

# DS/CDMA방식 저궤도 이동 위성 시스템에서 가변 스텝사이즈 페루프 전력제어의 성능분석

정희원 이연우\*, 조춘근\*, 박형근\*, 차균현\*

## Performance of a Variable Step-size Closed-Loop Power Control Scheme for a DS/CDMA-based LEO Mobile Satellite System

AYeonwoo Lee\*, Choon-Geun Cho\*, Hyung-Kun Park\*, Kyun Hyon Tchah\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 긴 왕복 지연시간(round trip delay)이 시스템 성능의 주요 제한 요소로 작용하는 DS/CDMA 기반의 저궤도 이동 위성 시스템에서 가변 스텝사이즈(step size) 방식을 적용한 페루프(closed loop) 전력제어방식의 성능분석을 수행하였다. 저궤도 위성 통신 채널은 지상의 이동통신 채널과는 근본적으로 다른 긴 왕복 지연 시간이나 앙각(elevation angle)과 같은 고유의 페이딩 효과를 반영하여야 하므로 ESA(European Space Agency)의 실측된 데이터를 기반으로 하여 저궤도 이동통신 채널모델을 구현하였다. 통상적으로 저궤도 위성 시스템에서 위성을 통한 이동 단말기와 관분국사이의 왕복 지연시간은 10~20ms이므로, 지상에서 사용되는 페루프 전력제어의 효과는 극히 제한적이고 미미하므로 긴 왕복시간이나 앙각에 따른 페이딩을 효과적으로 극복하기 위해서는 가변 스텝사이즈 조절방식을 적용한 적응적인 전력제어 방식이 요구된다. 본 논문에서는 이러한 가변 스텝사이즈 조절 방식을 적용한 페루프 전력제어 방식의 성능을 평가한 결과, 고정 스텝사이즈를 갖는 기존의 페루프 전력제어 방식보다 왕복 지연 시간과 앙각에 따른 신호 대 간섭비(signal to interference ratio; SIR)의 편차값이 현저히 감소됨을 확인하였다. 특히, 전력제어 명령을 측정하는 구간이 왕복 지연시간의 두 배정도가 가장 최적이라는 결론을 얻었다.

### ABSTRACT

In this paper the performance of a closed-loop power control scheme using variable step size decision method for DS/CDMA based-low earth orbit (LEO) mobile satellite systems in which the long round trip delay is a dominant performance degradation factor is evaluated. Because there are fundamental differences in the characteristics between the LEO mobile satellite channel and terrestrial mobile channel, such as long round trip delay and different elevation angle, these factors are considered in channel modeling based on the European Space Agency (ESA) measurement data. Since the round trip delay (from the mobile terminal to the gateway station via satellite) is typically 10~20ms in low altitude satellite channels, closed-loop power control is much less effective than it is on a terrestrial channel. Thus, the adaptive power control scheme using a variable step size control is essential for overcoming the long round trip delay and fading due to the elevation angle. It is shown that the standard deviation of signal to interference ratio (SIR) adopting a variable step size closed-loop power control scheme is much less than that of a fixed step size closed-loop power control. Furthermore, we have driven the conclusion that the measurement interval of power control commands is optimal choice when it is twice the round trip delay.

\* 고려대학교 전자공학과 통신연구실(yeou@popyes.korea.ac.kr)  
논문번호 : 99171-0504, 접수일자:1999년 5월 4일

## 1. 서론

DS/CDMA방식은 무선 이동통신 시스템에서 가장 성공적인 다중접속방식중의 하나가 되었다. 최근에 DS/CDMA방식은 이동 위성 통신(mobile satellite communications; MSC)에도 적용되고 있다. CDMA방식은 대표적인 간섭 제한 시스템으로 다중접속 간섭 (multiple access interference; MAI)에 의해 시스템 용량을 크게 제한 받는다. 즉, 시스템 용량을 극대화 시키기 위해서는 MAI를 최소화시키는 기술이 필수불가결하다. 그러므로 DS/CDMA 시스템에서 전력제어의 사용은 원근 문제(near-far problem)와 페이딩(fading)에 의한 신호의 왜곡을 완화시켜 시스템 용량을 극대화한다.

한편, 저궤도 이동 위성 시스템에서는 위성과 이동국간에 거리 차이가 위성의 고도(altitude)에 비해 상대적으로 크지 않기 때문에 지상과 같은 극심한 원근 문제는 발생하지 않는다고 할 수 있지만, 위성 안테나의 불완전한 이득 분포나 경로 손실(path loss)과 음영 효과(shdowing) 및 페이딩에 의한 신호 전력의 변동을 보상하기 위해서는 여전히 전력제어가 필요하다. 이러한 전력제어를 통하여 하나의 스팟 빔(spot beam)내에 위치한 모든 이동국(mobile terminal)로부터 관문국(gateway station)에 수신된 신호의 전력레벨을 동일하게 하도록 한다.

본 논문에서는 저궤도 위성환경에서 저양각으로 인해 발생하는 음영 효과를 보상하는 방식으로 기존의 고정 스텝사이즈 방식의 전력제어대신 가변 스텝사이즈 결정 방식의 페루프 전력제어를 채택하여 저궤도 이동 위성환경에서 시뮬레이션 모델을 도구를 사용하여 성능을 분석하였다. 특히, 저궤도 위성 채널은 지상 채널 환경과 근본적으로 다른 긴 전파 지연과 양각 등을 반영해야 하므로, 본 논문에서는 유럽 ESA(European Space Agency)의 실측치 자료를 바탕으로 하여 채널 파라미터 값을 양각에 따른 근사화 식으로 변환한 채널모델을 고려하였다.

통상적으로 저궤도 위성 시스템에서 위성을 통한 이동 단말기와 관문국사이의 왕복 지연시간은 10~20ms이므로<sup>[1]</sup>, 지상에서 사용되는 페루프 전력제어의 효과는 극히 미약하다고 할 수 있으므로 긴 왕복시간이나 양각에 따른 페이딩을 효과적으로 극복하기 위해서는 가변 스텝사이즈 결정방식을 적용한 적응적인 전력제어 방식이 요구된다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 가변 스텝사이즈 결정방식을 적

용한 페루프 전력제어 방식의 성능을 구현된 저궤도 이동 위성 채널모델을 바탕으로 평가하고, 고정 스텝사이즈를 갖는 기존의 페루프 전력제어 방식과 비교하여 왕복 지연시간과 양각에 따른 SIR의 분산값이 기존의 전력제어 방식보다 현저히 감소됨을 확인하였다. 시뮬레이션 결과, 왕복 지연시간이 10ms 이상이 되었을 때, 고정 스텝사이즈 결정방식의 SIR 분산값은 급격히 상승하여 전력제어 오차가 증가한 반면, 가변 스텝사이즈 방식을 적용한 전력제어 방식의 SIR 값은 왕복 지연시간이 증가하더라도 거의 일정함을 확인하여 성능이 월등하다는 결론을 얻을 수 있었다. 즉, 왕복 지연시간이 시스템의 결정적인 요소로 작용하는 저궤도 위성 시스템에서는 가변 스텝사이즈 전력제어 방식과 같은 적응적인 전력제어 방식의 도입이 요구된다.

