

CDMA 시스템에서 전력제어를 고려한 효율적인 SIR 추정 및 채널 추정에 관한 연구

정회원 이상문*, 최형진**

An Efficient SIR Estimation and Channel Estimation Algorithm considering Power Control in CDMA Systems

Sang-Mun Lee*, Hyung-Jin Choi** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 신호대 간섭비(SIR)의 추정에 채널 추정 값을 이용하지 않는 방식을 제시한다. 제시된 SIR 추정 방법은 기존의 방법에 비해 계산의 복잡도 면에서 다소 우수하면서도, 같은 SIR의 추정 값을 가진다.

한편, 전력제어를 수반한 시스템에서는 페이딩 채널의 통계적인 특성이 달라지게 되므로 이에 적합한 채널 추정 방법을 제시하고 그 성능을 분석하였다. 그 결과 도플러 주파수가 증가할수록 제안된 채널 추정 알고리즘의 성능이 우수함을 알 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, we propose an efficient SIR estimation method which doesn't use channel estimation value. The proposed SIR estimation method has identical SIR value as the conventional method and is more efficient than the conventional one in terms of the complexity of computation.

Meanwhile, in the case of power controlled system, statistical characteristics of fading channels are destroyed. Therefore, we propose a modified channel estimation scheme in power controlled systems and also analyze performance of the proposed channel estimation scheme through computer simulation. From simulation results, we verify that the proposed channel estimation scheme has superior performance as Doppler frequency increases.

I. 서 론

차세대 이동 통신 시스템으로서 W-CDMA 관련 규격화 작업 및 관련기술 개발이 3GPP에서 활발히 진행 중이다. 본질적으로 CDMA는 시스템 용량 개선효과가 다른 방식에 비해 우수하다. 그러나 CDMA 시스템은 기지국에서 여러 이동국으로부터 수신되는 전력의 불균형으로 시스템 성능을 열화시킨다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 방법의 하나

로 송신전력제어(TPC: Transmission Power Control)가 사용된다. 전력제어 방법에는 두 가지 형태가 있는데, 하나는 개방 루프 전력제어이고, 다른 하나는 폐 루프 전력제어이다. 개방 루프 전력제어는 경로 손실(path loss)과 그늘효과(shadowing loss)를 주로 보상하고, 폐 루프 전력제어는 페이딩 레벨 변동을 추 적하는데 사용된다^[1].

본 논문에서는 CDMA 시스템에서 SIR 기반 폐 루프 전력제어에 대해 살펴보고자 한다. 폐 루프 전력제어에서 수신 신호의 SIR은 기지국에서 측정되

* 문경대학 정보통신과(smlee@munkyung.ac.kr)

** 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부

논문번호: 00074-0225, 접수일자: 2000년 2월 25일

고, 이 SIR은 신호의 품질을 만족하는 목표 SIR과 비교된다. 이 비교값의 결과에 따라 기지국은 이동국에게 송신전력을 증가하거나 감소하도록 명령을 내린다. 이러한 방법은 시스템 성능을 최적화할 뿐만 아니라, 이동국의 불필요한 송신전력을 방지함으로써 배터리의 수명 연장에 효과적이다.

최근에는 페 루프 전력제어를 위한 파라미터로서 신호대 간섭비(SIR : Signal to Interference Ratio)가 주로 고려되고 있는 실정이다^{[1][5]}. SIR 기반 페 루프 전력제어방식에서 중요한 부분중의 하나는 SIR 추정 방법이다. SIR 추정은 많은 데이터를 이용하면 정확도는 높아지게 된다. 그러나 이러한 경우 전력제어 주기를 한 타임슬롯으로 유지하기는 어렵게 된다. 일반적으로 SIR추정의 정확도보다는 전력제어 주기가 시스템 성능에 미치는 효과가 더 큰 편이다^{[2][4]}. 더구나, W-CDMA 시스템에서는 서비스에 따라 다양한 심볼율을 가지는데, 낮은 심볼율인 경우는 한 타임 슬롯내의 데이터 심볼 수가 파일럿 수에 비해 그다지 큰 편이 아닌 경우가 있다^[11]. 이러한 경우 SIR추정의 정확도를 높이기 위해 파일럿심볼에 추가적으로 데이터 심볼까지를 사용하게 되면 전력제어 주기는 한 타임 슬롯을 유지하기 어렵게 된다. 따라서 전력제어 주기를 최소한 한 타임슬롯으로 유지하기 위해서는 SIR추정에 있어서 불가피하게 파일럿 심볼만을 이용해야 한다. 또한 전력제어 주기를 최소화하기 위해서는 SIR추정에 요구되는 계산 량을 최소화해야 한다. 문헌 [4][10]에서는 역방향 링크에 대한 전력제어에 있어서 SIR 추정방법을 제시하였다. 이 방식은 Rake 결합기에 채널 추정기를 가지고 있으며 간섭 신호 전력의 추정에 채널 추정 값을 이용한다. 따라서 경로에 따른 채널 추정 값이 존재하므로 경로수가 많아짐에 따라 SIR을 추정하는 데 계산량은 선형적으로 증가하게 된다.

본 논문에서는 문헌[5]의 TDMA시스템에서 고려된 SIR 추정방법의 개념을 이용하여, CDMA시스템에서 간섭 신호의 추정에 채널 추정값을 이용하지 않고서 SIR 추정에 대한 계산량의 측면에서 효율적이고 기존의 방법과 동일한 결과를 가지는 SIR 추정 방법을 제시한다.

