

논문 2005-42TC-11-11

# 불완전 전력 제어와 다중 경로 페이딩 채널에서 DS-CDMA 시스템을 위한 역방향링크 동기식 전송을 채용하는 병렬식 간섭 제거기의 성능

(Performance of Parallel Interference Cancellation with Reverse-Link Synchronous Transmission Technique for DS-CDMA System in Multipath Fading Channels with Imperfect Power Control)

황 승 훈\*, 김 용 석\*\*, 이 진 구\*

(Seung-Hoon Hwang, Yong-Seok Kim, and Jin-Koo Rhee)

## 요 약

본 논문에서는 불완전 전력 제어 방식과 주파수 선택적 래일리 페이딩 채널에서 DS-CDMA 시스템을 위한 역방향링크 동기식 전송 방식(Reverse-Link Synchronous Transmission Technique: RLSTT)이 채용된 개선된 다단계 병렬식 간섭 제거기(Parallel Interference Cancellation: PIC)에 대한 성능을 분석한다. 로그 노말 분포의 랜덤 변수로 근사화되는 전력 제어 오차(Power Control Error: PCE)에 의한 성능 열화가 PCE의 표준 편차의 함수로 추정된다. 시스템 수용 용량을 추정하기 위하여 비부호화된 비트 오류 성능을 계산한다. 기존의 단일단계 간섭제거기 시스템과 비교하여 전력 제어 오차가 존재하는 경우에서도 RLSTT를 채용함으로써 60% 정도의 이득을 얻을 수 있음을 보여준다. 즉 결론적으로 RLSTT는 수용용량을 더욱 개선해줄 수 있으며 PCE의 악영향을 감소시켜줄 수 있다.

## Abstract

This paper analyzes the performance for an improved multistage parallel interference cancellation (PIC) technique with a reverse-link synchronous transmission technique (RLSTT) for DS-CDMA system in a frequency-selective Rayleigh fading channel with an imperfect power control scheme. The performance degradation due to power control error (PCE), which is approximated by a log-normally distributed random variable, is estimated as a function of the standard deviation of the PCE. The uncoded bit error performance is evaluated in order to estimate the system capacity. Comparing with the conventional one-stage PIC system, we show achievable gain around 60% by the RLSTT even in the presence of PCE. We conclude that the capacity can be further improved via RLSTT, which alleviates the detrimental effects of the PCE.

**Keywords:** Parallel interference cancellation, Reverse-link synchronous transmission technique, Multipath fading channel, Imperfect power control

## I. 서 론

DS-CDMA 시스템은 각각의 사용자마다 특정 수준의 성능에 대해 다중 경로 페이딩 채널에서 동시에 통신할 수 있는 최대 사용자의 수가 존재한다는 의미에서 사용

자 수용용량의 한계를 보인다. 이러한 한계는 다른 전송 경로가 존재함으로써 생기는 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference: ISI)과 다중 사용자사이의 다중 접속 간섭(Multiple Access Interference: MAI)을 포함하는 동일채널 간섭(Co-Channel Interference: CCI)에 의해 유발된다.

간섭 제거 기법(Interference Cancellation: IC) 구조는 크게 직렬식(Successive Interference Canceller: SIC)과 병렬식(Parallel Interference Canceller: PIC) 형태로 나

\* 정회원, 동국대학교 전자공학과  
(Dongguk University, Seoul, Korea)

\*\* 정회원, 삼성전자 정보통신총괄  
(Samsung Electronics, Suwon, Korea)

