

CDMA 망에서의 전력제어 방법

박흥성, 정명순, 김형욱
강원대학교 전기전자정보통신공학부

1. 서론

CDMA와 같은 이동 통신 시스템의 기본 목적은 시간과 위치에 관계없이 사용자에게 신뢰성 있는 통신 서비스를 제공하는 것이다. 그러나, CDMA 망은 동일한 주파수 대역을 여러 개의 기지국이 동시에 사용하고, 기지국에 속한 모든 가입자가 하나의 주파수 대역을 공유한다. 따라서 한 기지국 안에 속한 가입자 사이에 간섭이 발생할 뿐 아니라 동일한 대역을 사용하는 기지국 사이에도 간섭이 발생하게 된다. 또한 이동 통신 시스템은 열악한 무선 환경을 기반으로 수시로 변화하는 가입자 요구를 수용해야 한다. 따라서, 가입자 요구에 적절하게 대응할 수 있는 시스템 전력 등에 대한 적절한 제어가 이루어져야 원활히 동작하는 서비스를 가입자들에게 제공할 수 있다. 즉, 동시에 통화를 시도하는 여러 가입자들이 서로 간섭하지 않고 알맞은 통화의 질을 제공받을 수 있도록 하는 전력제어의 과정이 필요한 것이다. 예를 들어, 전송기와 수신기 사이의 사용 가능한 대역폭이 $W[\text{Hz}]$ 라하고, 수신 신호는 전송기의 전송 신호에 크기, ν_0 인 추가 백색 가우스 잡음(additive White Gaussian Noise)이 포함된 것이라 가정한다. 전송기에서 사용된 전력을 $\overline{p_0}$ 로 표시하면, 이러한 통신 링크의 용량은 샤논이 제시한 바와 같이 식(1)로 표현된다[1].

$$\text{최대 bits/s} = W \log_2 \left(1 + \frac{\overline{p_0}}{W \nu_0} \right) \quad (1)$$

대역폭이 고정되어 있다면, 용량은 링크의 신호대 잡음비(SNR), $\overline{p_0} / \nu_0$ 로 결정된다. 즉, 송신기가 수신한 신호 전력 레벨은 수신기와 전송기 사이의 거리와 무선 환경에 영향을 받게 된다. 무선 환경의 영향은 회절 및 반사 현상과 같은 파(wave) 지연 효과에 기인한다. 이러한 것을 고려하면 채널은 시간에 따라 변하는 전력 이득 $g(t)$ 와 연관된 것으로 볼 수 있다. 따라서 채널의 신호대 잡음비는 식(2)로 표현할 수 있다.

$$\text{SNR} = \frac{\overline{p_0} \overline{g(t)}}{\nu_0}$$

신호 전력 이득과 전력 레벨은 때때로 다른 스케일을 사용하여 표현된다. 즉, 로그(dB, dBW)나 선형 단위가 사용될 수 있다. 본 고에서는 혼란을 피하기 위하여 선형 스케일(1)을 사용하였다. SNR을 dB로 표시하면

$$\text{SNR} = p_0 + g(t) - \nu_0 \quad (2)$$

가 된다. 시간에 따라 변하는 전력 이득 $g(t)$ 는 무선 환경에 따라 이득도 변하기 때문에 시스템의 성능이 저하되고 이에 따른 채널 용량의 감소가 일어난다. 또한 시간에 따라 변하는 전력 이득 $g(t)$ 는 무선 환경에 영향을 받기 때문에 제어 대상이 아니므로, 시스템 용량을 증가시키기 위한 방안으로 고려해 볼 수 있는 것은 시변 전력 $p(t)$ 를 사용하여 전력 이득의 감소를 보상하는 것이다. 식 (2)로부터 변하는 $g(t)$ 에 대하여 다음 두 가지의 전송 방법을 생각할 수 있다. 전송기의 전력이 $p(t) = p_0 - g(t)$ 일 때, 시변 전력 이득의 변화를 보상하는 방법과 시변 전력 이득의 변화에 관계없이 일정 값 이상의 전력으로 신호를 전송하여 시변 전력 이득의 변화를 무시하는 방법이 있다. 전자의 방법은 시스템이 시변 전력 이득을 항상 알고 있어야 한다는 문제가 있고 후자의 방법은 단말기와 기지국 사이의 거리에 따른 수신 전력의 차이로 발생하는 원근(near-far) 문제가 있다.

지금까지는 한 개의 링크만이 채널을 사용하는 경우를 본 것이고 다음에서는 여러 개의 링크가 하나의 채널을 사용하는 경우의 문제를 보기 위하여 하나의 채널을 사용하는 두 개의 연결을 가진 단순한 다중 사용자 시나리오를 그림 1에 보였다. 여기서 2개의 이동국 MS_1 과 MS_2 는 기지국 BS_1 과 BS_2 에 각각 연결되어 있다. BS_1 에서 MS_1 으로 전송되는 신호는 MS_2 에도 전송된다. 이렇게 원하지 않는 전송 신호는 요구 신호보다 약하게 수신되지만 요구 신호에 간섭으로 작용하게 된다. 그림에서 요구 신호는 실선으로, 간섭 신호는 점선으로 표시하였다. 본 고에서는 단순

1) \overline{g} 는 선형 스케일이며 g 는 dB로 표시된 로그 스케일이다. \overline{g} 와 g 의 관계는 $g(t) = 10 \log_{10}(\overline{g(t)})$ 이다.

하게 설명하기 위하여 순방향 링크만을 고려하였다. 기지국 BS_i 에서 이동국 MS_i 의 각 통신 링크는 신호 전력 이득, $\overline{g_{ij}}(t)$ 로 표현할 수 있다. 이러한 작은 망의 가능한 전력 이득은 이득 행렬(G-행렬)로 표시된다.

$$G = \begin{pmatrix} \overline{g_{11}} & \overline{g_{12}} \\ \overline{g_{21}} & \overline{g_{22}} \end{pmatrix}$$

시간 t 에 BS_i 로부터 전송되는 전력을 $\overline{p_i}(t)$ 라 하면, 이동국 1은 요구 신호, $\overline{p_1}(t)\overline{g_{11}}(t)$ 와 간섭 신호, $\overline{p_2}(t)\overline{g_{21}}(t)$ 를 수신하게 된다. 간섭 $\overline{I_1}(t)$ 는 다음으로 계산되고

$$\overline{I_1}(t) = \overline{p_2}(t)\overline{g_{21}}(t) + \overline{\nu_1}$$

여기서, $\overline{\nu_1}$ 은 잡음 전력이다. 여기서서는 SNR은 별로 중요하지 않은 것이 되고, 그 역할은 신호대 간섭비(SIR)가 대신하게 된다. MS_1 에서의 SIR[2-6]은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\gamma_1(t) = p_1(t) + g_{11}(t) - I_1(t) \quad (3)$$

식 (1)을 살펴보면 SIR에 주요한 영향을 주는 전력과 잡음이 관련되어 있기 때문에, 데이터 전송율이 SIR과 관련되어 있음을 알 수 있다. 2개의 이동국의 요구 사항인 목표 SIR 값은 γ_i^* 만큼 주어지는 것을 가정한다. 전력제어는 이러한 요구사항을 만족할 수 있도록 $p_i(t)$ 를 적절한 값으로 조정하는 것이다.

