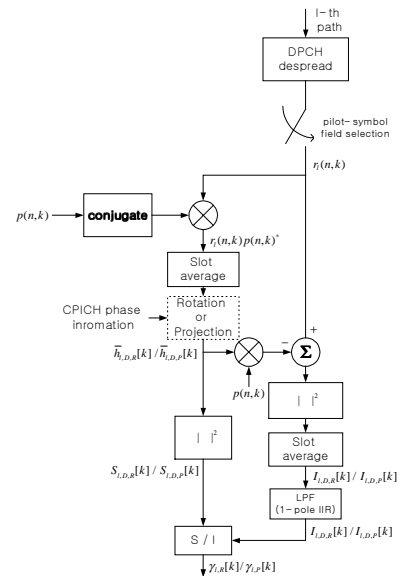


그림 4. CPICH 를 이용한 SIR 추정 블록도.

수신신호 $r_i(n, k)$ 은 식 (1)과 동일하다. 정확한 SIR 추정을 위하여 CPICH의 채널 추정값의 위상정보를 이용하고, 크기 정보는 $\bar{h}_{i,D}[k]$ 를 이용하여 새로운 채널 추정값 $\bar{h}_{i,D,R}[k]$ 를 정의한다. 수신신호 전력은 다음과 같다.

$$\hat{S}_{i,D,R}[k] = |\bar{h}_{i,D,R}[k]|^2 \quad (8)$$

$$\bar{h}_{i,D,R}[k] = \bar{h}_{i,D}[k] \cdot e^{-j\theta} = |\bar{h}_{i,D}[k]| \cdot \frac{\bar{h}_{i,CP}[k]}{|\bar{h}_{i,CP}[k]|} \quad (9)$$

여기서 θ 는 CPICH의 파일럿 신호와 DPCH 파일럿 신호 사이의 위상차이다.

k 번째 슬롯의 순시 잡음전력은 다음과 같다.

$$I_{i,R}[k] = E\{|z(n, k)|^2\} = \frac{1}{N} \sum_{n \in T_p} |r_i(n, k) - \bar{h}_{i,D,R}[k] p(n, k)|^2 \quad (10)$$

식 (10)으로부터, 잡음 전력 $\hat{I}_{i,R}[k]$ 는 식 (5)와 동일한 방법으로 구한다. 이 경우 l 번째 경로의 SIR 추정값은

$$\hat{\gamma}_{i,R}[k] = \frac{\hat{S}_{i,D,R}[k]}{\hat{I}_{i,R}[k]} \quad (11)$$

과 같이 구해지며, 모든 경로를 고려한 SIR 은 식 (7)과 같이 구한다.

2. 정사영을 통한 결합

정사영을 통한 결합은 신호 전력추정에 필요한 채널추정값으로 $\bar{h}_{i,D}[k]$ 대신 $\bar{h}_{i,D,P}[k]$ 를 사용하는 방식이다. 앞의 회전을 통한 결합은 CPICH의 위상정보를 이용하여 신호전력을 추정하지만 수신된 파일럿 심벌의 크기를 유지하므로 추정된 신호전력 값은 기존의 기법으로 추정한 값과 동일하다. 그러나 정사영을 통한 결합방식에서는 수신된 파일럿 심벌의 크기에 변화가 생기므로 기존의 기법에서 추정된 신호전력값과 다르게 된다.

수신 신호 $r_i(n, k)$ 은 식 (1)과 동일하고, 신호전력은

$$\hat{S}_{i,D,P}[k] = |\bar{h}_{i,D,P}[k]|^2 \quad (12)$$

$$\bar{h}_{i,D,P}[k] = |\bar{h}_{i,D}[k]| \cdot \cos\theta \cdot \frac{\bar{h}_{i,CP}[k]}{|\bar{h}_{i,CP}[k]|} \quad (13)$$

와 같이 구해진다.