접수일자: 2005년5월25일, 수정완료일: 2005년11월8일

눌 수 있다<sup>[1]</sup>. SIC의 단점은  $K$ 번의 계산 단계로 인한 시간지연이 작업을 수행하는데 수반된다는 점이다. 반면에, PIC는 채널에 접속하는 나머지 사용자에 의해 생성되는 간섭을 감산함으로써 각 사용자로부터 CCI를 동시에 제거한다<sup>[2,3]</sup>. 부분 간섭제거를 이용하는 개선된 PIC는 이전 단계의 임시 결정이 다음 단계에서보다 신뢰성이 떨어진다는 점을 고려하여 이전 간섭 제거를 더욱 보수적으로 행하여 추정된 MAI의 일부만을 감산한다<sup>[4]</sup>. 지상 이동 통신 시스템에서 역방향 링크의 채널간 간섭을 줄이기 위해 역방향링크 동기식 전송 기법 (Reverse Link Synchronous Transmission Technique: RLSTT)이 제안되었다<sup>[5]</sup>. RLSTT에서는 시간 제어 비트라 명명된 새로운 파라미터에 기초한 페루프 형태의 타이밍 제어가 소개되었다. 여기서 고려되는 DS-CDMA 시스템은 직교 역방향링크 확산 부호와 주 경로들간에 시간동기를 이룰 수 있도록 하는 타이밍 제어 알고리즘을 이용한다<sup>[6]</sup>.

추정을 위한 CCI의 정보가 쉽게 얻어지기 어려운 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 RLSTT는 발생 가능한 추정 오류의 간섭을 감소시키기 위하여 채용될 수 있다. 그러므로 다단계 간섭 제거기의 초기 단계에서 RLSTT에 기반한 개선된 PIC 구조가 제안되고 분석되었다<sup>[7]</sup>. 그러나 기존의 분석은 완전한 전력 제어, 즉, 기지국 수신기에서 수신되는 모든 사용자의 전력이 동일하다는 것이다. 그러므로 확연한 성능 개선이 여전히 가능한 것인지 확인하기 위해서 불완전 전력 제어의 영향이 시스템 성능에 미치는 영향을 분석할 필요가 있다.

본 논문에서는 DS-CDMA 시스템을 위한 RLSTT를 채용한 다단계 PIC의 성능을 불완전 전력 제어가 존재하는 주파수 선택적 레일리 페이딩 환경에서 계산한다. 전력제어오류(Power Control Error: PCE)의 표준 편차의 함수로 표현되는 시스템 성능 열화는 비부호화된 비트 오류 확률로 계산된다. 이론적 분석 결과로부터 불완전 전력 제어가 존재하는 상황에서도 PIC의 초기 단계에 RLSTT를 이용함으로써 보다 나은 전송 성능을 얻을 수 있음을 보인다.

## II. 채널 및 시스템 모델

다중 경로 페이딩 채널에서 BPSK 변조된 DS-CDMA 시스템을 고려한다.  $K$ 명의 사용자 ( $k=1,2,\dots,K$ )를 가정하며,  $k$ 번째 사용자의 기저 대역 전송 신호는 다음과 같다.

$$s^{(k)}(t) = \sqrt{2P_k} a(t) W^{(k)}(t) b^{(k)}(t) \cos[\omega_c t + \phi^{(k)}] \quad (1)$$

여기서,  $a(t)$ 는 CDMA 직교성을 유지하기 위해 셀 내의 모든 사용자에게 공통인 긴 의사 잡음 (Pseudo Noise: PN) 시퀀스이고  $a(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j p_{T_c}(t - jT_c)$ ,  $a_j \in \{-1,1\}$  같이 표현된다. 여기서,  $p_{T_c} = 1$ ,  $0 < t < T_c$ 이고 나머지는 0이다.  $W^{(k)}(t)$ 는 직교 채널화 시퀀스이고  $W^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_j^{(k)} p_{T_w}(t - jT_w)$ ,  $w_j^{(k)} \in \{-1,1\}$  와 같이 주어지며,  $b^{(k)}(t)$ 는 데이터 신호 파형으로  $b^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j^{(k)} p_T(t - jT)$ ,  $b_j^{(k)} \in \{-1,1\}$  와 같이 나타낼 수 있다. 식(1)에서,  $P_k$ 는  $k$ 번째 사용자의 평균 전송 전력이고,  $\omega_c$ 는 공통 반송파 주파수이다. 그리고  $\Phi(k)$ 는  $[0, 2\pi)$ 에서 균일하게 분포하는  $k$ 번째 변조기의 위상각이다.  $T_w$ 는 Walsh 칩 길이이고, PN 칩 길이  $T_c$ 는 데이터 비트 길이  $T$ 와 처리 이득  $N=T/T_c$ 에 의해 관계를 가진다. 우리는  $T_w$ 와  $T_c$ 이 같다고 가정한다.  $w_j^{(k)}$ 는  $k$ 번째 사용자의 직교 시퀀스의  $j$ 번째 칩의 부호를 나타내며,  $a_j$ 는 PN 시퀀스의  $j$ 번째 칩의 부호를 나타내고,  $b_j^{(k)}$ 는  $k$ 번째 사용자의  $j$ 번째 심볼의 부호이다. 채널의 기저 대역 등가 임펄스 응답은 다음과 같이 모델링된다.