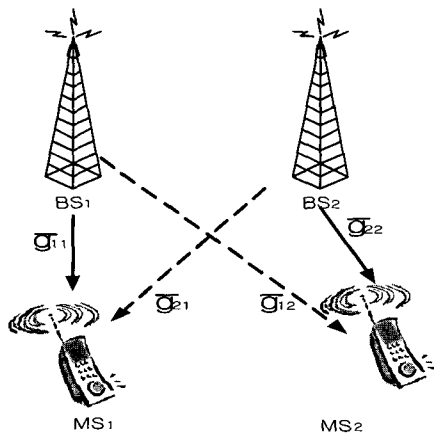


그림 2. 다중 이동국과 기지국간의 링크.

각 기지국의 시스템이 4개의 전력 이득 $g_{ij}(t)$ 와 2개의 잡음전력 ν_i 를 매시간마다 측정하여 알고 있다면, 개별 기지국에서 사용하는 최적 전력을 구할 수 있다. 이러한 방법은 네트워크가 크거나 링크 이득이

빠르게 변하는 실제의 무선 환경에서는 불가능하다. 중앙 집중식의 이러한 방법은 제어 정보의 전달에 이용되는 과도한 시그널링을 포함하기 때문이다. 이러한 방법 대신에 각 기지국에 연결된 이동 단말기의 SIR 측정치를 기준으로 단말기 자신의 전력을 갱신하도록 하는 분산 전력 제어 방식이 가능하다. 분산 전력 제어 방식은 지역적인 SIR 정보만을 사용하여 feasible power set을 주어진 시간 내에 발견하는 것으로, 알맞은 해결책을 찾지 못하면 최소한의 SIR를 가진 최초의 연결은 제거되고 알고리즘은 초기화된다. 즉, 모든 활성 연결이 최대 허용된 값으로 전송전력 레벨을 재설정된 후에 알고리즘을 다시 수행하여 feasible power set을 얻는 것이다[7]. 이는 각 연결마다의 목표 SIR를 얻는데 사용할 수 있다. 여기서 각 링크는 목표 SIR를 유지하기 위하여 전력 측정값의 정보를 피드백하여야 한다. 피드백 되는 정보에는 값 피드백(value feedback)과 부호 피드백(sign feedback)이 있다. 값 피드백은 일반 제어기에서 많이 사용되는 것으로, 이동국이 실수형의 SIR 측정값이나 에러를 기지국에 피드백하는 것이다. 즉, 다음과 같은 값이 피드백되는 것이다.

$$e_i(t) = \gamma_i^* - \gamma_i(t) \quad (4)$$

부호 피드백은 식(4)에서 에러의 부호와 관련된 것이다. 즉, 하나의 비트만 명령 신호에 필요하며, 이 방법은 대역폭을 효율적으로 사용할 수 있게 한다. 부호 피드백이 전력 제어에 사용되는 일반적인 방법이다.

$$s_i(t) = \text{sign}(\gamma_i^* - \gamma_i(t)) = \text{sign}(e_i(t)) \quad (5)$$

지금까지 전력 제어의 필요성과 이에 사용되는 매개 변수들에 대하여 살펴보았다. 이러한 내용을 바탕으로 다음에서는 전력 제어를 위한 CDMA 모델을 보이고, 지금까지의 전력 제어 연구에 사용되었던 성능 지표[2-10] 및 전력 제어 모델[2,11-18]을 보일 것이다. 전력제어에 사용된 모델로는 피드백 제어 모델[2,11], 직렬 구조형(Cascaded) 제어 모델[12], 예측제어 모델[13-15], 다중스텝 제어 모델(또는 적응제어)[5], 퍼지 제어 모델[6,16], 예측자가 있는 다중 스텝(혹은 적응) 제어 모델[17] 등이 제안되었다. 한편 전력 제어 방법으로는 계인 스케줄링을 이용한 방법[18] 등 다양한 방법들이 있다.

2장에서는 CDMA에서 사용되는 전력제어의 목적과 이를 달성하기 위한 CDMA 모델을 살펴보고, 3장에서는 기존의 연구에서 사용되는 전력 제어 모델을 설명하였다. 4장에서는 기존의 연구에서 사용되었던 성능 지표 및 측정값들을 제시하고 마지막으로 결론을 맺는다.

2. CDMA의 전력 제어 모델[19,20]

CDMA 시스템에서 전력제어의 목적은 기지국 통화 용량의 최대화, 개별 이동에 대한 균일한 통화 품질의 유지이다. 즉, 기지국의 통화 용량을 최대화하기 위한 SIR 레벨 조정 및 제어와 조정된 SIR 레벨로 기지국 및 이동국의 출력을 제어하는 것과 균일한 통화 품질을 유지하기 위하여 핸드오프 호의발생이나 새로운 통화 요구 호에 대한 허용 제어(admission control)[21] 등으로 구분할 수 있다.

전력 제어를 위하여 CDMA 시스템에서는 개방루프 전력제어, 폐루프 전력제어, 순방향 전력제어, 외부 루프전력제어 등의 전력제어 기능과 순방향과부하제어(forward overload control) 및 역방향 과부하제어(reverse overload control)와 같은 과부하 제어 기능이 있다. 전력 제어 기능 사이의 상관 관계는 그림 2에 나타내었다.

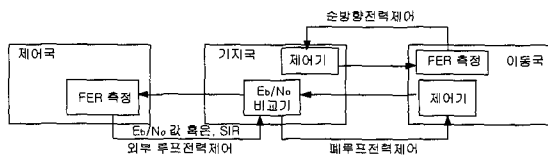


그림 2. 전력제어 기능간의 상관관계.