한편 기본적으로 전력제어를 수행하게 되면 페이딩 채널의 통계적인 특성은 알 수 없게 된다^{[2][8][9]}. 따라서 본 논문에서는 전력제어를 고려하였을 경우 여러 타임 슬롯을 이용하는 채널 추정 알고리즘에 비하여 보다 개선된 채널 추정 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 먼저 2절에서는 시스템 모델에 대해 기술하였으며, 3절에서는 제안된 SIR추정 방법을 설명하였고, 4절에서는 전력제어를 고려한 채널 추정 방법을 제안한다. 5절에서는 모의 실험을 통해 제안된 SIR추정 방법을 사용하여 전력제어를 고려한 채널 추정 방법의 성능을 분석하였다. 마지막으로 6절에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서 고려된 송신 프레임과 타임 슬롯의 구조를 그림 1에 보였다. 한 프레임을 구성하는 타임 슬롯은 M 개이고, 각 타임 슬롯은 총 N_{slot} 개의 심볼로서 QPSK 변조된 ($N_{slot} - N_p$)개의 전송 데이터 심볼과 타임 슬롯을 주기로 하여 삽입되는 N_p 개의 파일럿 심볼로 구성된다. 파일럿 심볼이 삽입된 QPSK 변조된 신호는 확산 부호에 의해 확산되고 난 후 전력 증폭되어 전송된다.

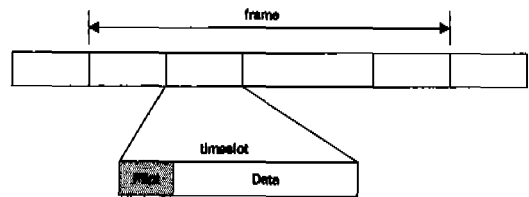


그림 1. 송신 프레임과 타임슬롯의 구조

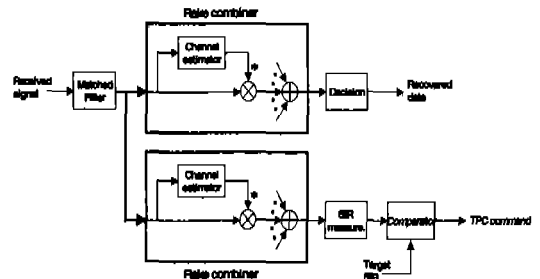


그림 2. 수신기 구조

그림 2는 수신기 구조를 나타낸 것이다. 수신기는 한 사용자에게 대해 그 사용 목적에 따라 두 개의 Rake 결합기를 가진다. 상단의 Rake 결합기는 데이터를 복원하기 위한 것이고, 하단의 Rake 결합기는 전력제어를 위한 SIR추정을 위한 것이다. 데이터 복원을 위한 Rake 결합기의 채널 추정은 여러 타임 슬롯을 이용하는 채널 추정 알고리즘이 사용되는

경향이 있다^{[8][9]}. 그러나 여러 타임 슬롯을 이용하게 되면 데이터 복원에 있어서 지연이 발생하게 된다. 따라서 이러한 채널 추정 알고리즘을 사용하여 전력제어를 수행하게 되면 한 타임 슬롯의 전력제어 주기를 유지 할 수 없게 된다. 따라서 전력제어 주기를 최소한 한 타임 슬롯 단위로 하기 위해서는 한 타임 슬롯 내에서 SIR을 측정하고 전력제어 명령을 결정해야 한다. 따라서 SIR추정을 위한 Rake 결합기를 별도로 할 필요성이 있다.

본 절에서는 먼저 SIR 추정을 위한 채널 추정 및 채널 보상과정을 살펴보고 4절에서 데이터 복원을 위한 채널 추정에 대해 살펴보기로 한다.

CDMA시스템에서 이동국으로 부터 기지국에 도달되는 전파 경로는 L개로 가정하고 거리에 따른 경로손실과 그늘효과는 고려하지 않을 때, l 번째 경로의 역 확산된 신호는 식 (1)과 같이 복소 형태로 표현될 수 있다^[4].

$$r(m, n) = \sqrt{2P(n)}\xi(m, n)e^{j\phi(m, n)} + u(m, n) \quad (1)$$

여기서 $P(n)$ 는 n 번째 타임 슬롯의 송신 전력이며, 그 전력은 해당 타임 슬롯의 전체 구간에 대해 일정하다. $\xi(m, n)$ 는 n 번째 타임 슬롯의 m ($1 \leq m \leq N_{slot}$) 번째 심볼위치에서 l 번째 경로의 복소 채널 이득이다. 그리고 파일럿 심볼 구간의 위상은 $\phi(m, n) = \frac{\pi}{4}$ 이고 데이터 심볼 구간의 위상은 $\phi(m, n) = \left\{ k\frac{\pi}{4}; k = \pm 1, \pm 3 \right\}$ 이다. $u(m, n)$ 는 다른 경로로부터의 간섭과 배경잡음을 포함한 다중접속간섭(MAI) 이다. 또한 $\sum_{m=1}^{N_{slot}} E\{|\xi(m, n)|^2\} = 1$ 이고 $E\{\cdot\}$ 는 앙상블 평균이다.