본 논문의 2장에서는 시스템 모델과 채널모델에 대하여 기술하며, 3장에서는 가변 스텝사이즈 결정 방식의 전력제어 모델에 대해서 설명하고, 4장에서는 시뮬레이션 결과를 통한 성능분석 결과에 대해서 설명하고, 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 및 채널 모델

본 논문에서 고려한 시스템은 사용자 측면에서 위성이 보일 확률이 높고, 빔 커버리지 영역이 광범위하다고 가정한 저궤도 이동 위성 궤도군을 근간으로 하였다. 역방향 링크(이동국-위성 트랜스폰더-관문국)의 위성 트랜스폰더(transponder)에서는 지상의 이동국에 대한 동기가 불필요하기 때문에 다수개의 위성과 이동국간에 통신 링크가 용이하게 형성되기 위해서는 이동국 안테나의 특성은 전방향성(omni-directional)이라고 가정한다. 따라서, 이동국은 전방향성 안테나를 통해 모든 가시 위성에 신호를 전송할 수 있다. 반면, 관문국에서는 지향성(directional) 안테나를 사용하여 각각의 위성을 추적하여 독립적인 신호를 수신한다고 가정한다<sup>[2]</sup>.

### 1.1 시스템 모델

이동국은 가용 양각내에 위치한 가시위성으로 신호를 전송한다고 가정하였고, 본 논문에서 고려한 역방향 링크에서의 전송 구조는 DS/CDMA 지상 셀룰러 시스템(IS-95)이나 글로벌 스타 시스템과 거의 유사하다. 정보비트는 부호율이 1/3이고 구속장(constraint length)  $K$ 가 9인 길썸(convolucional) 부호화기를 거쳐 부호화되고, 극심한 페이딩을 극복할

수 있도록 블록 인터리버(interleaver)에 통과 시킨다. 이렇게 부호화된 정보는  $M$ -진 Walsh-Hadamard (Walsh-Hadamard : WH) 함수의 집합 중 하나를 선택하여 시간 축에서 직교성을 획득할 수 있는  $M$ -진 직교 변조기에 의해서 변조된다. 부호화된 이진 데이터들은  $J = \log_2 M$  비트로 그룹화되고, 각 그룹은  $M$ -진 직교 WH 시퀀스  $W^h(t)$ ,  $h = 0, \dots, M-1$  중 하나로 매핑(mapping)된다. 이 신호는 short PN 코드  $c_1(t)$ 와  $c_2(t)$ 에 의해서 각각 I-채널과 Q-채널에 확산되고, 여기서 Q-채널 신호는 PN 부호의 반 칩(chip) 주기 ( $T_c/2$ ) 만큼 지연되어 전송된다. 이 때 사용자에게 의한 전송신호는 일반적으로 식 (1)과 같이 표현 할 수 있다 [3].

$$s(t) = \sqrt{P} [ W^h(t)c_1(t) \cos(\omega_c t) + W^h(t - T_c/2)c_2(t - T_c/2) \cos(\omega_c t) ] \quad (1)$$

여기서,  $P$  는 심볼당 전송 전력이고,  $\omega_c$  는 반송파 각 주파수이며,  $W^h(t)$ 는  $M$ 개 중  $h$ 번째 직교 WH 함수를 의미한다. 이 신호는  $L$ 개의 다중 경로 페이딩을 겪게되어 수신되는데, 수신되는 신호는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \sqrt{P} [ W^h(t - \tau_l)c_1(t - \tau_l) \cos(\omega_c t - \tau_l - \theta_l) + W^h(t - T_c/2 - \tau_l)c_2(t - T_c/2 - \tau_l) \sin(\omega_c t - \tau_l - \theta_l) ] + n(t) \quad (2)$$

여기서,  $\alpha_l(t)$ 은 수신된  $l$ -번째 다중경로 페이딩 성분의 포락선이고,  $\tau_l$ 은 전파지연이며,  $\theta_l$ 은 랜덤 위상,  $n(t)$ 은 수신한 평균이 0이고, 양측 전력밀도가  $N_0/2$ 인 부가 백색 가우시안(Gaussian) 잡음이다. 또한, 관문국의 수신기 구조는 그림 2와 같이 페이딩과 지연에 의한 신호의 위상변화를 보상하고, 직교 Walsh 변조된 비동기 역방향 링크의 수신신호를 복구할 수 있는 네회코히어런트(non-coherent) 수신기 구조를 적용하였다. 본 논문에서 고려한 WH 함수는  $M=64$  인 64-진 WH 시퀀스 함수를 고려하였다.

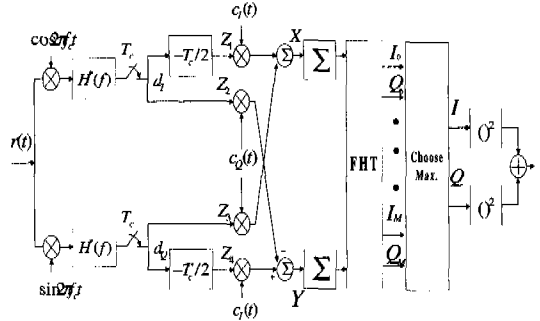


그림 1. M-진 네회코히어런트 수신기 구조도

그림 1과 같이 기저대역 필터를 통과한 수신신호 성분은 I-채널 신호 성분과 Q-채널 신호 성분이 서로 섞여있는  $d_i$ 와  $d_o$ 와 같고, 이 샘플된 신호들을 수신기 PN 코드 역확산 시킨 후 신호를 서로 교차시켜 더하면 각각 I-채널 및 Q-채널 성분으로 분해할 수 있다. 또한, 한 WH 칩은 8개의 PN 칩으로 구성되므로  $X$ 와  $Y$ 의 값을 8개씩 누적된 I/Q 데이터는 64개의 WH 칩을 구성하고, 64개가 하나의 단위로 FHT (fast Hadamard transform)을 통과하여 가능한 모든 경우의 Walsh 시퀀스와의 상관값을 취해서 최고의 상관값을 갖는 Walsh 시퀀스를 검출한다. 이렇게 구해진 FHT의 출력값들은 제거되지 않은 위상 성분의 영향을 없애기 위해 제공하여 복조기에 입력된다.