$$h_k(\tau) = \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} \delta[\tau - \tau_l^{(k)}] \quad (2)$$

각 경로는 세 개의 변수들로 특징 지워진다: 강도  $\beta_l^{(k)}$ , 위상 천이  $\theta_l^{(k)}$ , 전파 지연  $\tau_l^{(k)}$ . 주파수 선택적 채널의  $k$ 번째 사용자의  $l$ 번째 다중 경로 지연은  $\tau_l^{(k)} = \tau_l^{(k)} + lT_c$ 와 같이 나타내지며, Tapped delay line 모델을 사용한다<sup>[8]</sup>.

$l$ 번째 전파 경로에서 ( $l=0,1,\dots,L^{(k)}-1$ )  $k$ 번째 사용자의 수신 신호 강도는 다음 확률 밀도 함수(probability density function: pdf)를 가진다.

$$p(\beta_l^{(k)}) = \frac{2\beta_l^{(k)}}{\Omega_l^{(k)}} e^{-\frac{(\beta_l^{(k)})^2}{\Omega_l^{(k)}}} \quad (3)$$

파라미터  $\Omega_l^{(k)}$ 는  $\beta_l^{(k)}$ 의 2차 모멘트로  $\sum_{l=0}^{\infty} \Omega_l = 1$ 을 갖는다. 그리고, 지수적 다중 경로 세기 모양

(Multipath Intensity Profile: MIP)에 대하여, 첫 번째 경로 강도  $\Omega_0^{(k)}$  의 2차 모멘트와는 아래와 같은 관계를 가진다고 가정한다.

$$\Omega_l^{(k)} = \Omega_0^{(k)} e^{-l\delta}, \quad \delta \geq 0 \text{ for } 0 < l \leq L^{(k)} - 1 \quad (4)$$

파라미터  $\delta$ 는 경로 지연의 함수로 평균 경로 강도의 감쇄율을 반영한다. 여기서, 보다 실제적인 프로파일 모델은 지수적 MIP임을 주목한다. 수신신호는 다음과 같다.

$$r(t) = n(t) + \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sqrt{\lambda_k} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} a[t - \tau_l^{(k)}] W^{(k)}[t - \tau_l^{(k)}] b^{(k)}[t - \tau_l^{(k)}] \cos[\omega_c t + \phi_l^{(k)}] \quad (5)$$

여기서,  $\lambda_k$ 는 불완전 전력 제어로 인한 랜덤 변수로  $k$ 번째 사용자의 전력 제어 오차를 의미한다. 우리는  $\lambda_k$ 가 표준 편차  $\sigma_{\lambda_k}$  dB를 가지는 로그 노말분포가 가정한다. 바꿔 말하면,  $\lambda_k = 10^{(x/10)}$ 이고 여기서 변수  $x$ 는 노말 분포를 가진다.  $\phi_l^{(k)}$ 는  $k$ 번째 반송파의  $l$ 번째 경로의 위상을 의미하며,  $n(t)$ 는 AWGN으로 양대역 스펙트럼 밀도가  $n_0/2$ 이다. 기준 사용자에게 ( $k=1$ ) RAKE수신기의 출력 신호는 아래와 같다.

$$\tilde{s}_m(t) = \sum_{j=1}^M \sqrt{P_j} \sum_{i=-\infty}^{\infty} (c^j_{p,|i|_N} d^j_{p,|i|_N} + j c^j_{q,|i|_N} d^j_{q,|i|_N}) g(t - iT_c - \tau_j) \exp[j(\Delta\omega_j t + \Delta\theta_j)] + \tilde{n}_1(t) \quad (6)$$