개방 루프 전력제어는 기지국으로부터의 수신 전력이 크면 이동국 출력을 작게, 수신전력이 작으면 이동국의 출력을 크게 하는 단순한 원리이다. 이러한 제어 방법은 순방향 및 역방향 경로 손실이 같다는 가정아래 적용될 수 있는 것으로 통화를 시작할 때, 이동국의 최초 출력을 최소화할 때만 적용하여 통화 용량 및 품질에 미치는 영향을 줄일 수 있다. 폐 루프 전력제어는 이동국의 통화중 움직임 때문에 순방향이나 역방향 링크의 페이딩 특성이 계속해서 변화하고, 이러한 이유로 이동국에서 수신한 신호의 세기만을 사용하여 기지국에 전달하는 전송 전력을 결정하는 것은 정확하지 않을 수 있다. 이러한 문제점을 개선하기 위하여 기지국이 이동국으로 자신이 수신한 수신 전력(즉, E_b/N_o 혹은 SIR)의 세기를 일정한 주기(IS95A에서는 1.25ms)마다 알려주어 이동국의 송신 전력 세기를 제어하는 것이다. 이 방법은 기지국에 도달하는 신호 세기의 제어를 빠르게 할 수 있다. 여기서, E_b/N_o 는 역방향 통화채널의 비트 당 에너지에 대한 잡음밀도의 비율이다. 기지국은 운영자가 정한 역방향 통화채널의 목표 FER(Frame Error Rate)를 임계치(threshold)로 하여 외부 루프 전력제어로 결정되는 E_b/N_o (또는 SIR)와 기지국의 수신 복조부가 매 1.25ms마다 측정된 수신한 E_b/N_o (또는 SIR)를 비교한

다. 이 때 측정값이 임계치보다 크면 이동국에 출력을 1dB 내리라고 지시하고 측정값이 임계치보다 작으면 출력을 1 dB 올리라고 명령한다. 측정값이 설정된 임계치보다 작다면 이동국의 출력이 너무 작아서 요구 통화 품질을 유지하는데 문제가 있는 것을 의미한다. 반대의 경우는 이동국이 불필요하게 큰 전력으로 송신하고 있어 기지국 내의 다른 이동국의 통화 채널에 간섭으로 영향을 주고 있다는 것이다. 이상의 전력 제어 과정을 정리하면, 기지국에서 수신 전력의 품질을 측정된 후 이를 기초로 전력 제어비트로 변환한다. 전력 제어 비트는 순방향 통화채널을 이용하여 이동국으로 전달되고 이동국에서는 출력 증가 및 감소의 절차가 반복적으로 수행되어 세 개의 샘플주기(1.25ms)만큼의 시간지연이 발생한다.

외부 루프 전력제어는 E_b/N_o 나 SIR 임계치를 특정 값으로 고정하지 않고 20ms마다 변화시키면서 측정된 FER가 목표 FER와 비슷하도록 유지시키는 방법이다. 즉, 폐루프 전력제어에서 기지국의 수신 임계치를 최소가 되도록 하여 이동국의 전송 전력을 최소로 만드는 것이다.

순방향 전력 제어는 기지국에서 멀리 떨어져 있거나 전파 상태가 좋지 않은 이동국의 순방향 통화 채널에는 전송 전력을 크게, 반대의 경우에는 전송 전력을 작게 할당하여 기지국의 제한된 전송전력을 효율적으로 활용하여 셀의 순방향 통화 용량을 최적화하는 방법이다.

IS95-A에서 이동국은 순방향 통화 채널의 FER을 계속하여 측정하고, 이 값을 주기적으로 기지국으로 알려주어야 한다. 이러한 FER를 사용하여 순방향 통화 채널의 질을 알리는 방법은 일정한 주기마다 FER을 기지국에 알려주는 것과 FER의 값이 정해진 임계치를 넘었을 때만 알리는 방법이 있다. 이러한 알림을 통하여 이동국이 수신하는 신호의 FER를 확인한 기지국은 목표 FER를 재조정할 수 있다.

순방향 과부하제어는 기지국의 RF 송신 경로 상의 통화채널 증가에 따른 신호 진폭이 왜곡 및 순방향 링크이 질 저하를 방지하는 기능이다. 할당 통화 채널 수와 순방향 전력제어로 결정되는 기지국 출력값이 과부하가 발생하지 않도록 통화채널 할당이나 핸드오프 요구 등을 제어하여 통화 품질의 저하를 막는 것이다. 즉, 통화에 대한 허락 기능을 이용하여 새로운 호와 핸드오프 호의 통화를 제어한다. 역방향 과부하제어는 동시 통화자의 증가로 인한 역방향 링크 질의 급격한 저하를 방지하는 기능이다. 셀 내에서 통화중인 이동국이 증가함에 따라 역방향 링크의 잡음 레벨도 증가하고, 이동국은 잡음을 극복하기 위하여 폐루프 전력제어로 전송 전력을 증가시키게 된다. 이러한 이동국들이 증가하게 되면, 역방향 링크의 잡음 레벨이 상승하여 통화 품질을 저하시킨다. 이를

극복하기 위하여 기지국은 일정 잡음 레벨보다 높은 상태로 새로운 이동국이 통화나 핸드오프를 요구하면 현재 통화중인 이동국의 호를 유지하기 위하여 강제로 통화 요구를 제한한다.

다음은 전력 제어를 수행할 때 고려해야 할 무선 링크의 전파 특성으로 인한 통화 채널의 질 저하에 대한 것이다. 이동 통신 시스템에서 기지국의 송신 안테나가 전송하는 전파는 다중 경로를 거쳐서 이동국의 수신 안테나에 전달된다. 이동국의 안테나를 통하여 수신되는 전파는 무선 경로 상의 불규칙한 지형으로 인한 다중 반사, 장애물에 의한 회절 및 반사로 서로 다른 진폭과 위상을 가진 합성파가 되고, 이러한 합성파의 진폭, 위상, 주파수는 확률 분포로 표현되는 랜덤 특성을 가지게 된다. 특히, 다른 경로를 통한 전파의 도착 시간의 차이는 지연 확산(delay spread) 현상을 일으키게 되고 이동국이 속도 v 로 이동하고 있는 경우에는 도플러 효과로 반송 주파수의 천이도 일어나게 된다. 시스템 대역폭 내의 서로 다른 두 주파수가 다중 경로 페이딩을 겪는 과정을 생각해 보면, 두 주파수의 간격이 충분히 작은(협대역) 경우에는 거의 같은 전자기적 경로를 지나게 되어 진폭과 위상 변화가 거의 유사하지만, 두 주파수 간격이 커지게 되면 신호 사이의 상관도는 작아지게 된다. 이유는 다중 경로 환경에서는 각 경로마다 주파수의 위상 변화가 다르게 일어나기 때문이다. 이렇게 경로에 따라 다르게 나타나는 페이딩 현상을 주파수 선택적 페이딩이라 한다. 한편, 음영효과(shadow effect)는 기지국과 이동국 사이에 존재하는 지형적 장애물과 인공 구조물 때문에 전파 경로가 매번 변화하여 일어나는 현상이다.