### 1.2 채널 모델

저궤도 이동위성 채널의 모델을 결정하는 파라미터로는 위성의 궤도군, 단말기의 형태(휴대용, 차량용), 양각과 이동 위성의 속도를 고려한 도플러 천이가 함께 고려되어야 한다. 지상환경의 경우에는 지상의 이동통신 채널과 유사하게 다중경로 페이딩과 장애물에 의한 섀도우잉에 의한 신호의 감쇄 등이 고려되어야 하는데, 본 논문에서는 위성에 의한 도플러 천이가 완벽하게 보상이 된다고 가정하여, 신호의 감쇄는 주로 지상부분 페이딩 채널에서 이루어진다고 고려하였다.

이와 같은 지상부에서의 채널 모델은 지연이 없는 한 개의 직진파(line of sight : LOS) 경로와 지연 시간이 각각  $\tau_l$ 로 주어진  $M$ 개의 다중 경로로 구성된 레일리(Rayleigh) 페이딩 성분의 합으로 구성된 모델을 고려하였고, 그에 대한 블럭도는 그림 2와 같다.

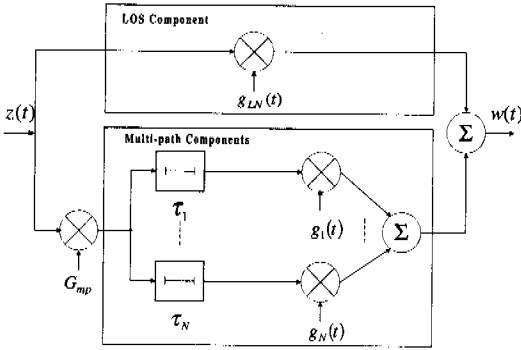


그림 2. 채널 모델

본 논문에서 고려한 채널모델의 페이딩 분포는 로그-노멀(Log-normal) 분포와 레일리 분포의 합의 형태를 고려하였다. 이때, 수신 신호 포락선의 확률 밀도 함수는 식 (3)과 같다<sup>[4]</sup>.

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2 \sqrt{2\pi\sigma_{LN}^2}} \int_0^\infty \frac{1}{s} e^{-\frac{(\ln s - \mu_{LN})^2}{2\sigma_{LN}^2} - \frac{r^2 + s^2}{2\sigma_R^2}} I_0\left(\frac{rs}{\sigma_R^2}\right) ds \quad (3)$$

식 (3)에서  $\mu_{LN}$ 과  $\sigma_{LN}^2$ 은 로그-노멀 페이딩의 평균과 분산값이며,  $2\sigma_R^2$ 은 레일리 페이딩의 평균 전력값이고,  $I_0$ 는 일종 영차 수정 베셀(Bessel) 함수이다. 레일리 페이딩 성분의 평균 전력값을 1로 정규화하기 위해  $G_{mp} = \sqrt{2\sigma_R^2}$ 로 설정하였다.

본 논문에서는 European Space Agency (ESA)에서 2.2 GHz (S-band) 대역에서 실측한 데이터를 이용하여 레일리 페이딩 성분의 전력 파라미터와 로그-노멀 페이딩의 평균 및 표준 편차를 다음과 같은 양각(elevation angle)의 식으로 근사화한 모델을 그림 2의 채널 모델에 반영하여 시스템 성능분석에 적용하였다<sup>[5]</sup>.

$$\begin{aligned} G_{mp}(\theta) &= -2.5319 \cdot 10^{-3}\theta + 0.3485 \\ \mu_{LN}(\theta) &= 6.0763 \cdot 10^{-6}\theta^3 - 1.3809 \cdot 10^{-3}\theta^2 + 0.1039\theta - 2.6468 \\ \sigma_{LN}(\theta) &= -5.6742 \cdot 10^{-3}\theta + 0.6419 \end{aligned} \quad (4)$$

한편, 이와 동일한 실측 데이터를 통해 정의된 지연 프로파일을 사용하여 전역 지역 환경에서의 주파수 선택적 채널을 모델링할 수 있다. 탭 간격을  $0.1\mu s$ 로 설정한 3개의 다중 경로가 존재하는 것으로 가정할 때, 다중 경로 파라미터는 표 1과 같이

주어진다<sup>[5]</sup>. 여기서, 다중 경로 성분의 평균 총 전력값은 1로 정규화된 것이다.

표 1. 채널모델의 다중경로 파라미터

탭 번호, $i$	지연 시간, ( $\tau_i$ )	평균 전력, ( $P_i$ )
1	0.1 $\mu s$	0.704
2	0.2 $\mu s$	0.225
3	0.3 $\mu s$	0.071

### III. 가변 스텝사이즈 전력제어 모델

#### 3.1 저궤도 이동위성환경에서의 개방 루프와 페루프 전력제어 방식

저궤도 이동위성 환경의 경우 지상의 셀룰러 이동 통신 환경보다 상대적으로 지연 시간이 길기 때문에 개방 루프 전력제어가 페루프 전력제어에 비해 채널의 변화에 보다 빠르게 대응할 수 있다. 하지만, 개방 루프 전력제어는 상향 링크와 하향 링크 간의 페이딩 상관성(correlation)이 높은 경우에만 유효하므로, 링크간의 상관도가 높지 않을 때에는 큰 이득을 기대할 수 없다. IMT-2000 위성 부문에 제안된 여러 시스템들을 예로 들어 볼 때, IMT-2000 위성 부문에 할당된 상향 링크와 하향 링크의 경우 150MHz임을 고려해 보면, 이동 위성 환경의 경우 상향 링크와 하향 링크의 주파수 차이가 통상적인 위성 채널의 상관 대역폭(coherence bandwidth), 10MHz보다 매우 크기 때문에 상향 링크와 하향 링크의 상관도가 낮다고 할 수 있다. 따라서, 대부분의 제안 시스템들에서는 개방 루프 전력제어는 패킷 전송과 호(call) 설정 시기에 초기 전력 설정을 위해 사용하는 것이 일반적이다.

지상의 이동통신의 경우에서와 같이 이동국과 기지국 사이의 지연시간이 채널의 상관시간보다 짧은 경우에만 페루프 전력제어에 의한 효과적인 페이딩 보상을 기대할 수 있는 반면에 이동 위성통신 환경에서는 상대적으로 긴 왕복 지연시간으로 인해 페루프에 의한 빠른 페이딩 보상을 기대하기는 어렵다. 그렇지만, 이동국이 고정되어 있거나 천천히 움직이는 상태인 경우(예를 들어, 보행자 속도가 약 5.4Km/h이하 일 때)에는 페루프 방식의 전력제어가 유효하다<sup>[6]</sup>.