여기서,  $S_n = \sqrt{\frac{P\lambda_1}{2}} b_0^{(1)} T \{\beta_n^{(1)}\}^2$

$$I_{ma}^{(n)} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sqrt{\lambda_k} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_n^{(1)} \beta_l^{(k)} \left\{ b_{-1}^{(k)} RW_{k1}[\tau_{nl}^{(k)}] + b_0^{(k)} \hat{RW}_{k1}[\tau_{nl}^{(k)}] \right\} \cos[\varphi_{nl}^{(k)}]$$

$$I_{si}^{(n)} = \sqrt{\frac{P\lambda_1}{2}} \sum_{l=0}^{L^{(1)}-1} \beta_n^{(1)} \beta_l^{(1)} \left\{ b_{-1}^{(1)} RW_{11}[\tau_{nl}^{(1)}] + b_0^{(1)} \hat{RW}_{11}[\tau_{nl}^{(1)}] \right\} \cos[\varphi_{nl}^{(1)}]$$

$$I_{ni}^{(n)} = \int_{nT_c}^{T+nT_c} n(t) \beta_n^{(1)} a(t - nT_c) W^{(1)}(t - nT_w) \cos[\omega_c t + \varphi_n^{(1)}] dt$$

$b_0^{(1)}$ 는 검출될 정보 비트이고  $b_{-1}^{(1)}$ 는 이전 비트이고  $\tau_{nl}^{(k)} = \tau_l^{(k)} - \tau_n^{(1)}$ 이며,  $\varphi_{nl}^{(k)} = \phi_l^{(k)} - \phi_n^{(1)}$ 이다.  $RW$ 와

$\hat{RW}$ 는 Walsh-PN 연속 부분 상호 상관 함수이며,

$$RW_{k1}(\tau) = \int_0^{\tau} a(t - \tau) W^{(k)}(t - \tau) a(t) W^{(1)}(t) dt \text{ 와}$$

$$\hat{RW}_{k1}(\tau) = \int_{\tau}^T a(t - \tau) W^{(k)}(t - \tau) a(t) W^{(1)}(t) dt \text{ 같이 정의}$$

된다. RAKE 출력은 네 항으로 이루어진다. 첫 번째 항은 검출하고자 하는 원하는 신호이고 둘째 항은 ( $K-1$ )명의 타 사용자로부터의 MAI 간섭이다. 세 번째 항은 기준 사용자의 자기 간섭이다. 마지막 항은 AWGN 프로세스로 인한 가우시안 랜덤 변수이다.

### III. RLSTT를 채용한 PIC

일반적 구조의 PIC는 [1]에 나타난다. 식(6)의 RAKE 출력의 경판정(hard decision)을 수행하여 초기 데이터 추정을 하며,  $b_0^{(1)}(0) = \text{sgn}[U]$ , 유사하게, ( $j-1$ )번째 단계에서의 비트 결정은  $b_0^{(1)}(j-1) = \text{sgn}[U(j-1)]$ 이며,  $j$ 번째는  $b_0^{(1)}(j) = \text{sgn}[U(j)]$ 이다. 그러므로,  $j$ 번째 간섭 제거 단계를 거친 기준 사용자에게 대한 RAKE 출력은 다음과 같다.

$$U(j) = U - \hat{I}_{mai}[j-1] = S + I_{ni} + I_{si} + \tilde{I}_{mai}[j] \quad (7)$$