결과적으로, 정확한 전력 제어를 원한다면 이동 통신의 무선 링크 상에서 발생하는 다중 경로에 의한 신호의 페이딩 현상을 극복할 수 있는 방법이 필요할 것으로 생각된다.

3. 전력 제어 모델

CDMA 시스템의 기지국 수신기 부분을 그림 3에 나타내었다. 수신 신호는 L개의 레이크(Rake) 수신기로 입력된다. 레이크 수신기는 한 개의 PN 상관기(correlator)와 한 개의 Hadamard 상관기로 구성된 것으로 다중 경로 때문에 발생하는 산란 현상을 최소화하기 위하여 L개의 강한 신호를 잡아내는데 사용된다. 그림 4는 측정 값면에서 본 CDMA 시스템의 수신기 부분이다[12]. 그림 4는 레이크 수신기에서 간섭이 있는 신호를 수신하여 그 신호로부터 CIR 혹은 SIR 및 BER(Bit Error Rate)를 측정하고 시스템 관리 알고리즘, 즉 전력 제어 알고리즘으로 보낸 것이다. 또한 채널 디코더 모델은 FER를 측정하여 시스템 관

리 알고리즘으로 보내어 알맞게 처리하도록 한다. 그림 4로부터 측정할 신호의 위치를 확인할 수 있다.

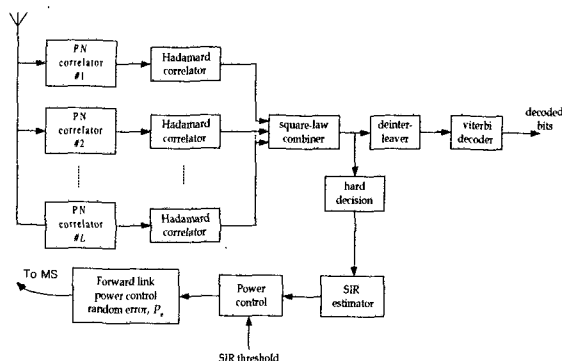


그림 3. 기지국 기저대역 모델.

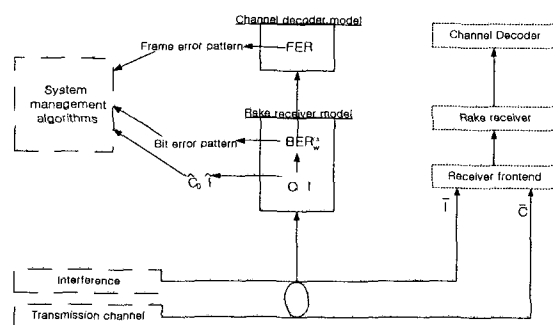


그림 4. 측정 값 측면에서 본 CDMA 수신기 모델.

앞에서 피드백 정보에는 값 피드백과 부호 피드백이 있다고 언급하였다. 다시 말하면, 값 피드백은 일반 제어기에서 널리 사용되는 것으로, 이동국은 실수형의 SIR 측정값 혹은 에러를 기지국으로 피드백하고 부호 피드백은 에러 부호와 관련된 하나의 비트만 명령 신호로 전송하는 것이다. 후자의 방법이 IS95-A의 전력 제어에 사용되는 방법이다. 이러한 피드백 가정에 따라 전력은 다음과 같이 제어된다.

$$\text{값 피드백} : p_i(t+1) = p_i(t) + \beta e_i(t) \quad (6)$$

$$\text{부호 피드백} : p_i(t+1) = p_i(t) + \beta s_i(t) \quad (7)$$

위의 예에서는 제어기는 자체적으로 한 샘플 구간만큼의 지연을 포함하고 있다. 또한 측정과 제어 시그널링에 시간이 걸리기 때문에 추가적인 시간 지연도 발생한다. 여기서 사용된 모델은 시간 t 에서 측정된 유용한 SIR이 시간 $(t-1)$ 에서 전력 레벨에 따른다고 가정하는 것이다. 그러면, 이동국 MS_i 에서의 SIR은

$$r_i(t) = p_i(t-1) + g_{ii}(t) - I_i(t) \quad (8)$$

로 주어진다. 전역 시스템(global system)은 상호 간섭

을 통하여 연결된 두 개의 지역적인 분산 제어 루프 (locally distributed control loop)로 생각할 수 있다. 이렇게 하면, 루프의 안정성 등의 측면에서 여러 가지의 가치 있는 결과를 얻을 수 있다. 예를 들면, 지역적인 루프의 안정성 조건에서 전역 시스템의 안정성의 필요조건을 유도할 수 있는 것이다.

식 (4), (6), (8)를 사용하여 정리하면

$$p_1(t+1) - p_1(t) + \beta p_1(t-1) = \beta(\gamma_i^t - g_{11}(t) - I_1(t)) \quad (9)$$

가 된다. 전력 $p_1(t)$ 는 선형 차분(difference) 식을 만족한다. 따라서 해는 다음의 특성 식과 연관될 수 있다.

$$z^2 - z + \beta = 0 \quad (10)$$

차분식의 해가 단위 원 내에 있다면 시스템은 안정화되어 있다고 말할 수 있다. 근의 곱이 β 이므로 지역적 제어 루프는 $0 < \beta < 1$ 이면 안정된 것이다. 즉 안정성을 판별할 수 있다[2].

식 (4), (7), (8)를 사용하여 정리하면

$$p_1(t+1) - p_1(t) = \beta(\gamma_i^t - p_1(t-1) - g_{11}(t) - I_1(t)) \quad (11)$$

혹은

$$p_1(t+1) - p_1(t) - \beta \Delta_e = 0 \quad (12)$$

여 기 서 , $\Delta_e = \begin{pmatrix} 1 & \text{if } e > 0 \\ -1 & \text{otherwise} \end{pmatrix}$ 이 고 $e = \gamma_i^t - p_1(t-1) - g_{11}(t) - I_1(t)$ 이다. 이에 대한 일반적이며 단순한 블록도가 그림 5에 표현되었다[2]. 그림 5의 $f(e)$ 와 G 는 각각 $\gamma_i(t)$ 를 구하기 위한 이동국과 기지국 사이의 비선형 모델과 선형 모델이다. 이러한 모델은 페이딩과 이동국의 제어 형태에 따라 달라진다.