SIR을 추정하기 위해서는 먼저 채널 추정이 현재의 타임슬롯 즉, n 번째 타임 슬롯의 파일럿 심볼을 이용하여 수행된다. 수신된 신호 $r(m, n)$ 는 페이딩에 의한 랜덤 위상을 제거하기 위해 채널 추정값 $\hat{\xi}(n)$ 의 복소 공액에 의해 곱해진다. 채널 추정값 $\hat{\xi}(n)$ 는 n 번째 타임슬롯에 속한 N_p 심볼들의 평균값으로 식 (2)와 같이 계산된다.

$$\hat{\xi}(n) = \frac{1}{N_p} \sum_{m=1}^{N_p} r(m, n) e^{-j\frac{\pi}{4}} \quad (2)$$

따라서 Rake 결합기의 finger의 수를 L과 같다고 할 때, 채널 보상된 Rake 결합기의 출력은 식 (3)과 같이 주어진다.

$$\tilde{r}(m, n) = \sum_{l=1}^L r(m, n) \hat{\xi}_l^*(n), \quad 1 \leq m \leq N_{slot} \quad (3)$$

SIR을 추정하기 위해서는 신호 전력과 간섭 전력을 각각 구해야 한다. 그 결과 SIR은 식 (4)와 같이 정의된다.

$$\lambda(n) = \frac{\hat{S}(n)}{\hat{I}(n)} \quad (4)$$

여기서 $\hat{S}(n)$ 는 Rake 결합기의 출력에서 N_p 심볼 구간에 대해 측정된 순간 신호전력을 나타내고, $\hat{I}(n)$ 는 평균 MAI와 잡음의 합성전력을 나타낸다. 한편 기지국에서는 측정된 SIR $\lambda(n)$ 와 목표 SIR λ_0 를 비교하여, $\lambda(n) \geq \lambda_0$ 이면 송신전력을 감소하도록 순방향 링크를 통해 이동국에게 TPC 명령을 보내고, $\lambda(n) < \lambda_0$ 이면 송신전력을 증가하도록 TPC 명령을 보내게 된다.

III. SIR 추정 알고리즘

본 절에서는 orthogonal projection방법에 의한 SIR 추정 방법을 제시한다. 일반적으로 파일럿 심볼은 페이딩 채널의 변화율에 비하면 매우 짧은 구간이므로 파일럿 심볼에 대해서 채널의 변화는 미미하다고 볼 수 있다. 따라서 수신 단의 Rake 결합기의 출력신호 식 (3)을 벡터 $r(N_p \times 1)$ 로 나타내면 식 (5)와 같이 행렬식으로 표현할 수 있다.

$$r = Sc + n \quad (5)$$

여기서 $S(N_p \times L)$ 는 데이터 심볼을 의미하는 행렬이고, $c(L \times 1)$ 는 채널추정 값의 공액이 곱해진 다중경로의 채널 벡터이며, $n(N_p \times 1)$ 은 채널추정 값의 공액이 곱해진 간섭신호와 배경잡음의 합성신호 벡터이다. 또 L은 다중경로의 수이다.

만일 경로 수가 L일 때 파일럿 심볼이 N_p 개인 경우를 고려하면 식(5)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{N_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1L} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N_p 1} & \dots & \dots & s_{N_p L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_p} \end{bmatrix} \quad (6)$$

수신신호로부터 신호성분과 간섭성분을 분리하기 위해 직교관계에 있는 subspace개념을 도입한다^[5].

먼저 $R(S)$ 를 S 의 range space 라하고, $N(S^T)$ 를 S 의 null space라고 정의한다. 이때 $Q = \dim(R(S))$ 이고 $P = \dim(N(S^T))$ 라고 표시하면, $Q + P = N_p$ 이 된다. 그리고 null space $N(S^T)$ 의 orthonormal basis를 $\{e_1, \dots, e_p\}$ 로 하고, range space $R(S)$ 의 orthonormal basis를 $\{e_{p+1}, \dots, e_{N_p}\}$ 로 가정한다.

$R(S)$ 와 $N(S^T)$ 는 직교 관계이기 때문에 $r = x + z$ 를 만족하는 $x \in N(S^T)$ 와 $z \in R(S)$ 가 존재한다. 여기서 x 는 $N(S^T)$ 상에 r 의 orthogonal projection이다. 그리고 z 는 $R(S)$ 상에 r 의 orthogonal projection이다. 신호성분은 수신신호 r 을 $R(S)$ 의 basis에 projection함으로써 얻을 수 있으며, 또한 간섭신호성분은 수신신호 r 을 $N(S^T)$ 의 basis에 projection함으로써 얻을 수 있다. 즉, x 와 z 는 다음과 같다.

$$x = \sum_{i=1}^p e_i \langle e_i, r \rangle \quad (7)$$

$$z = \sum_{i=p+1}^{N_p} e_i \langle e_i, r \rangle \quad (8)$$

여기서 $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 는 inner product이다. norm vector를 사용하면 피타고라스 정리에 따라 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\|r\|^2 = \|x\|^2 + \|z\|^2 \quad (9)$$

여기서, $\|r\|^2$ 은 수신된 전체 신호전력과 간섭전력의 합이고, $\|x\|^2$ 은 간섭전력이며, $\|z\|^2$ 은 신호전력이다. 따라서 SIR은 다음과 같이 3가지 형태로 표현할 수 있다.

$$\lambda = \frac{S}{I} = \frac{\sum_{i=p+1}^{N_p} |\langle e_i, r \rangle|^2}{r^H r - \sum_{i=1}^p |\langle e_i, r \rangle|^2} \quad (10)$$

$$\lambda = \frac{S}{I} = \frac{\sum_{i=p+1}^{N_p} |\langle e_i, r \rangle|^2}{\sum_{i=1}^p |\langle e_i, r \rangle|^2} \quad (11)$$

$$\lambda = \frac{S}{I} = \frac{r^H r - \sum_{i=1}^p |\langle e_i, r \rangle|^2}{\sum_{i=1}^p |\langle e_i, r \rangle|^2} = \frac{r^H r}{\sum_{i=1}^p |\langle e_i, r \rangle|^2} - 1 \quad (12)$$