#### 3.2 고정 스텝사이즈 전력제어와 가변 스텝사이즈 전력제어 방식

일반적인 전력제어 방식에서는 역방향 링크로 수

신되는 신호 대 간섭비 또는 수신신호 전력을 임계치(threshold)와 비교하여 임계치보다 클 경우 전력 감소 명령을, 임계치보다 작을 경우 전력증가 명령을 이동국에게 전달한다. 이때, 단순히 전력증가나 감소 명령을 보내기 때문에, 측정된 값이 임계치보다 훨씬 크거나 작을 경우 요구되는 값을 만족시키기 위해서는 전력증가의 스텝사이즈가 고정되어 있기 때문에 전력제어 명령을 여러 번 송신해야 하므로 전력제어 목표치에 도달하는 시간이 오래 걸리게 된다. 이 때 발생하는 시간지연으로 인해 채널의 변화에 빠르게 대처할 수 없는 단점이 있다.

특히, 이동 위성 채널환경의 경우에는 아무리 전력제어 명령 갱신률(update rate)이 높더라도 근본적으로 긴 왕복 지연 시간이라는 문제점이 있기 때문에 왕복 지연 시간 이전에 수신된 명령의 신뢰성(reliability)을 보장하기 어렵다. 따라서, 이러한 경우에는 저속의 전력제어 명령을 전송하더라도 보다 정확한 전력제어 명령을 전송하는 것이 효율적이라 할 수 있다.

따라서, 고정 스텝사이즈 전력제어에서의 문제점을 해결하기 위해서는 전력제어 명령 갱신률을 높여야만 한다. 이를 위해서는 순방향 링크에서 전력제어 채널을 별도로 이용해야 하므로 무선 자원 활용면에서 매우 높은 갱신률을 지원하기는 어렵다. 따라서, 무선 링크 용량의 소모를 최소화하면서 전력제어의 효율성을 극대화하기 위해서 전력 증감의 스텝사이즈를 다단계화 하여 가변적으로 변화시키는 것을 고려할 수 있다. 가변 스텝사이즈 전력제어 방식은 관문국에서 측정된 신호 대 간섭비 또는 수신신호 전력과 미리 정해진 임계치를 비교하여 그 차이에 따라 전력증감의 스텝사이즈를 가변적으로 조절하여 보다 빠르게 전력제어 목표치에 접근하도록 하는 방식이다.

### 3.3 가변 스텝사이즈 전력제어 시뮬레이션 모델

본 논문에서 고려한 전력제어 시뮬레이션 모델은 그림 3과 같고, 신호 대 간섭비 (signal to interference ratio : SIR)의 계산을 위해 수신기에 있는 FHT (Fast Hadamard Transform)의 출력 값을 이용한 SIR 추정기 블록(estimation block)과 전력제어 명령에 따라 전송전력을 제어해야 하는 송신기 전송전력 이득 제어 블록으로 구성된다.

SIR 추정기 블록에서는 64개의 FHT 출력 값들 중에서 가장 큰 값을 추출하여 원하는 신호 성분으로 가정하고, 그 외의 나머지 63개의 값들은 원하

는 신호 성분 이외의 잡음이나 간섭 성분으로 가정하여 SIR 값을 추정한다. 만약, 잡음과 간섭이 존재하지 않는 이상적인 경우라고 하면 FHT의 64개의 출력 값 중에서 최대값은 64 값을 가지며 나머지 값들은 모두 0이 될 것이다. 그렇지만 실제로는 채널의 페이딩 영향 때문에 최대값은 그보다 작은 값을 갖게 되고, 나머지 값들도 0이 아닌 다른 값들을 갖는 경우가 발생한다. 따라서, 일반적으로 왈쉬(Walsh) 직교 변조기를 사용하여 송신한 신호를 수신단에서 FHT를 통해 복조하는 경우에 일정 구간 내의 평균 수신 SIR을 다음과 같이 추정할 수 있다 [7].

$$\overline{SIR} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \frac{\max(W_0^{(j)}, \dots, W_{63}^{(j)})}{\sum_{i=k} W_i^{(j)}} \quad (5)$$

식 (5)에서 m은 측정 구간(measurement interval)을 나타내며, 이 구간 동안 측정된 값들의 평균이 바로  $\overline{SIR}$  값이 된다. m=1은 왈쉬 코드의 한 주기에 해당하는 길이이며, PN 칩율(chip rate)이 10MHz라면, 한 칩의 길이가 0.1sec에 해당하므로 이것은 6.4sec 구간이 된다. 즉, m=20인 경우에는 1.28msec의 구간에 해당되고, m=160인 경우에는 약 10ms의 구간에 해당한다.

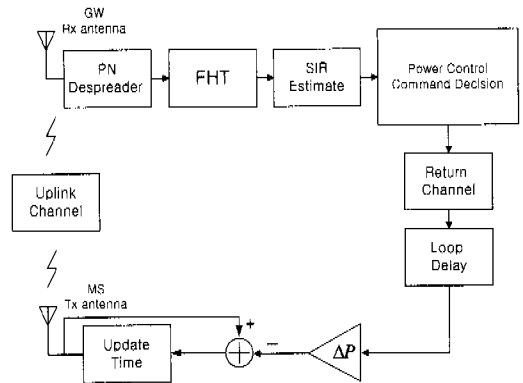


그림 3. 가변 스텝사이즈 전력제어 시뮬레이션 모델

실제 시뮬레이션에서는 슬라이딩 윈도우(sliding window)의 크기를 조절하면서 moving average 기법을 사용하여 전력제어 측정구간과 전력제어 정보 갱신구간을 변화 시키면서 성능을 분석하였다. 식

(5)에서  $W_i^{(j)}$ 는  $j$ 번째 측정구간( $i$ 번째 Walsh 코드 의 한 주기)동안의 FHT 출력을 제공한 값이며,  $k$ 는  $\{W_i^{(j)}\}$  ( $i=0, 1, 2, \dots, 63$ )가 최대값을 가질 때의  $i$  값 이 된다. 측정된 구간간 평균 SIR을 기준값과 비교 하여 전력제어 명령정보 비트를 이동국에게 전송하 게 된다. 이 때 요구되는 SIR의 기준값은 식 (6)과 같이 표현될 수 있다.

$$(SIR)_{req} = \frac{E_b / N_o}{W / R} \quad (6)$$

식 (6)에서  $E_b/N_o$ 는 비트 오류율이  $10^{-3}$  이하로 만 족될 때의 비트 에너지 대 잡음전력 밀도이며,  $W/R$  는 확산이득을 나타낸다. 본 논문에 적용한 이동 위 성채널의 경우 비교적 선풍도가 강할 때 비트오율  $10^{-3}$ 을 만족시키기 위해서는  $E_b/N_o=18\text{dB}$ 가 필요하 였으며, 이 때에 요구되는 SIR 값은 약  $-7\text{dB}$ 가 된 다. 또한, 순방향 링크를 통해 전송되는 정보 비트 의 에러는 없다고 가정하였고, 이동국은 수신된 전 력제어 정보 비트에 따라 자신이 송신 전력을 조절 할 수 있도록 전력제어 시뮬레이션 모델을 구성하 였다.