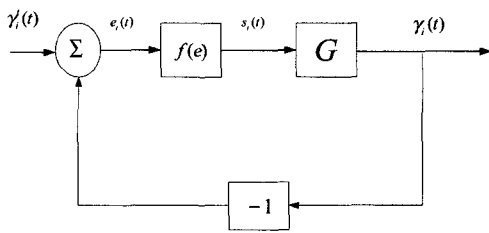


그림 5. 전력제어를 위한 단순 루프모델.

그림 2와 그림 5를 기초로 그림 2를 제어용으로 사용할 수 있도록 다시 그린 구성도가 그림 6으로 외부 전력제어(outer loop power control) 루프와 폐루프 전력제어가 결합된 전력제어루프이다[12]. 그림 2에 표시 안된 전력 이득, 지연 시간 등이 표시되었다. 그림 5와 그림 6을 비교하면 $f(e)$ 와 G 의 생성 방법을 알 수 있다. 기지국은 레이크 수신기로부터 SIR을 받아

목표 SIR과 비교하고, 에러 값에 대한 부호를 이동국으로 전송한다. 이동국은 부호값과 스텝 크기 Δ dB를 곱한 값을 이전의 전력 값, P_n 에 더한 후에 이동국의 안테나를 이용하여 기지국으로 전송한다. 이 때 신호의 세기는 간섭이나 잡음 때문에 감소되고, 안테나 이득 등으로 인하여 증폭된다. 이러한 전송 신호가 수신기에 도달하여 새로운 SIR를 측정함으로써 전력 제어 루프가 계속하여 수행하게 된다. 또한 외부 전력제어루프는 수신되는 신호의 SIR를 측정하여 FER로 바꾼 후 FER이 수신 신호에 맞게 계속하여 조정한다. 이를 기존의 제어기와 비교하면 일종의 기준 명령이라고 볼 수 있다. 이 모델은 이동국에서 기지국으로 이동하는데 걸리는 시간 지연은 나타내지 않지만, 이 시간 지연은 기지국에서 이동국으로 전송되는 신호의 시간 지연에 포함된 것으로 생각할 수 있다. 그림 7은 시간 지연을 두 부분으로 나눈 것으로 이 시간 지연을 보상하는 방법을 포함한 제어모델이다. 그림 6에서 외부제어루프를 생략하고 송신기의 모델을 $\frac{\beta_i}{q-1}$ 로, $H(q) = 1 - q^{-(n_s + n_m)}$ 으로 사용하는 모델이다. 여기서, $H(q)$ 는 시간 지연 보상에 사용되는 함수이다[2]. 그림 8은 예측 전력제어(predictive power control) 알고리즘을 사용한 제어 루프의 블록도이다[15]. 그림 3의 Hadamard 상관기의 출력의 합을 제공하여 그 결과를 $\{S_n(i)\}(i=1..M)$ 에 저장한다. 여기서 n은 시각을 나타낸다. 이 제어루프에서 사용된 SIR 측정기는 다음과 같다. max는 $\{S_n(i)\}$ 중에서 최대가 되는 $S_n(i)$ 가 되는 i 의 값을 말한다.

$$Rx[N_{T_r}] = \frac{\sum_{n=1}^{N_{T_r}} \text{Max}\{S_n(i) | i = 1, 2, \dots, M\}}{\sum_{n=1}^{N_{T_r}} \frac{1}{(M-1)} \sum_{i \neq \text{max}} S_n(i)} - 1$$

그림 5, 그림 6, 그림 7 및 그림 8에 나타난 전력제어 모델은 1 비트 명령어를 사용하는 모델로 1

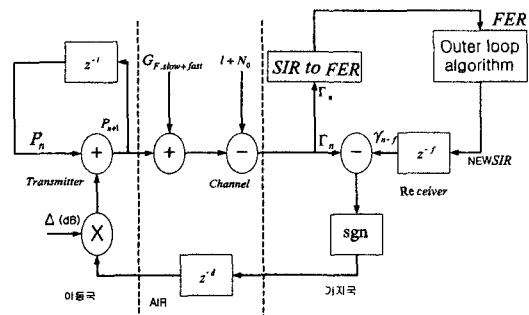


그림 6. 외부전력제어와 폐루프전력제어가 결합된 제어 모델.

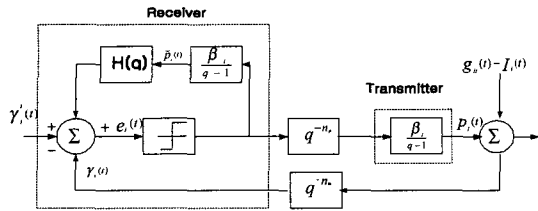


그림 7. 시간지연보상을 사용한 전력 제어 모델.

비트 명령어를 기지국에서 이동국으로 보내면 해당 명령어의 값에 따라 미리 정해진 크기의 dB를 증가하거나 감소한다. 1 비트 명령어를 사용하면 대역폭을 효율적으로 사용할 수 있지만 비트 손실 등의 문제로 전력제어가 정확하게 이루어지지 않을 수도 있다. 이를 해결하고자 명령어를 여러 비트로 보내는 방법들이 제안되고 있다. 실제로 IS95-C에서는 1비트형 전력제어 명령과 다중 비트형 전력제어 명령을 모두 사용하는 것으로 하였다. 그림 9, 그림 10은 다중 비트 명령어를 사용한 제어 모델이다.

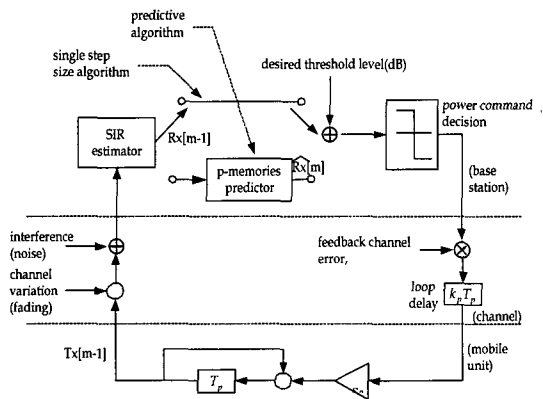


그림 8. 예측제어를 사용한 전력 제어 모델.

그림 9는 다중스텝(multistep) 전력제어 명령어, α 가 기지국에서 이동국으로 전송되는 제어루프를 블록도로 표시한 것이다[5]. 그림 9에서 Δp 는 전력 조정을 위한 스텝 크기를 말하며 α 는 임계치와 측정치의 차이, ϵ 로 결정되며 다음과 같은 값들을 가질 수 있다.

$$\alpha = \begin{cases} 3 & \epsilon/\Delta p < -2.5 \\ 2 & -2.5 \leq \epsilon/\Delta p < -1.5 \\ 1 & -1.5 \leq \epsilon/\Delta p < -0.5 \\ 0 & -0.5 \leq \epsilon/\Delta p < 0.5 \\ -1 & 0.5 \leq \epsilon/\Delta p < 1.5 \\ -2 & 1.5 \leq \epsilon/\Delta p \end{cases}$$

위의 식에서 $\epsilon/\Delta p$ 가 -2.5보다 작다면 이동국의 전송 전력은 다음 전송시 $3\Delta p$ 만큼 증가되어 전송된다.