한편 range space $R(S)$ 의 orthonormal basis는 S 의 열(column)로 이용 가능하다^[5]. 더구나, 파일럿 심볼 구간의 위상은 모두 동일하다면 S 의 행렬의 크기와 관계없이 $R(S)$ 의 dimension Q 는 1이고, $N(S^T)$ 의 dimension은 $P = N_p - 1$ 이 된다. 식(10)은 $R(S)$ 를 이용한 것이고, 식(11)과 식(12)는 $N(S^T)$ 를 이용한 결과이다. 이로부터 계산 량의 측면에서 보면 $R(S)$ 를 이용하는 것이 더 효율적임을 알 수 있다. $Q=1$ 임을 감안하면 식(10)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\lambda = \frac{S}{I} = \frac{|\langle \epsilon, r \rangle|^2}{r^H r - |\langle \epsilon, r \rangle|^2} \quad (13)$$

여기서 ϵ 은 $R(S)$ 의 orthonormal basis로서

$$\epsilon = \begin{bmatrix} \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \vdots \\ \epsilon_{N_p} \end{bmatrix}$$

이고 경로 수에 관계없이 경로수가 1인 경우에 대해 $\|\epsilon\|^2 = 1$ 을 만족하는 값이며, basis를 구성하는 요소들은 모두 동일하다. 즉, $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \dots = \epsilon_{N_p}$ 이다. 따라서 신호 전력에 해당하는 $|\langle \epsilon, r \rangle|^2$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$S = |\langle \epsilon, r \rangle|^2 = \left| \epsilon_1^* \sum_{i=1}^{N_p} r_i \right|^2 \quad (14)$$

또한 r 의 크기는 $(N_p \times 1)$ 이므로

$$r^H r = \sum_{i=1}^{N_p} |r_i|^2 \quad (15)$$

로 쓸 수 있다. 따라서 간섭 전력은 다음과 같이 구해진다.

$$I = r^H r - |\langle \epsilon, r \rangle|^2 = \sum_{i=1}^{N_p} |r_i|^2 - S \quad (16)$$

따라서 본 논문에서 제시한 SIR추정 방법은 부록에 보인 것처럼 문헌[4][10]과 동일한 SIR 추정 결과를 얻으면서 간섭전력을 구할 때 채널 추정 값을 이용하지 않으며, Rake 결합후의 SIR을 추정하기 때문에 경로 수와 상관없이 그 계산 량이 동일하다는 사실을 알 수가 있다. 그러나 문헌[4]의 SIR추정 방법은 Rake 결합후의 파일럿 심볼에 대해 파일럿

심볼의 위상을 제거하기 위해 파일럿 심볼의 위상의 공액 복소수를 곱하게 되며, 또한 간섭전력을 구할 경우 채널 추정 값을 이용하게 되므로, 이것은 finger의 수가 증가할 수록 계산 량이 증가함을 쉽게 알 수가 있다.

IV. 전력제어를 고려한 채널 추정

일반적으로 페이딩 채널의 통계적 특성은 전력제어를 수행하게 되면 그 통계적인 특성을 예측하기 어렵다^{[2],[8],[9]}. 따라서 채널 추정 방법 중에서 특히 여러 개의 타임 슬롯을 이용하는 채널 추정 방법의 경우는 더욱 이러한 성질에 의해 영향을 받게 된다. 본 논문에서는 그 중에서 최근에 문헌[8][9]에서 제시된 WMSA(Weighting Multi-Slot Averaging) 방식 중 탭 수 K=2 인 경우에 대해 살펴보기로 한다. 그림 3은 채널이 전력제어된 경우를 보인 것이다. 그림에서 점선은 전력제어가 되지 않은 채널을 나타내고, 실선에 해당하는 부분은 타임 슬롯 단위로 전력제어가 수행된 경우를 나타낸 것이다. 그림에서 보듯이 전력제어된 경우의 채널 특성은 페이딩 채널 특성과는 매우 다른 형태를 가진다. 이 그림에서 실제 보상되는 타임슬롯은 n 번째 타임슬롯으로서, 이것은 4개의 타임슬롯 즉, (n-1), n, (n+1), (n+2) 번째 타임슬롯 각각의 순간 채널 추정 값들에 기중치를 부여하여 구한 채널 추정 값으로 보상된다. 전력제어를 하지 않은 채널의 경우 채널 추정 값은 n 번째 타임슬롯의 데이터 심볼 구간 중간의 중앙에 해당하는 값을 가지게 된다. 이 과정을 그림 4에 나타내었다.

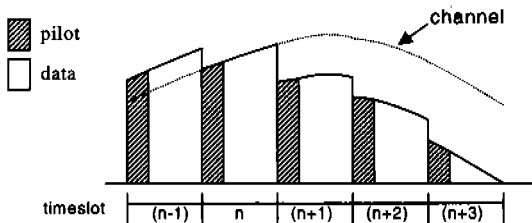


그림 3. 전력제어된 채널 특성

그림에서처럼 한 타임 슬롯에서 채널 변화의 기울기가 존재하게 된다면 데이터 심볼의 시작 부분과 끝 부분에서 채널 추정 값과의 차이가 생기게 된다. 결국 이 부분에서 시스템의 성능 열화를 일으키게 된다. 그러나 전력제어를 수행하게 되면 그림

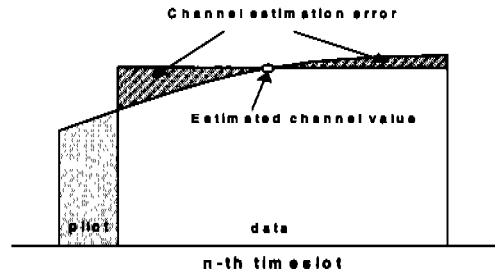


그림 4. 채널 추정 에러(전력제어가 되지 않은 경우)