관문국에서 FHT와 SIR 추정기를 통과하여 SIR 값을 측정한 후, 이 값과 미리 정해진 기준값과의 차이의 값을  $e$ 로 정의하여 전력제어 명령을 판단하 게 된다. 일반적으로 고정 스텝사이즈 전력제어에서 는 비교한 값이 기준값보다 크면(즉,  $e > 0$  이면) 관 문국은 이동국에게 전력제어 명령 "1"을 보내어 미 리 정해진 양  $\Delta F$  (dB)만큼 이동국의 송신전력을 감소시킨다. 한편, 그 값이 작으면(즉,  $e < 0$ ) 전력제 어 명령 "0"을 보내어  $\Delta F$ (dB) 만큼 이동국의 송신 전력을 증가 시킨다.

본 논문에서 적용한 가변 스텝사이즈 전력제어 방식의 경우에는 관문국에서 측정한 SIR 값과 미리 정해진 기준값과의 차이에 따라서 전력제어 명령 값을 식 (7)과 같이 다르게 적용하였다. 식 (7)에서 "cmd"는 전력제어 명령(command)을 의미하며, 이동국은 수신된 전력제어 명령을 가지고 자신의 송신전력을 ( $cmd \times \Delta F$ )만큼 증감시킨다. 예를 들어  $e/\Delta F$ 가  $(-n+0.5)$ 보다 작을 때는 이동국의 송신전력 을 ( $n \times \Delta F$ )만큼 증가 시키게 된다. 본 논문에서는  $n$ 을 "전력제어 모드 (power control mode)" 라고 명칭하고, 이 값에 따른 전력제어의 성능을 분석하 였다.

$$cmd = \begin{cases} n, & e/\Delta P < -n+0.5 \\ n-1, & -n+0.5 < e/\Delta P < -n+1.5 \\ \vdots & \vdots \\ 1, & -1.5 < e/\Delta P < -0.5 \\ 0, & -0.5 < e/\Delta P < +0.5 \\ -1, & +0.5 < e/\Delta P < +1.5 \\ \vdots & \vdots \\ -(n-1), & n-1.5 < e/\Delta P < n-0.5 \\ -n, & n-0.5 < e/\Delta P \end{cases} \quad (7)$$

특히, 기존의 고정 스텝사이즈 전력제어 방식은 식 (7)에서 설명하는 가변 스텝사이즈의 한 형태라 고 볼 수 있으므로, 식 (7)에서  $n=1$ 인 경우(즉, 전 력제어 모드가 1인 경우)를 본 논문에서는 고정 스 테프사이즈 전력제어 방식으로 가정하였다.

#### IV. 시뮬레이션 결과 및 성능분석

본 장에서는 저궤도 이동 위성 채널에서의 신호 변화를 역방향 링크 페루프 전력제어 기법으로 얼마 나 효율적으로 보상할 수 있는가를 시뮬레이션을 통해 고찰한다. 위성 채널환경은 앞서 설명한 모델 을 토대로 시뮬레이션 도구인 SPW를 사용하여 모 델링하였고, DS/CDMA 시스템의 확산 대역폭은  $10\text{MHz}$ 로 설정하였으며, 시뮬레이션에 적용한 데이 터율은  $32\text{kbps}$ 를 가정하였고, 지상 채널이나 위성의 속도에 의한 도플러(Doppler) 주파수  $f_D$ 는 약  $300\text{Hz}$ 로 가정하여 시뮬레이션 채널 모델에 반영하 였다. 또한, 역방향 링크의 반송파 주파수는  $2.2\text{GHz}$  의 S-밴드를 가정하였다.

위성 채널 환경에서 페루프 전력제어의 성능은 궤환 루프(feedback loop)의 긴 지연 시간에 의해서 결정되기 때문에 지연 시간으로 인하여 고속 페루 프 전력제어의 적용은 한계가 있으므로 저속의 전 력제어를 기반으로 하는 접근방안이 타당하다. 따라 서, 전력 증감의 스텝사이즈를 가변적으로 하여 한 번의 명령에 많은 양의 전력을 증가 시키거나 감소 시켜 지연시간을 고려하여 적절한 시기에 페이딩에 대처할 수 있는 가변 스텝사이즈 전력제어 방식에 대해서 고정 스텝사이즈 전력제어 기법과의 성능을 비교하여 가변 스텝사이즈 전력제어 방식의 유효성 을 검증하며, 시뮬레이션을 통해서 파라미터를 최적 화하였다. 앞서 설명한 바와 같이 저궤도 이동 위성 채널환경에서 빠르게 변하는 페이딩(fast fading)은

이동국과 관문국간의 긴 전파 지연시간으로 인해 페루프 전력제어로서 효과적으로 보상될 수 없지만, 상대적으로 느리게 변하는 로그-노멀(log-normal) 섀도우잉 성분에 대해서는 효과적으로 대응할 수 있다. 양각이 낮아질수록 섀도우잉 상태에 놓여 있을 확률이 높기 때문에 섀도우잉의 정도를 양각의 상태에 따라서 표 2와 같이 구분하여 각각의 경우에 대해서 시뮬레이션을 수행하였고, 가변 스텝사이즈 페루프 전력제어 방식을 통해서 이를 어느 정도까지 보상할 수 있는지를 검증하였다.

표 2. 양각에 따른 섀도우잉 상태 분류

양각	섀도우잉 상태 분류
10°	Heavy shadowing
40°	Light shadowing
90°	No shadowing

그림 4는 섀도우잉이 심한 상태에서 식 (7)에서 정의한 전력제어 모드를  $n=1$ 로 설정하였을 경우(고정 스텝사이즈 전력제어를 적용했을 때)와 적용하지 않았을 때의 수신된 신호의 진폭변화를 보여주고 있다. 여기서 알 수 있듯이 전력제어를 적용했는지라도 빠르게 변하는 다중경로 페이딩 성분은 완벽하게 보상할 수 없지만, 로그-노멀 섀도우잉 성분은 어느 정도 보상이 가능함을 확인할 수 있다.