그림 10은 퍼지 제어를 사용한 전력제어 루프를 블록도로 표현한 것이다. 이동국이 k 번째 구간에서 전

송하는 전력은 다음과 같고, 매 T_p 초마다 $\Delta p_{FLC}(e, \Delta e)$ 만큼 갱신된다[6].

$$p_k^t = p_{k-1}^t + \Delta p_{FLC}(e_{k-1}, \Delta e_{k-1}).$$

$\Delta p_{FLC}(e, \Delta e)$ 는 퍼지 PI 제어기의 입력력 관계이며 다음의 규칙으로 제어된다.

R_i : e 가 A_i 이고, Δe 가 B_i 이면, Δp 는 C_i 이다.

여기서 (A_i, B_i, C_i)는 언어적 표현으로 된 항(예, LN, any, LP 등)이다.

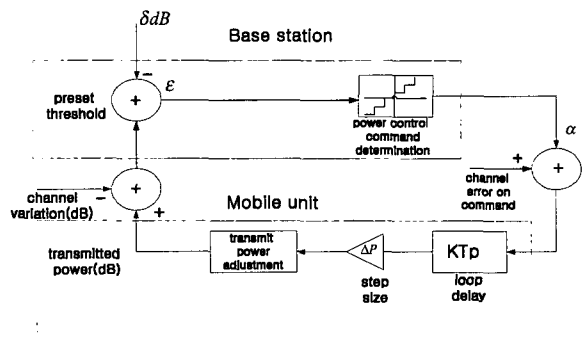


그림 9. 다중스텝 전력 제어 명령을 사용하는 제어 루프.

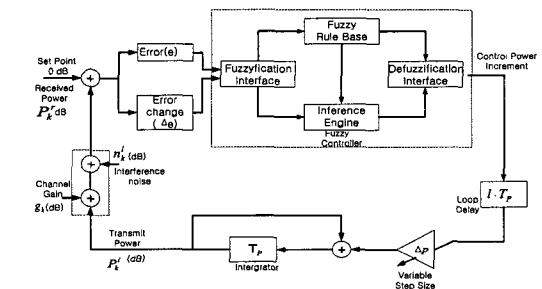


그림 10. 퍼지 제어기 사용한 전력제어루프 모델.

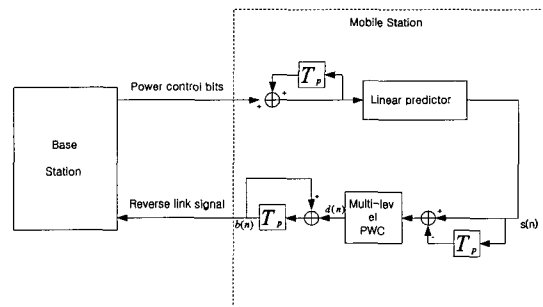


그림 11. 이동국에서의 예측자가 있는 다중스텝 제어기 모델.

다음에서는 이동국에 사용되는 제어기 모델에 대하여 살펴본다. 실제로 이동국에서 사용되는 제어기 모

델은 드물어 그림 11, 그림 12로 제시된 제어 모델을 찾을 수 있었다[17]. 이 모델은 기지국에서 사용된 제어 모델들 중 다중스텝 모델과 예측자(predictor)를 사용하여 제어 모델을 만들었다. 그림 11이 전체 시스템을 크게 본 모델이며 이동국에 선형 예측자가 있는 다중 스텝 제어알고리즘이 있다는 것을 쉽게 알 수 있다. 그림 12는 그림 11을 제어에 알맞게 모델을 상세하게 그린 것이다. 그림 11에서 보듯이 기지국에서 오는 제어 명령은 한 비트로 본다.

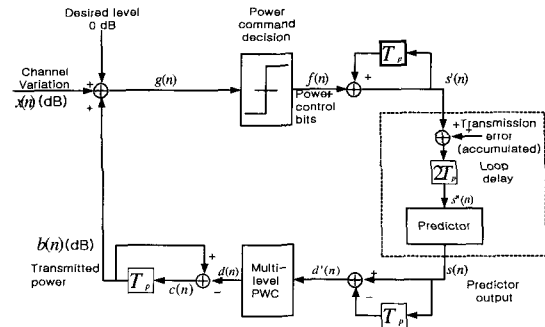


그림 12. 예측자가 있는 다중스텝 제어 모델의 상세 블록선도.

지금까지는 전력제어를 위한 제어기가 기지국에 있는 경우와 이동국에 있는 경우를 살펴보았다. 사용된 제어 모델을 살펴보면, 일반적인 피드백 제어 모델, 일종의 직렬 구조형(Cascaded) 제어 모델, 예측제어 모델, 다중스텝 제어 모델, 퍼지 제어 모델, 예측자가 있는 다중스텝 제어 모델이 사용되었으며, 제어 명령 비트로는 전체 스케일이 다 사용되는 모델, 여러 비트가 사용되는 모델 및 1 비트만 사용되는 모델 등이 있었다. 또한 무선 링크 상에서 신호의 송수신과 관련된 잡음 및 간섭 모델도 거의 비슷함을 알 수 있었다. 고려해야 할 것은 송수신시 간섭 혹은 잡음을 고려했음에도 불구하고 전력제어 명령이 그림 8에서 사용된 모델을 제외하고는 모두 정상적으로 수신된다고 가정하고 있다. 실제로 전력제어 명령 또한 간섭 및 잡음에 의해 에러가 생긴다고 가정해야 정상적인 것으로 보인다.