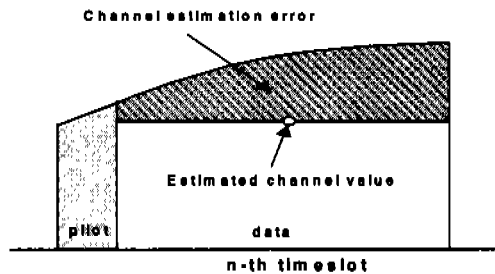


그림 5. 채널 추정 에러(전력제어 된 경우)

3에서와 같이 타임 슬롯단위로 채널 특성이 다르게 된다. 이러한 경우 전력제어를 고려하지 않고 기존의 방법을 그대로 사용하여 채널 추정을 하게 되면 그림 5에서와 같이 데이터 심볼 구간에서의 오차는 더 커지게 된다. 따라서 이를 개선하기 위해서 채널 추정을 할 때 채널특성을 전력제어를 수행하기 전의 상태로 만들어 놓은 상태에서 채널 추정을 할 필요가 있다. 이렇게 하기 위해서는 기지국은 TPC 명령을 전송한 후 TPC 명령을 기억하고 있어야 하며, 이 TPC 명령에 따라 전력제어되어 수신된 타임 슬롯에 적용하여 전력의 증감을 반대로 동작시켜야 한다. 이를 고려하여 본 논문에서 제안하는 채널 추정 알고리즘은 기존의 WMSA 구조에 전력제어 명령을 고려하여 채널 추정을 하는 것으로 다음과 같다.

$$\hat{\xi}(n) = \sum_{i=-K+1}^K \alpha(i) \hat{\xi}(n+i) \beta(i) \quad (17)$$

여기서 $\beta(i)$ 는 다음과 같이 결정된다.

$$\beta(i) = 10 \left[0.1 \times \sum_{j=-i}^i (-1)^{\Delta(i)} \right] \quad (18)$$

식(18)에서 $\Delta(i)$ 는 i 번째 위치에서 전력제어 스텝으로 단위는 dB이다. 이 관계식을 도식적으로 나타낸 것을 그림 6에 보였다.

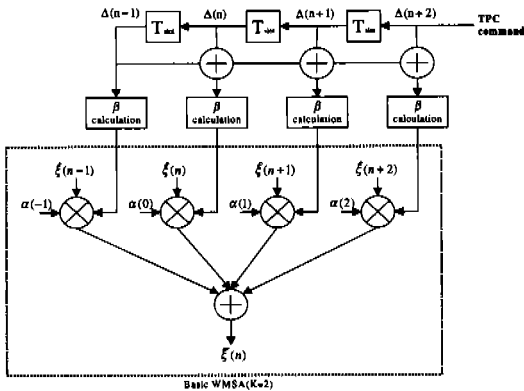


그림 6. 개선된 WMSA 채널 추정 알고리즘

V. 모의실험 및 결과 검토

본 절에서는 전력제어를 수행하였을 경우 제안된 채널 추정 알고리즘의 성능을 분석하였다. 모의실험을 위한 시스템 환경은 다음과 같다. 한 프레임은 16개의 타임슬롯으로 구성되고, 타임슬롯은 20개의 심볼로 구성되며 그 길이는 0.625 msec이다. 비트율은 32Kbps 하였고, 파일럿 심볼의 수는 4개이고, 데이터의 심볼수는 16개이다. 변조방식은 QPSK이다. 채널은 평균 전력이 1/L로서 독립적인 레일리 페이딩으로 하였다. 전력제어를 위한 SIR추정은 본 논문에서 제안한 orthogonal projection 방법을 사용하였으며, 전력제어 주기는 1 타임슬롯으로 하였다. 그리고 간섭신호의 변화에 TPC의 불안정성을 완화하기 위하여 최종 간섭 전력은 1차 선형 필터 즉, $\hat{I} = \mu \hat{I} + (1 - \mu) \hat{I}$ 를 사용하여 구한다. 여기서 $\mu (< 1)$ 는 0.99로 설정하였다. 데이터 복원을 위한 WMSA 채널추정 알고리즘의 탭수(K)는 2로 하였고 그 계수는 (0.6, 1, 1, 0.6)으로 하였다^{[8][9]}.

그림 7은 데이터 복원을 위한 채널 추정 알고리즘으로 전력제어를 고려하지 않은 기존의 WMSA (K=2)을 사용하여 경로 수 L이 2인 경우에 전력제어 스텝별로 도플러 주파수에 따라 BER=0.01을 얻기 위한 요구 Eb/No를 나타낸 것이다. 이 그림으로부터 도플러 주파수에 따라 전력제어 스텝의 효과는 매우 다양하게 변화함을 알 수 있다. 도플러 주파수가 매우 낮은 경우 즉 5Hz인 경우에는 전력제어 스텝이 0.5dB인 경우가 가장 성능이 우수하고, 도플러 주파수가 20Hz인 경우에는 전력제어 스텝이 1dB일 때 가장 우수하며, 40Hz인 경우에는 1.5dB로 유지하는 것이 바람직함을 알 수 있다. 그리고

도플러 주파수가 60Hz이상에서는 전력제어 스텝을 2dB로 유지하는 것이 가장 성능이 우수함을 알 수 있다. 결과적으로 도플러 주파수가 증가함에 따라 BER=0.01을 얻기 위해 요구되는 Eb/No를 최소화시키기 위해서는 전력제어 스텝을 단조적으로 증가시켜야 함을 알 수 있다.