k 번째 슬롯의 순시 잡음전력

$$I_{i,P}[k] = E\{|z(n, k)|^2\} = \frac{1}{N} \sum_{n \in T_p} |r_i(n, k) - \bar{h}_{i,D,P}[k] \cdot p(n, k)|^2 \quad (14)$$

로부터 최종적인 잡음 전력은 $\hat{I}_{i,P}[k]$ 는 식 (5)와 동일한 방법으로 구한다. 이 경우 l 번째 경로의 SIR 추정값은

$$\hat{\gamma}_{i,P}[k] = \frac{\hat{S}_{i,D,P}[k]}{\hat{I}_{i,P}[k]} \quad (15)$$

이고, 모든 경로를 고려한 SIR 은 식 (7)과 같이 구한다.

IV. 모의 실험과 성능 분석

각 SIR 추정기법의 성능을 분석하기 위해 전력제어를 수행하지 않은 상태에서 SIR 추정값의 평균과 표준편차

를 전산모의 실험을 통하여 구했다. 부가성 백색잡음 채널에서 하향링크는 WCDMA 표준과 동일하게 구성하였고, 인접 셀의 간섭 신호는 부가성 백색잡음으로 모델링했다. 부가적인 변수들은 WCDMA 표준에서 제공하는 12.2kbps 하향링크 참조 채널(Downlink reference channel)에 따라 설정하였다[6]. 여기서 이상적인 SIR 추정은 수신단에서 채널의 정보를 정확하게 알고 SIR 을 추정하는 것이다.

그림 5는 DPCH의 E_c/I_{or} 값에 따른 추정된 SIR의 평균값을 나타낸다. CPICH의 위상정보를 이용한 기법은 이상적인 경우에 비해 1~1.4dB 크게 추정하며, 파일럿 심벌을 이용한 기존의 기법은 이상적인 경우보다 2.2dB 크게 추정한다. 모든 SIR 추정기법이 이상적인 추정 방식보다 큰 값으로 추정하는 것은 잡음전력을 실제보다 적게 추정하기 때문이다. SIR 추정기는 편이를 가진 바이어스 추정기이며, 제안기법이 기존의 기법보다 1dB 정도 작은 편이를 가진다. 그러므로, 제안기법이 기존 기법보다 SIR 값을 보다 정확하게 추정한다. 그러나 시스템의 링크성능에 영향을 주는 주요 인자는 SIR 추정값의 표준편차이다. SIR 추정값의 표준편차가 작다는 것은 SIR 추정의 정확도가 높다는 것을 의미하고, 이는 불필요한 송신전력을 줄임으로써, 동일한 BER 성능을 얻는데 필요한 평균적인 송신전력을 줄이는 효과가 있다.

단일경로 채널환경에서 dB로 표시된 DPCH의 E_c/I_{or} 와 SIR의 관계는 다음과 같다.

$$\hat{\gamma} = \frac{E_c^p}{I_{oc}} + PG = \frac{DPCH - E_c}{I_{or}} + \frac{I_{or}}{I_{oc}} + PG \quad (16)$$

여기서 E_c^p 는 DPCH 내 파일럿의 전력이고, PG 는 확산이득, I_{or} 는 하향링크에서 기지국이 자신의 셀에 전송하는 모든 전력을 의미하며, I_{oc} 는 단말기가 다른 인접셀로부터 받는 모든 전력을 의미한다. DPCH와 DPDCH의 송신전력이 동일하다고 가정하면, DPCH의 E_c 와 DPDCH의 E_c 는 같다고 할 수 있다. $I_{or}/I_{oc} = 0dB$, $PG=21dB$ 인 경우 식 (16)는

$$\hat{\gamma} = \frac{DPCH - E_c}{I_{oc}} + 21 \quad (17)$$

과 같이 주어진다. 그림 5의 이상적인 SIR 추정값과 식 (16)을 비교하면 실험결과가 일치함을 알 수 있다.