4. 전력제어에서 사용되는 측정 값 및 지표

본 절에서는 전력제어에서 사용되는 각종 지표, 예를 들면 SIR(Signal-to-Interference Ratio), CIR(Carrier-to-Interference Ratio) 등에 대하여 살펴본 것이다. 많은 연구에서 약간씩 다르게 사용하고 있기 때문에 주의할 필요로 하는 부분이다. SIR과 CIR은 둘 다 서로 같은 양을 의미하며 식 (13)으로 표현할 수 있다. 정

확하게 구분하면 SIR은 기저 대역에서의 값이고 CIR은 반송자(carrier) 주파수에서의 값이다[2,21].

$$\bar{\gamma}_i(t) = \frac{\bar{C}_i(t)}{\bar{I}_i(t)} = \frac{\bar{g}_{ii}(t) \bar{p}_i(t)}{\sum_{j \neq i} \bar{g}_{ij}(t) \bar{p}_j(t) + \nu_i(t)} \quad (13)$$

여기서, $\bar{g}_{ij}(t)$ 는 전송기 j와 수신기 i 사이의 신호 전력 이득 또는 링크 이득으로 식 (14)로 구할 수 있다. 여기서, $\bar{\nu}_i(t)$ 는 의사(spurious) 잡음 및 열 잡음을 포함한 수신기 잡음이고 분모는 수신된 전체 간섭, $I_i(t)$ 이다. 링크 이득, g_n [12]

$$g = g_D + g_{F,slow} + g_A + g_{F,fast} \quad (14)$$

여기서, g_A 는 안테나 이득, $g_{F,slow}$ 는 느리게 변하는 페이딩으로 인한 이득, g_D 는 거리에 대한 이득, $g_{F,fast}$ 는 빠르게 변하는 페이딩으로 인한 이득이다. 이처럼 링크 이득이 무선 환경 및 수신기의 속도, 수신기 및 송신기 사이의 거리로부터 영향을 받기 때문에 모든 경우에 적용 가능한 완벽한 전력 모델이 제시되지 못하고 있다.

SIR 및 CIR을 고려할 때 수신기에서 모든 신호 전력을 못 받는 경우를 고려하여야 한다. 이것은 페이딩 등의 영향 때문에 송신 전력의 일부분만 수신하는 경우가 존재한다. 이럴 경우 SIR은 식 (15)와 같다[2].

$$\bar{\gamma}_i(t) = \frac{\bar{\delta}_i(t) \bar{g}_{ii}(t) \bar{p}_i(t)}{\sum_{j \neq i} \bar{g}_{ij}(t) \bar{p}_j(t) + (1 - \bar{\delta}_i(t)) \bar{g}_{ii}(t) \bar{p}_i(t) + \nu_i(t)} \quad (15)$$

여기서 $\bar{\delta}_i(t)$ 는 수신기에서 받아들이는 전력의 한 부분이다. 다중 셀과 섹터화 등의 방법을 사용하는 시스템에서, 수신측의 SIR은

$$\frac{C}{I} = \frac{P_i}{P_f(1 + F_m) \cdot F_s} \quad (16)$$

이며[3], 여기서 P_i 는 홈 셀 안에 측정 단말기에서의 수신 전력, P_f 는 홈 셀 안에 사용자들로부터 셀 내의 간섭 전력, F_s 는 불완전한 섹터화로 인한 간섭 정정 계수, F_m 는 셀 사이 간섭으로 인한 간섭 정정 계수이다. 또한 수신 전력에는 전력 이득과 송신 전력이 결합된 것이다. 식 (13)과 식 (15)에서 사용된 전력은 송신 전력이다.

이동 단말기 j의 전송 전력은 p_j 로 일반적으로 다음과 같은 최대 전력 레벨로 제한된다.

$$p_j \leq p_j^{\max}, \quad \text{for } 1 \leq j \leq J$$

수신기 i의 레이크 수신기 출력 값 E_b/N_o 와 SIR, $\bar{\gamma}$ 와의 관계는 식 (17)과 같다[3,9].

$$\bar{\gamma} = \frac{1}{PG} \cdot \left(\frac{E_b}{N_o} \right) \quad (17)$$

여기서, PG는 처리이득(processing gain)으로 W/R 가 된다. R은 정보 비트율(Information bit rate) 또는 기저 비트율(baseband bit rate)이며, W는 전체 대역폭을 의미한다. E_b/N_o 를 구할 수 있다면 평균 BER은 식 (18)를 이용하여 구할 수 있고, 최소 BER이 정해지면 이 식으로부터 최소 E_b/N_o 를 구할 수 있다. 식 (18)은 BPSK 변조를 사용하는 것으로 가정하고 빠른 페이딩에 Rayleigh 모델을 적용한 경우의 식이다[4].

$$\overline{BER} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{E_b/N_o}{1+E_b/N_o}} \right] \quad (18)$$

시스템 전력 제어가 이상적이고 시스템 사용자나 이동국이 상대적으로 많다면 단일 셀 CDMA 시스템의 역방향 링크에서 지원되는 사용자 수, n_u 는 식 (19)와 같이 근사화될 수 있다. 하지만 이 식은 음성 활성화 감지와 셀 분할과 같은 용량을 증가하는데 사용되는 방안들이 사용되지 않은 경우의 식이기 때문에 이러한 특성을 사용할 때는 달리 표현되어야 한다 [8].

$$n_u \approx \frac{W}{R} \times m_c \times \frac{1}{(E_b/N_o)_{req}} \quad (19)$$

여기서 m_c 는 CDMA 시스템의 변조 효율성이며 $(E_b/N_o)_{req}$ 는 개인 사용자가 수용할 수 있는 BER의 레벨을 얻는데 필요한 SNR이다. E_b/N_o 와 유사한 방식으로 간섭에 대하여 식 (20)과 같이 쓸 수 있다[9].

$$\frac{E_b}{I_o} = \frac{WR_c}{\left(\sum_{i=1}^{N_c-1} X_i \right) + (\Phi/\bar{p})} \quad (20)$$

여기서 N_c 는 사용자의 수, Φ 는 잡음을 포함한 전체 간섭이며, X_i 는 Bernoulli 확률 변수로 간섭의 확률을 나타내고 \bar{p} 는 한 사용자로부터 수신된 신호 전력이다.

5. 결론

본 고에서는 현재까지 제안된 CDMA 시스템의 전력 제어 모델과 측정 값, 성능 지표 등의 관계를 살펴 보았다. 이러한 전력제어 모델과 성능 지표들은 측정된 환경이 서로 상이한 것으로 일반적인 무선 환경에 모두 적용할 수는 없다. 하지만 공통적으로 사용되는 측정값 및 성능 지표로 SIR이나 CIR 등이 있고, 이 값들을 사용하여 새로운 호나 핸드오프 호의 통화 요구에 대한 허용 제어를 할 수 있다. 이 과정에는 기지국이 허용할 수 있는 사용자의 수와 이에 따른 전체 SIR이나 FER로 결정되는 것이다.