한편 전력제어를 고려한 채널 추정 알고리즘의 성능을 분석하기 위하여 전력제어 스텝은 그림 7에서 도플러 주파수별로 가장 우수한 성능을 가지는 전력제어 스텝을 사용하기로 한다.

그림 8은 도플러 주파수가 5Hz인 경우에 전력제어 스텝을 0.5dB로 하여 WMSA와 개선된 WMSA의 성능을 경로수 1과 2에 대해 나타낸 것이다. 이 그림에서 5Hz인 경우에는 양자간의 성능차이가 거의 없음을 알 수 있다. 이것은 도플러 주파수가 매우 낮으므로 한 타임 슬롯내의 채널 변화는 거의 없기 때문이다.

그림 9와 그림 10은 도플러 주파수가 80Hz인 경우와 100Hz인 경우에 전력제어 스텝 2dB로 하여 얻은 BER 성능을 각각 나타낸 것이다. 이들 그림으로 부터 경로수 1인 경우나 2인 경우에 Eb/No가 증가함에 따라 BER성능은 향상됨을 알 수 있다. 또한 도플러 주파수가 증가할수록 전력제어를 고려한 WMSA 알고리즘이 기존의 WMSA 알고리즘에 대해 성능 개선도가 다소 증가함을 알 수 있다. 이러한 결과는 도플러 주파수가 증가할수록 한 타임 슬롯내에서 채널의 변화가 존재하게 되는데, 이것은 전력제어를 고려하지 않고 채널 추정을 하게 되면 그 만큼 채널 추정 오차가 커지게 되기 때문이다.

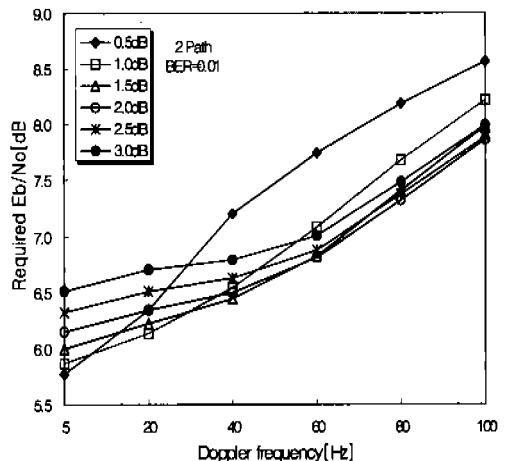


그림 7. 전력제어 스텝의 효과

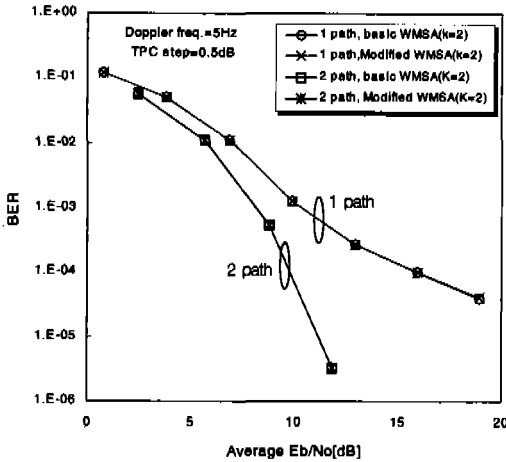


그림 8. BER 성능(도플러 주파수=5Hz, 전력제어 스텝=0.5dB)

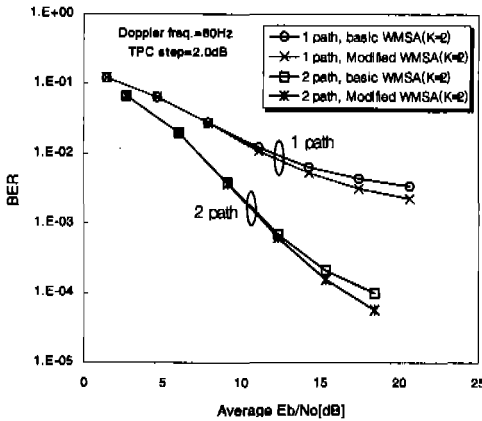


그림 9. BER 성능(도플러 주파수=80Hz, 전력제어 스텝=2dB)

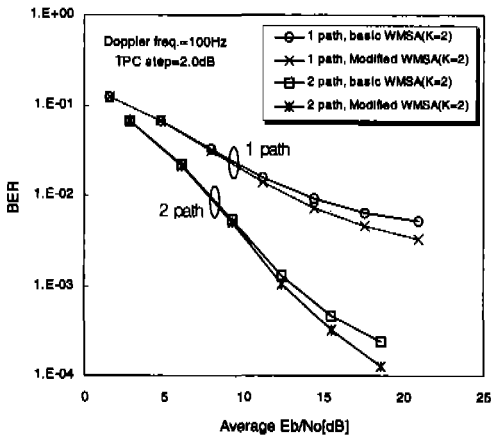


그림 10. BER 성능(도플러 주파수=100Hz, 전력제어 스텝=2dB)

VI. 결론

SIR 기반 전력제어에 있어서 전력제어의 주기는 시스템의 성능에 미치는 효과가 크다. 따라서 전력 제어 주기는 짧게 해야 하는데, 신속한 전력제어를 위해서는 SIR추정을 가능한 한 신속히 하여 전력제어 명령을 결정하여야 한다. 따라서 본 논문에서는 계산량의 측면에서 기존의 방식보다 효율적인 SIR 추정 방법을 제시하였다. 제안된 SIR 추정 방법은 간섭 전력을 구하는 데 있어서 채널 추정값을 사용하지 않으므로 경로 수에 따라 계산량이 일정함을 알 수 있었다.