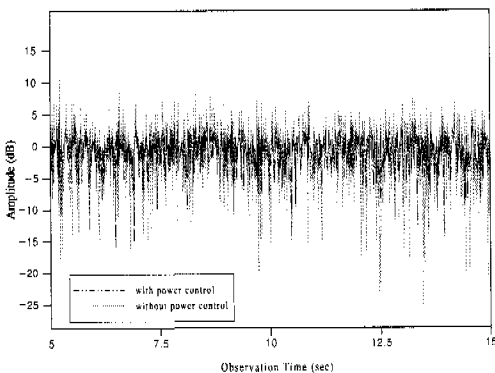


그림 4. 심한 섀도우잉 환경에서 고정 스텝사이즈 전력제어를 적용할 경우와 하지않은 경우의 수신 신호의 진폭 변화

그림 5에서는 약한 섀도우잉 환경에서 전력제어 명령의 측정구간이  $m=10ms$ 일 때, 전력제어 모드  $n$

$=1$ 인 경우(고정 스텝사이즈 전력제어)와  $n=2$ 인 가변 스텝사이즈 전력제어 방식에 대해서 성능을 비교하였다. 이 경우에 시뮬레이션에서 설정한 왕복 지연시간은 10ms를 가정하였다. 전력제어 목표치에 수렴하는 시간과 SIR의 변화폭을 성능비교의 기준으로 하였고, 시뮬레이션 결과, 고정 스텝사이즈 전력제어방식은 가변 스텝사이즈 전력제어보다 SIR 변화폭이 훨씬 컸으며 전력제어 목표치인 7dB 근처에 수렴하는 시간도 가변 스텝사이즈의 경우에는 60msec인데 비해서 고정 스텝사이즈의 경우에는 거의 2 배 정도의 시간이 소요되어 가변 스텝사이즈 전력제어가 채널의 변화에 보다 빨리 대처할 수 있다는 것을 알 수 있다.

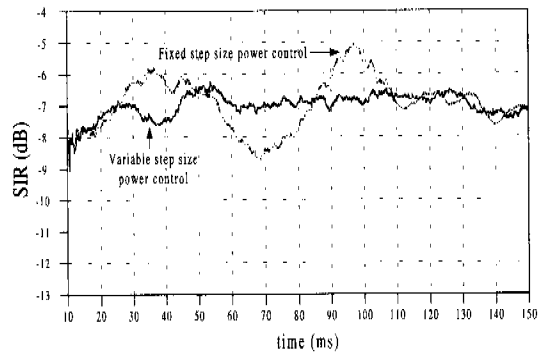


그림 5. 전력제어 방식에 따른 SIR의 수렴속선

그림 6에서는 전력제어 모드  $n$ 값에 따른 가변 스텝사이즈 전력제어의 성능을 시뮬레이션 관측 시간에 따른 실제 측정된 SIR와 기준값과의 차이 즉, 전력제어 오류(power control error : PCE)의 변화를 보였다. 여기에서는 전력제어 갱신(update) 구간을  $T_f=10ms$ 로 가정하고, 전력제어 명령 측정구간  $m=160 (=10ms)$ , 왕복 지연 시간을 10ms로 가정하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림에서 알 수 있듯이 전력제어 모드 값이 증가할수록 전력 제어 오류의 포락선 변동이 크지 않은 반면, 전력제어 모드 값이 "1" 인 고정 스텝사이즈 전력제어 방식의 경우에는 변동폭이 크다. 이것은 미리 설정된 전력제어 기준값을 만족하기 위해서 전력레벨이 전력제어에 의해서 조정되는 것을 보인 것으로서 전력제어 모드가 작아서 전력 증감폭이 한정되어 있는 경우 ( $n=1$ 의 경우)에는 기준값을 중심으로 전력레벨이 조절되기는 하되 정밀한 전력증감을 유지하지 못하므로 상하 변동이 크다는 것을 의미한다.

또한, 전력제어 모드가 “3” 인 경우(즉, 전력증감 스텝사이즈가 상하 3가지인 경우)에는 같은 전력제어 명령 속도로 정밀한 전력증감을 수행할 수 있음을 보여준다. 전력제어 모드는 전력제어 명령을 전송할 때의 비트 할당에 관련된 파라미터로서  $n$  값이 커짐에 따라 전력제어 정확성 측면에서는 이득이 크다고 볼 수 있으나, 다중 비트를 사용하기 때문에 하향링크의 효율이 감소되는 단점이 있다. 시뮬레이션 결과 섀도우잉이 심한 경우는 약한 경우보다  $n$  값을 증가 시켜 얻을 수 있는 성능향상의 효과가 더 크다는 것을 알 수 있었지만, 섀도우잉이 거의 없는 상태에서는  $n$  값에 큰 영향을 받지 않는다는 것을 확인 할 수 있었다. 또한,  $n$  값이 3 이상으로 증가하더라도 성능향상에는 큰 영향을 미치지 못함을 알 수 있었다.

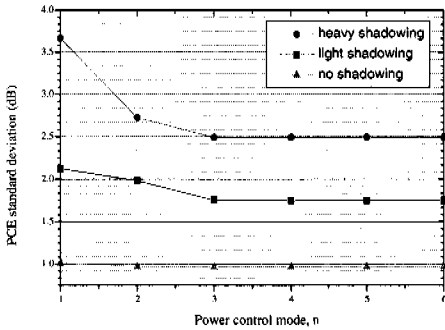


그림 6. 전력제어 모드에 따른 전력제어 오차의 표준편차 ( $m=10ms$ )

그림 7과 8에서는 일정한 갱신 구간 ( $T_s=10ms$ )을 가정하고, 각각 왕복 지연 시간이 10ms와 20ms에 대해서 SIR의 측정구간( $m$ ) 또는 슬라이딩 윈도우 크기를 조절하여 각 전력제어 모드에 따른 전력제어 오류를 측정하여 가변 스텝사이즈 전력제어의 성능을 살펴보았다. 식 (5)에서 정의한 바와 같이, 측정구간  $m=160$ 일 때는 대략 10ms 동안의 측정구간에 해당된다. 섀도우잉이 강할 때는 측정 구간을 증가 시키더라도 성능의 향상은 그리 크게 나타나지 않았으나, 섀도우잉이 약할 때는 측정 구간을 증가 시키면 PCE의 표준편차가 현저히 작아져 보다 정확한 SIR의 예측이 가능함을 확인하였다.