중앙 집중식 전력 제어 방법과 분산 전력 제어 방법 방법이 있는데, 중앙집중식은 기지국간의 과도한 정보교환 혹은 시그널링과 빠른 페이딩 등의 무선 환경 변화에 따른 전력 이득 값을 정확하게 계산할 수 없다는 단점 때문에 사용에 장애물이 되고 있다. 따라서 분산제어방식을 사용하는 것이 적절하며, 본 고에서 다른 전력제어 모델은 모두 분산제어방식이다. 또한 전력제어를 위한 제어기의 위치에 따라 기지국에 있는 경우와 이동국에 있는 경우가 있다는 것을 알 수 있다.

한편, 이러한 전력 제어를 위하여 제시된 모델에는 피드백 제어 모델, 직렬 구조형(Cascaded) 제어 모델, 예측제어 모델, 다중스텝 제어 모델, 퍼지 제어 모델, 예측자가 있는 다중스텝 제어 모델 등이 있고, 제어 명령 비트를 중심으로는 전체 스케일이 사용되는 모델, 여러 비트가 사용되는 모델, 1 비트만 사용되는 모델 등이 있었다.

본 고에서는 이러한 제어 모델들을 기초로, 무선 링크 상의 신호의 송수신과 관련된 잡음 및 간섭 모델도 거의 비슷함을 보였다. 송수신할 때의 간섭이나 잡음을 고려한 경우에도 전력제어 명령이 한 개의 모델을 제외하고는 모두 정상적으로 수신된다고 가정하고 있으며, 모든 수신기가 전력이득으로 감쇄되는 것을 제외하고는 모든 전력을 다 수신할 수 있다고 가정하고 있다. 이러한 가정이 실제 무선 환경과 가깝게 해야 의미가 있을 것으로 보인다.

이 분야에서는 아직도 많은 연구가 수행될 필요가 있다. 현재까지도 많은 연구가 진행되어 왔지만 모든 환경에 적용할 수 있는 전력 제어 모델이 없다는 것이다.

참고문헌

- [1] C.E. Shannon, "The zero error capacity of a noisy channel," IRE Tr. on Information Theory, Vol. 2, 1956.
- [2] Fredrik Gunnarsson, Power Control in Cellular Radio Systems: Analysis, Design and Estimation, Linkoping Studies in Science and Technology, Ph.D Dissertations, No. 623. Linkoping 2000
- [3] M. G. Jansen, R. Prasad, " Capacity, Throughput, and Delay Analysis of a Cellular DS CDMA system With Imperfect Power Control and Imperfect Sectorization," IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol. 44, No. 1, pp. 67-75, Feb. 1995.
- [4] Sang Wu Kim, A. J. Goldsmith, "Truncated Power control in Code-Division Multiple-Access Communications," IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol.49, No. 3, pp. 965-972, May 2000.
- [5] Y. Yang and J. Chang, "A Strength-

- and-SIR-Combined Adaptive Power Control for CDMA Mobile Radio Channels," IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol. 48, No. 6, pp. 1996-2004, Nov. 1991.
- [6] P. Chang and B. Wang, "Adaptive Fuzzy Power Control for CDMA Mobile Radio Systems," IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol. 45, No. 2, pp. 225-236, May 1996.
- [7] J.T. Wang and T. Lee, "Non-Reinitialized Fully Distributed Power Control Algorithm," IEEE Comm. Letters, Vol.3, No.12, pp.329-331, Dec. 1999.
- [8] P. Newson, M. R. Heath, "The capacity of a Spread spectrum CDMA system for cellular Mobile Radio with Consideration of System Imperfections," IEEE Journal On Selected Areas in Communications, Vol. 12, No. 4, pp.673-684, May 1994.
- [9] S. Manji, W. Zhuang, "Power Control and Capacity Analysis for a Packetized Indoor Multimedia DS-CDMA Network," IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol. 49, No. 3, pp. 911-935, May 2000.
- [10] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, et al. "On the Capacity of a Cellular CDMA System," IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, pp. 303-312, May 1991.
- [11] Sirikiat Ariyavisitakul, "Signal and Interference Statistics of a CDMA System with Feedback Power Control - Part II", IEEE Trans. on Communications, Vol. 42, No. 2/3/4, FEB./MAR./APRIL, 1994
- [12] Bo engstrom and Marten Ericson, "WCDMA System Level Performance with Fast Fading and Non-Ideal Power Control", IEEE VCT '99
- [13] Jarno M. A. Tanskanen, Jari Mattila, Michael Hall, Timo Korhonen and Seppo J. Ovaska, "Predictive Closed Loop Power Control for Mobile CDMA Systems", IEEE, 1997.
- [14] J. M.A.Tanskanen, A.Huang and I.O.Hartimo, "Predictive Power Estimators in CDMA Closed Loop Power Control", IEEE VTC '98, pp. 1091-1098.
- [15] M.L. Sim, E. Gunawan and B.H. Soong, "Study on the Characteristics of Predictive Closed-loop Power Control Algorithms", IEEE 1998.
- [16] Po-Rong Chang, "Adaptive Fuzzy Proportional Integral Power Control for a Cellular CDMA System with Time Delay", IEEE Journal of Selected Areas in Communications, Vol. 14, No.9, DEC, 1996
- [17] Qiang Shen and Witold A. Krzymien, "Performance Improvement of Closed-loop Power Control in CDMA Cellular Mobile Communication Systems", IEEE, 1996
- [18] MSc. Iuliana Virtej and Heikki Koivo, "Application of Gain Scheduling Concept in Power Control of WCDMA System", IEEE VTC '99.
- [19] 이상근, 방효창, "CDMA 무선기술", 도서출판 세화, 2000.
- [20] 대한전자공학회, "PCS 기술", 청문각, 2000
- [21] Dongwoo Kim, "Efficient Interactive Call Admission Control in Power-controlled Mobile Systems," IEEE Transactions on vehicular Technology, Vol. 49, No. 3, pp. 1017-1028, May 2000.

박흥성

제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지 제2권 제3호 참조.

김형욱

1999년 강원대학교 공과대학 제어계측공학과 졸업(학사), 1999년부터 현재 강원대학교 공과대학 제어계측공학과 석사과정. 관심분야는 Fildbus, Wireless, Real-Time Scheduling 등.

TEL : 033) 251-6501 / FAX : 033)2059

(Email : petrus@control.kangwon.ac.kr)

정명순

1989년 강원대학교 전자공학과 졸업(학사), 1992년 강원대학교 전기공학과 졸업(석사), 1999년 강원대학교 전자공학과 졸업(박사), 현재 강원대학교 전기전자공학부 박사후 연구원. 관심분야는 Wireless, 네트워크, 블루투스, 실시간 이더넷 등.

TEL : 033) 251-6501 / FAX : 033)2059

(Email : jms@control.kangwon.ac.kr)