그림 6은 SIR 추정기법에 따른 SIR 추정값의 표준편차를 나타낸다. DPCH의 E_c/I_{or} 의 변화에 따라 이상적인 SIR 추정 방식이 가장 작은 표준편차를 보여주고, 제안기법과 기존의 기법의 표준편차가 비슷하다. 제안기법중 회전을 통한 결합방식의 표준편차는 기존의 기법과 동일하나, 평균값에서 0.7dB 정도의 차이를 보인다. 이 원인은 회전을 통한 결합기법에서 추정한 신호전력값이 기존의 기법에

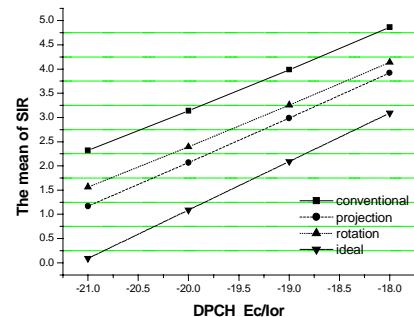


그림 5. DPCH_Ec/Ior에 따른 SIR 추정값의 평균.

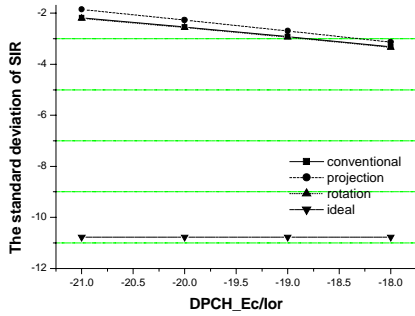


그림 6. DPCH_Ec/Ior 에 따른 SIR 추정값의 표준편차.

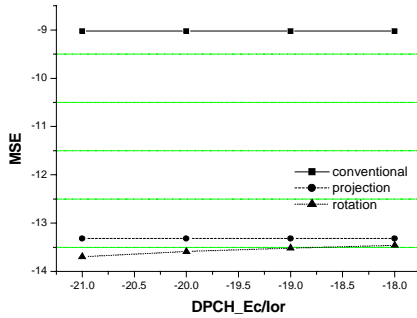


그림 7. DPCH_Ec/Ior 에 따른 순시잡음의 MSE.

서 추정한 값과 동일하나, 잡음 전력 추정방식이 다르기 때문이다. 이는 그림 7의 순시잡음 전력 $I[k]$ 의 MSE로부터 알 수 있다.

그림 7은 DPCH의 E_c/I_{or} 에 따른 순시잡음의 MSE를 dB로 보여준다. 순시잡음의 MSE를

$$MSE = \frac{\{I[k] - I_{ideal}[k]\}^2}{E\{I_{ideal}[k]\}^2} \quad (18)$$

라 정의하자. 여기서, $I[k]$ 는 기법에 따른 순시잡음 전력을 의미하고, $I_{ideal}[k]$ 는 k 번째 슬롯에서 이상적으로 추정된 순시잡음을 의미한다. 그림 7에서 제안 기법이 기존의 기법보다 순시 잡음 전력을 정확하게 추정하고 있음을 알 수 있다. 순시적인 잡음전력을 보다 정확하게 추정한다고 해서, SIR 추정의 정확도와 관련된 SIR 추정의 표준편차를 줄이지 못한다. 이는 SIR 추정에 사용되는 잡음 전력은 수 슬롯기간동안 평균을 취한 값이므로 순시적인 잡음전력을 정확하게 추정하더라도, 이는 결국 SIR 추정의 평균값에 일정한 오프셋으로 작용한다.

SIR 추정방식에 따른 BER 성능 비교를 위하여 전력제

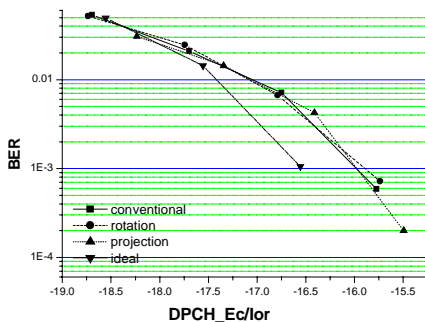


그림 8. DPCH_Ec/Ior 에 따른 BER 곡선(step size = 1dB).