또한 전력제어를 수행할 경우 일반적으로 채널의 통계적 특성은 예측하기 어렵기 때문에 이를 고려하지 않고서 여러 타임 슬롯을 이용하여 채널 추정을 하게 되면 더 좋은 성능을 얻기 어렵게 된다. 따라서 본 논문에서는 전력제어를 고려한 개선된 채널 추정 방법을 제시하였다. 제안된 채널 추정 알고리즘은 전력제어를 수행할 경우 도플러 주파수가 증가할수록 성능개선의 효과가 두드러짐을 알 수 있었다.

참고 문헌

- [1] H. Mizuguchi, et al., "Performance evaluation on power control and diversity of next-generation CDMA system," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E81-B, No.7, July 1998.
- [2] M.L. Sim, et al., "Characteristics of closed loop power control algorithm for a cellular DS/CDMA system," *IEE Proc. Commun.*, Vol. 145, No.5, Oct. 1998.
- [3] S. Ariyavisitakul and L. F. Chang, "Signal and interference statistics of a CDMA system with feedback power control," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.41, No.11, Nov. 1993.
- [4] S. Seo, et al., "SIR-based transmit power control of reverse link for coherent DS-CDMA mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E81-B, No.7, July 1998.
- [5] M. Türkboyları et al., "An efficient algorithm for estimating the signal to interference ratio in TDMA cellular systems," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.46, No.6 June 1998.

- [6] S. Tanaka, et al., "Pilot symbol assisted decision directed coherent adaptive array diversity for DS-CDMA mobile radio reverse link," *Proc. of IEEE Wireless'97*, 1997.
- [7] T. Dohi, et al., "Further results on field experiments of coherent wideband DS-CDMA mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E81-B, No.6, June 1998.
- [8] H. Andoh, et al., "Channel estimation using time multiplexed pilot symbols for coherent rake combining for DS-CDMA mobile radio," *Proc. of IEEE PIMRC'97*, 1997.
- [9] H. Andoh, et al., "Channel estimation filter using time-multiplexed pilot channel for coherent RAKE combining in DS-CDMA mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E81-B, No.7, July 1998.
- [10] S. Abeta. et al., " Performance comparison between time-multiplexed pilot channel and parallel pilot channel for coherent rake combining in DS-CDMA mobile radio," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E81-B, No. 7, July 1998.
- [11] 3GPP TSG RAN, "Technical Specification," Ver. 2.0 April 1999.

부 록

파일럿 심볼은 모두 $(1+j)$ 로서 그 갯수는 N_p 이고, 파일럿 심볼구간에 대한 채널특성의 변화는 없으며, MAI는 복소 가우시안이고, 경로수는 1이라고 가정한다. 이 때 파일럿심볼 구간에 대한 수신신호는

$$r = (1+j)\xi + w \tag{A.1}$$

이다. 여기서 $\xi = (a+jb)$, $w = n' + jn''$ 로 설정하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} r &= (1+j)\xi + w \\ &= (1+j)(a+jb) + w \end{aligned} \tag{A.2}$$

A. 문헌(4)의 SIR 추정

수신 신호로부터 채널 추정 값은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \hat{\xi} &= \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} r_i e^{-j\frac{\pi}{4}} \\ &= \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} [(1+j)(a+jb) + (n'_i + jn''_i)] \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (1-j) \\ &= \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} \left[\left\{ \sqrt{2}a + \frac{1}{\sqrt{2}}(n'_i + jn''_i) \right\} \right. \\ &\quad \left. + j \left\{ \sqrt{2}b + \frac{1}{\sqrt{2}}(n''_i - jn'_i) \right\} \right] \end{aligned} \tag{A.3}$$

여기서

$$N^I = (n'_1 + n'_2 + \dots + n'_{N_p}) \tag{A.4}$$

$$N^Q = (n''_1 + n''_2 + \dots + n''_{N_p}) \tag{A.5}$$

로 하면

$$\begin{aligned} \hat{\xi} &= \left\{ \sqrt{2}a + \frac{1}{N_p \sqrt{2}}(N^I + jN^Q) \right\} \\ &\quad + j \left\{ \sqrt{2}b + \frac{1}{N_p \sqrt{2}}(N^Q - jN^I) \right\} \\ &= \left\{ \sqrt{2}a + \frac{1}{\sqrt{2}}(E[N^I] + jE[N^Q]) \right\} \\ &\quad + j \left\{ \sqrt{2}b + \frac{1}{\sqrt{2}}(E[N^Q] - jE[N^I]) \right\} \end{aligned} \tag{A.6}$$

된다. $E[N^I] = 0$, $E[N^Q] = 0$ 로 가정하면 이 때 채널 추정 값과 그 의 공액 값은 각각 다음과 같이 된다

$$\hat{\xi} = \sqrt{2}(a+jb), \hat{\xi}^* = \sqrt{2}(a-jb) \tag{A.7}$$

따라서 채널 보상된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{r} &= r \hat{\xi}^* \\ &= [(1+j)(a+jb) + (n' + jn'')] \sqrt{2}(a-jb) \\ &= \sqrt{2}(a^2 + b^2)(1+j) + \sqrt{2}(a-jb)(n' + jn'') \end{aligned} \tag{A.8}$$