특히, 그림 7에서는  $m=320$ 이상인 경우(즉, 측정구간이 20msec 이상인 경우)와 그림 8에서  $m=640$  이상인 경우(즉, 측정구간이 40msec 이상인 경우)에는 PCE의 표준편차가 거의 일정하게 됨을 확인할 수 있었다. 이 결과로부터 섀도우잉의 상태와 전력

제어 모드 및 왕복 지연 시간은 moving average를 취하는 측정 구간과 일정한 함수 관계가 존재함을 알 수 있다. 즉, 일정한 왕복 지연 시간에 대해서 전력제어 모드가 어떠한 값을 갖더라도 최적의 측정 구간이 존재한다는 것을 확인할 수 있었고, 그림 7을 통해서 왕복 지연시간이 10ms인 경우에 측정구간이 20ms인 경우가 가장 적합한 값으로 판단된다. 마찬가지로 그림 8의 시뮬레이션 결과를 토대로 볼 때, 왕복 지연시간이 20ms인 경우에는 측정구간이 40msec가 가장 최적값이라는 결론을 얻을 수 있다. 이것은 측정 구간이 왕복지연시간의 두 배를 초과하면, 현재의 수신 상태를 반영하기에는 너무 오래된 데이터를 평균하여 오히려 성능열화를 초래할 수 있고, 반면에 왕복지연시간과 동일하다면, 현재의 수신된 SIR의 변이를 즉각 반영할 수는 있으나 바로 이전의 채널 상태를 반영할 수 없기 때문이다. 따라서, 현재와 이전의 채널 상태를 적당히 반영하기 위해서는 왕복 지연 시간의 두 배 정도의 측정구간이 적절한 것으로 판단된다. 그림 9와 10은 위성환경의 페루프 전력제어에서 가장 큰 제한요소로 작용하는 지연시간에 따른 전력제어 성능을 일정한 각 전력제어 모드와 측정구간이 10ms인 경우에 대해서 시뮬레이션 하여 결과이다.

여기서, 결과 그림 9의 경우는 섀도우잉이 심한 상태이고, 그림 10의 경우는 섀도우잉이 약한 상태를 가정하였다. 또한, 그림에서 루프 지연시간이란 페루프 전력제어 모델에서 왕복 지연시간을 포함한 루프의 전체 지연시간을 의미한다. 즉, 루프지연시간은 왕복지연 시간과 전력제어 모델 내부에서의 프로세싱(processing) 시간을 합한 시간을 의미하는데, 왕복지연시간이 이것의 대부분을 차지하므로 왕복지연시간으로 간주해도 무방하다.

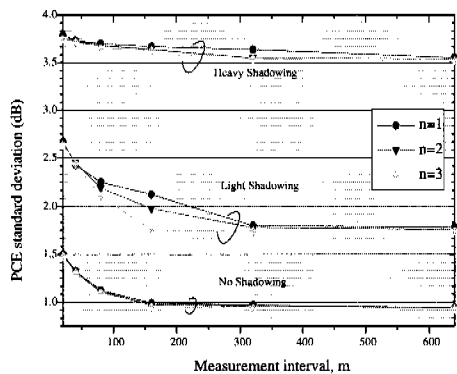


그림 7. 왕복지연 시간이 10ms인 경우, 전력제어 명령측정 구간  $m$ 에 따른 전력제어 오류의 표준편차



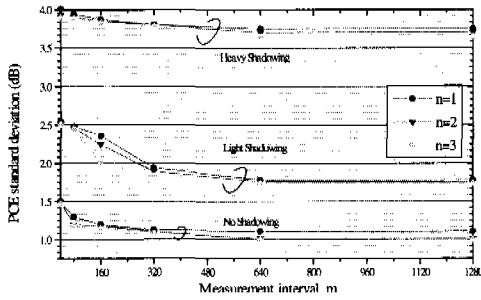


그림 8. 왕복지연 시간이 20ms인 경우, 전력제어 명령 추정 구간 m에 따른 전력제어 오류의 표준편차

그림 9와 10에서 알 수 있듯이  $n=3$ 인 경우에는 루프 지연시간이 50ms 이상에서,  $n=2$ 인 경우에는 루프 지연시간이 약 30ms 이상에서,  $n=1$ 인 경우에는 루프 지연시간이 약 20ms 이상에서 PCE의 표준편차가 최대치에 도달하였다. 즉, 루프 지연시간이 길어지면 길어질 수록 PCE의 표준편차가 최대치에 도달하게 되어 페루프 전력제어가 더 이상 정상적으로 동작하지 않음을 확인할 수 있다. 특히, 그림 9와 같이 심한 섀도우잉이 존재하는 경우에는 PCE의 절대값이 전력제어 모드에 따라 크게 다르고,  $n=1$ 인 경우(고정 스텝사이즈)의 결과보다  $n=3$ 인 가변 스텝사이즈 전력제어 방식의 결과가 정상적인 링크가 생성될 수 있는 루프 지연시간이 증가함을 알 수 있다. 즉, 가변 스텝사이즈 전력제어를 적용함으로써 왕복 지연 시간에 따른 성능 열화를 충분히 극복할 수 있다는 결론을 도출할 수 있다.

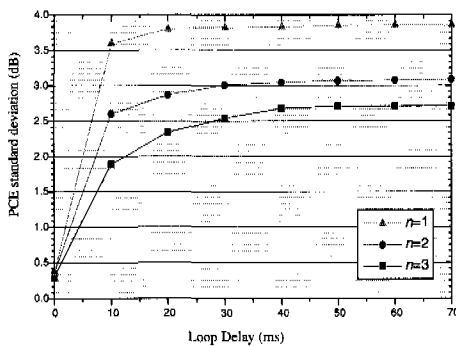


그림 9. 심한 섀도우잉 환경에서 루프 지연시간과 전력제어 모드에 따른 전력제어 성능

또한, 약한 섀도우잉이 존재하는 경우에도 이와 동일한 결론을 얻을 수 있었고, 이 경우에는 PCE의 절대값이 상대적으로 감소하였지만, 루프지연에 따른 성능은 심한 섀도우잉이 존재하는 경우와 동일

하게 가변 스텝사이즈 전력제어 방식의 적용으로 루프지연의 허용한계를 넓힐 수 있다는 결론을 얻을 수 있다.