어가 다른 채널에 비하여 중요시되는 단일 경로 페이딩 채널 환경에서 실험하였다. 부가적인 변수는 WCDMA 표준안에서 제공하는 12.2kbps 하향링크 참고 측정 채널 (Downlink reference measurement channel)에 따라 설정하였다. 도플러 주파수는 30Hz로 설정하고, 전력제어에 필요한 전력제어 크기(power control step size)는 1dB로 하였다. 그림 8은 DPCH의 E_c/I_{or} 에 따른 BER 성능을 보인다. 제안된 SIR 추정기법과 기존기법을 사용한 BER 성능이 비슷하다. 이는 시스템의 성능과 밀접한 관련을 가지고 있는 SIR 추정값의 표준편차가 그림 6에서와 같이 SIR 추정기법과 무관하게 비슷한 값을 갖기 때문이다.

V. 결론

본 논문에서는 WCDMA 하향링크에서 CPICH의 파일럿 신호와 DPCH 내의 파일럿 신호를 동시에 이용한 SIR 추정 기법을 제안하였다. 제안기법은 기존의 기법보다 잡음전력을 보다 정확히 추정하여, SIR 추정값을 이상적인 SIR 추정값에 근사하게 추정하였다. 그러나 제안된 기법들이 기존의 기법과 SIR 추정의 표준편차가 비슷하여, 수신기 성능개선이 미미하다.

SIR 추정기는 바이어스 추정기이고, 제안기법이 오프셋이 적은 바이어스 추정기이다. SIR 추정값은 단말기에서 전력제어의 기준으로 사용이 되고, 단말기는 추정된 값을 기지국에 정기적으로 보고 한다[7]. 오프셋이 적은 바이어스 추정기가 이상적인 SIR 추정값과 비슷하므로 수신기에서 수신하는 실제 SIR 값에 근사한 값을 기지국에 보고한다. 다른 장점은 WCDMA 하향링크의 슬롯포맷 2,3 번의 경우는 DPCH 내의 파일럿 심벌이 하나이다. 이 경우 기존기법은 하나의 파일럿 심벌을 이용하여 잡음전력을 추정할 수 없다. 그러나, CPICH를 이용하는 경우 파일럿 심벌과 CPICH 축으로 이동한 심벌 벡터 사이의 거리를 잡음 전력으로 추정할 수 있으므로, 부가적인 과정없이 잡음 전력을 추정할 수 있는 장점을 가지고 있다.

VI. 참고문헌

- [1] S. Ariyavisitakul and L. Chang, "Signal and Interference Statistics of a CDMA System with Feedback Power Control," *IEEE Trans. Commun.*, vol.41, pp.1626-1634, Nov. 1993.
- [2] A. J. Viterbi, A. M. Viterbi and E. Zehavi, "Performance of Power-Controlled Wideband Terrestrial Digital Communication," *IEEE Trans. Commun.*, vol.41, pp.559-569, Apr. 1993.
- [3] H. Mizuguchi, A. Aoyama, S. Yoshida and A. Ushirokawa, "Performance evaluation on Power Control and Diversity of Next-Generation CDMA," *IEICE Trans. on Commun.*, V.E81-B, pp.1345-1354, July 1998.
- [4] S. Seo, T. Dohi and F. Adachi, "SIR-Based Transmit Power Control of Reverse Link for Coherent DS-SS CDMA Mobile Radio," *IEICE Trans. Commun.* Vol.E-81, no. 7, July 1998.
- [5] H. Mizuguchi, A. Aoyama, S. Yoshida and A. Ushirokawa, "Performance evaluation on Power Control and Diversity of Next-Generation CDMA," *IEICE Trans. on Commun.*, V.E81-B, pp.1345-1354, July 1998.
- [6] 3G TS 25.101 V3.2.2(2000-4)
- [7] 3G TS 25.215 V3.4.0(2000-09)