이 때 신호 전력은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} S &= \left| \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} \hat{r}_i e^{-j\frac{\pi}{4}} \right|^2 = \left| \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^{N_p} \left[\sqrt{2}(a^2 + b^2)(1+j) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sqrt{2}(a-jb)(n'_i + jn''_i) \right] \frac{1}{\sqrt{2}} (1-j) \right|^2 \\ &= |2(a^2 + b^2) + \{a(E[N^I] + E[N^Q]) \\ &\quad + b(E[N^Q] - E[N^I])\} \\ &\quad + j\{a(E[N^Q] - E[N^I]) - b(E[N^I] + E[N^Q])\}|^2 \\ &= 4(a^2 + b^2)^2 \end{aligned} \tag{A.9}$$

그리고 간섭 전력은

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^N \left| \tilde{r}_i e^{-j\frac{\pi}{4}} \right|^2 - \left| \tilde{\xi}_i \right|^2 \\
 &= \frac{1}{N_p} \sum_{i=1}^N \left| [\sqrt{2}(a^2 + b^2)(1+j) \right. \\
 &\quad \left. + \sqrt{2}(a-jb)(n_i^I + jn_i^Q)] \frac{1}{\sqrt{2}} (1-j) \right|^2 - 4(a^2 + b^2)^2 \\
 &= 4(a^2 + b^2)^2 + 4a(a^2 + b^2)(E[N^I] + E[N^Q]) \\
 &\quad + \frac{1}{N_p} 4b(a^2 + b^2)(E[N^Q] - E[N^I]) \\
 &\quad + 2(a^2 + b^2)(W^I + W^Q) - 4(a^2 + b^2)^2 \\
 &= \frac{1}{N_p} 2(a^2 + b^2)(W^I + W^Q)
 \end{aligned} \tag{A.10}$$

로 구해진다. 여기서

$$W^I = (n_1^I{}^2 + n_2^I{}^2 + \dots + n_{N_p}^I{}^2) \tag{A.11}$$

$$W^Q = (n_1^Q{}^2 + n_2^Q{}^2 + \dots + n_{N_p}^Q{}^2) \tag{A.12}$$

따라서 SIR은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 SIR &= \frac{4(a^2 + b^2)^2}{\frac{1}{N_p} 2(a^2 + b^2)(W^I + W^Q)} \\
 &= \frac{2N_p(a^2 + b^2)}{(W^I + W^Q)}
 \end{aligned} \tag{A.13}$$

B. Orthogonal projection에 의한 SIR 추정
 N_p 개의 파일럿 심볼에 S에 대한 range space는 $\|S\|^2 = 1$ 되도록 하는 값들이다. 즉,

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{2N_p}} \begin{bmatrix} 1+j \\ 1+j \\ \vdots \\ 1+j \end{bmatrix} \tag{B.1}$$

그리고 Rake 결합 후의 수신 신호는

$$R = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{N_p} \end{bmatrix} \tag{B.2}$$

이다. 따라서 신호 전력은 식(14)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 S &= |\langle \epsilon, r \rangle|^2 = \left| \epsilon_1 \sum_{i=1}^N r_i \right|^2 \\
 &= \left| \frac{1}{\sqrt{2N_p}} (1-j) \sum_{i=1}^N [\sqrt{2}(a^2 + b^2)(1+j) \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &\quad \left. + \sqrt{2}(a-jb)(n_i^I + jn_i^Q)] \right|^2 \\
 &= \left| \frac{1}{\sqrt{2N_p}} (1-j) [\sqrt{2}N_p(a^2 + b^2)(1+j) \right. \\
 &\quad \left. + \sqrt{2}(a-jb)(N^I + jN^Q)] \right|^2 \\
 &= [2\sqrt{N_p}(a^2 + b^2) \\
 &\quad + \sqrt{N_p}(1-j)(a-jb)(E[N^I] + jE[N^Q])]^2 \\
 &= 4N_p(a^2 + b^2)^2
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

수신 신호 전체 전력은 식(15)로부터 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 r^H r &= \sum_{i=1}^N |r_i|^2 \\
 &= \sum_{i=1}^N \left| [\sqrt{2}(a^2 + b^2)(1+j) \right. \\
 &\quad \left. + \sqrt{2}(a-jb)(n_i^I + jn_i^Q)] \right|^2 \\
 &= \sum_{i=1}^N [4(a^2 + b^2)^2 + 4(a^2 + b^2) \cdot \\
 &\quad \{a(n_i^I + n_i^Q) + b(n_i^Q - n_i^I)\} \\
 &\quad + 2(a^2 + b^2)(n_i^I{}^2 + n_i^Q{}^2)] \\
 &= 4N_p(a^2 + b^2)^2 + 4(a^2 + b^2) \cdot \\
 &\quad \{a(N^I + N^Q) + b(N^Q - N^I)\} \\
 &\quad + 2(a^2 + b^2)(W^I + W^Q)
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

간섭 신호 전력은 식(16)에서와 같이 식(B.4)에서 식(B.3)를 뺀 결과로서 식(B.5)에 주어진다.

$$\begin{aligned}
 I &= r^H r - S \\
 &= 4(a^2 + b^2)\{a(N^I + N^Q) + b(N^Q - N^I)\} \\
 &\quad + 2(a^2 + b^2)(W^I + W^Q)
 \end{aligned} \tag{B.5}$$

이제 SIR은 식(B.3)과 식(B.5)를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 SIR &= \frac{4N_p(a^2 + b^2)^2}{4(a^2 + b^2)\{a(N^I + N^Q) + b(N^Q - N^I)\} \\
 &\quad + 2(a^2 + b^2)(W^I + W^Q)} \\
 &= \frac{2N_p(a^2 + b^2)}{(W^I + W^Q)}
 \end{aligned} \tag{B.6}$$

결론적으로 부록 A의 식 (A.13)과 부록 B의 (B.6)의 SIR은 같음을 알 수 있다.