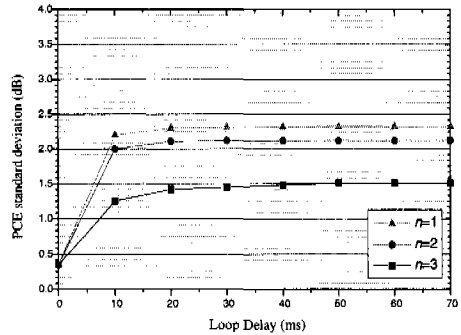


그림 10. 약한 섀도우잉 환경에서 루프 지연시간과 전력제어 모드에 따른 전력제어 성능

### V. 결론

본 논문에서는 긴 왕복 지연시간이 시스템 성능의 주요 제한 요소로 작용하는 DS/CDMA 기반의 저궤도 이동 위성 시스템에서 가변 스텝사이즈 방법을 적용한 전력제어방식의 성능분석을 수행하였다. 저궤도 위성 통신 채널은 긴 왕복 지연 시간이나 양각에 따른 페이딩 효과를 반영하여야 하므로 ESA의 실측된 데이터를 기반으로 하여 저궤도 이동통신 채널모델을 구현하였다. 위성 채널 환경에서 페루프 전력제어의 성능은 궤환 루프(feedback loop)의 긴 지연 시간에 의해서 결정되기 때문에 지연 시간으로 인하여 고속 페루프 전력제어의 적용은 한계가 있으므로 저속의 전력제어를 기반으로 하는 접근방안이 타당하다. 따라서, 전력 증감의 스텝사이즈를 가변적으로 하여 한번의 명령에 많은 양의 전력을 증가시키거나 감소시켜 지연시간을 고려하여 적절한 시기에 페이딩에 대처할 수 있는 가변 스텝사이즈 전력제어 방식에 대해서 고정 스텝사이즈 전력제어 기법과의 성능을 비교하여 가변 스텝사이즈 전력제어 방식의 유효성을 검증하며, 시뮬레이션을 통해서 파라미터를 최적화하였다. 시뮬레이션 파라미터로는 전력제어 명령 갱신률과 추정 구간, 루프 지연 및 전력제어 모드 등을 고려하였다.

시뮬레이션 결과를 종합해 볼 때, 긴 왕복 지연 시간에 의해 페루프 전력제어의 효율이 저하되는 위성 환경에서 스텝사이즈( $\Delta P=1dB$ )가 고정된 페루

프 전력제어 방식의 한계가 예상되고, 스텝 사이즈를 가변적으로 적용한 가변 스텝사이즈 전력제어 방식은 고정 스텝사이즈 방식에 비해 성능을 향상시킬 수 있음을 확인 하였다. 특히, 비교 시뮬레이션을 수행한 가변 스텝사이즈 방식 중에서 전력제어 모드  $n=3$ 인 경우에 전력제어 오차가 포화상태에 도달한다는 결과를 얻을 수 있어서 많은 다중 비트를 전력제어 명령 비트에 할당하더라도 한계가 있음을 알 수 있었다. 여기서, 궤도우잉에 따른 성능은 예상한 바와 같이 궤도우잉이 강할 수록 요구되는 전력제어 명령 비트를 증가시켜 얻을 수 있는 성능 향상의 효과가 더 크다는 것을 알 수 있었다. 또한, 궤도우잉의 상태와 전력제어 모드 및 왕복 지연 시간은 moving average를 취하는 측정 구간과 일정한 함수 관계가 존재함을 확인할 수 있었다. 즉, 일정한 왕복 지연 시간에 대해서 전력제어 모드가 어떠한 값을 갖더라도 현재와 이전의 채널 상태를 적당히 반영하기 위해서는 왕복 지연 시간의 두 배 정도의 측정 구간이 가장 최적이라고 결론을 얻을 수 있었다. 마지막으로 왕복지연시간에 따른 시뮬레이션 결과, 왕복 지연시간 10ms이하에서는 고정 전력제어 방식과 가변 스텝사이즈 전력제어 방식 간에 거의 차이가 없었으나, 그 이상의 왕복 지연시간에 대해서는 기존의 고정 스텝사이즈 전력제어 방식보다 가변 스텝사이즈 전력제어방식의 SIR 분산값 또는 PCE의 표준편차가 작음을 확인하여 저궤도 위성환경에서 보다 효율적임을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] Laurence B. Milstein, et al., "Performance of DS-CDMA with imperfect Power Control Operating Over a Low Earth Orbiting Satellite Link," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 12, No. 4, May 1994.

[2] G. E. Corazza and R. D. Gaudenzi, Probability of Error in the Return Link of a CDMA Mobile Satellite System, *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1293-1297, 1996.

[3] L. M. A. Jalloul and J. K. Holtzman, Performance Analysis of DS/CDMA with Noncoherent M-ary Orthogonal Modulation in Multipath Fading Channels, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 12, No. 5, June 1994

[4] C. Loo, Statistical Model for Land Mobile and Fixed Satellite Communications at Ka band, *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, Vol. 34, No. 3, pp. 122-127, 1985.

[5] S. G. Ghisic and et al, Design study for a CDMA-Based LEO Satellite network, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 14, No. 9, pp. 1796-1808, Dec. 1996.

[6] A. M. Monk and L. B. Milstein, Open-Loop Power Control Error in a Land Mobile Satellite System, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 13, No. 2, pp. 205-212, Feb. 1995.

[7] L. F. Chang and S. Ariyavisitakul, Performance of Power Control Method for CDMA Radio Communications System, *IEE Electronics Letters*, Vol. 27, No. 11, pp. 920-922, May 1991.

이 연 우(Yeonwoo Lee)

정회원



1992년 2월: 고려대학교 전자공학과 학사  
 1994년 2월: 고려대학교 전자공학과 석사  
 1998년 2월: 고려대학교 전자공학과 박사과정 수료

1999년 8월~현재 :고려대학교 정보통신기술공동연구소 연구원

<주관심 분야> Spread Spectrum 시스템, 멀티미디어 CDMA 시스템, 차세대 이동 통신 시스템 및 위성 이동통신 시스템

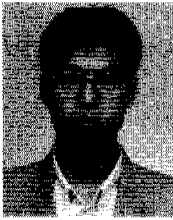
조 춘 근(Choon-Geun Cho)

정회원

1993년 2월: 고려대학교 전자공학과 학사  
 1996년 8월: 고려대학교 전자공학과 석사  
 1998년 8월: 고려대학교 전자공학과 박사과정 수료  
 <주관심 분야> 멀티미디어 이동통신망, MC CDMA 시스템, Spread Spectrum 시스템, IMT-2000망 최적프로토콜 설계

박 형 근(Hyung-Kun Park)

정회원



1995년 2월: 고려대학교 전자공학과 학사

1997년 2월: 고려대학교 전자공학과 석사

1999년 2월: 고려대학교 전자공학과 박사과정 수료

<주관심 분야> MC CDMA 시스템, 채널 추정 알고리즘, Spread Spectrum 시스템, 이동통신 시스템, IMT-2000

차 균 현(Kyun Hyon Tchah)

정회원



1965년 2월: 서울대학교 전기공학과 학사

1967년 6월: 미국 일리노이 공과대학 석사

1976년 6월 : 서울대학교 전자공학과 박사

1977년 3월~현재: 고려대학교 전자공학과 전자공학과 교수

1998년 1월~1998년 12월: 한국통신학회 회장

1998년 4월~현재: 한국전자통신연구원 부이사장

<주관심 분야> 통신 이론, 이동 통신, 위성 통신, 이동 멀티미디어 시스템