여기서,  $\tilde{I}_{mai}[j] = I_{mai} - \hat{I}_{mai}[j-1]$ ,

$$\hat{I}_{mai}[j-1] = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sqrt{\lambda_k} \sum_{n=0}^{L_r-1} \sum_{l=0}^{L_n^{(k)}-1} \beta_n^{(1)} \beta_l^{(k)} \cos[\varphi_{nl}^{(k)}]$$

$$\left\{ b_{-1}^{(k)}(j-1) RW_{k1}[\tau_{nl}^{(k)}] + b_0^{(k)}(j-1) \hat{RW}_{k1}[\tau_{nl}^{(k)}] \right\}$$

$$\tilde{I}_{mai}[j] = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sqrt{\lambda_k} \sum_{n=0}^{L_r-1} \sum_{l=0}^{L_n^{(k)}-1} \beta_n^{(1)} \beta_l^{(k)} \cos[\varphi_{nl}^{(k)}]$$

$$\left\{ (b_{-1}^{(k)} - b_{-1}^{(k)}(j-1)) RW_{k1}[\tau_{nl}^{(k)}] + (b_0^{(k)} - b_0^{(k)}(j-1)) \right.$$

$$\left. \hat{RW}_{k1}[\tau_{nl}^{(k)}] \right\} + \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sqrt{\lambda_k} \sum_{n=0}^{L_r-1} \sum_{l=0}^{L_n^{(k)}-1} \beta_n^{(1)} \beta_l^{(k)} \cos[\varphi_{nl}^{(k)}]$$

$$\left\{ b_{-1}^{(k)} RW_{k1}[\tau_{nl}^{(k)}] + b_0^{(k)} \hat{RW}_{k1}[\tau_{nl}^{(k)}] \right\}$$

첫 번째 가지와 그 외의 다른 가지의 MAI성분을 각각  $n=0$ 일 때와  $n \geq 1$ 일 때의 MAI분산을 갖는 가우시안 프로세스로 모델링 한다. [5]에서의 결과로부터,  $\beta_n^{(1)}$  조건부의  $n=0$ 에 대한 MAI의 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_{mai,0}^2 = \frac{E_b T (2N-3)}{12N(N-1)} \left\{ \beta_0^{(1)} \right\}^2 \sum_{k=2}^K \lambda_k \left[ \sum_{l=1}^{L_n^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)} 4 \cdot P_c'(j-1) + \sum_{l=L_n^{(k)}}^{j-1} \Omega_l^{(k)} \right] \quad (8)$$

여기서,  $E \left\{ (b_{-1}^{(k)} - b_{-1}^{(k)}(j-1))^2 \right\} = 4P_c'(j-1)$ 이며,

$P_e^{(k)}(j-1)$ 은  $(j-1)$ 번째 간섭 제거기 오류를 나타낸다.

비슷하게  $n \geq 1$ 의 MAI 분산은

$$\sigma_{mai,n}^2 = \frac{E_b T(N-1)}{6N^2} \{\beta_n^{(i)}\}^2 \sum_{k=2}^K \lambda_k \left[ \sum_{l=0}^{L_n^{(i)}-1} \Omega_l^{(k)} 4 \cdot P_e^{(k)}(j-1) + \sum_{l=L_n^{(i)}}^{L_n^{(i)}-1} \Omega_l^{(k)} \right] \quad (9)$$

$E_b = PT$ 는 비트 당 신호 에너지이다.  $\sigma_{si,n}^2$ 의 조건부 분산은 다음과 같이 간략화 된다.

$$\sigma_{si,n}^2 \approx \frac{E_b T}{4N} \lambda_k \{\beta_n^{(i)}\}^2 \sum_{l=1}^{L_n^{(i)}-1} \Omega_l^{(i)} \quad (10)$$

$\beta_n^{(i)}$  조건부의 AWGN 잡음의 분산은

$$\sigma_{ni,n}^2 = \frac{T\eta_0}{4} \{\beta_n^{(i)}\}^2 \quad (11)$$

그러므로  $\beta_n^{(i)}$  조건부에서, 수신기 출력  $U$ 는  $U_s = \sqrt{E_b \lambda_1 T / 2} \sum_{n=0}^{L-1} \{\beta_n^{(i)}\}^2$  평균을 가지는 가우시안 랜덤 프로세스이고, 분산은 모든 간섭항의 분산의 합이다. 그러므로

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \sigma_{mai,0}^2 + \sum_{n=1}^{L-1} \sigma_{mai,n}^2 + \sum_{n=0}^{L-1} (\sigma_{si,n}^2 + \sigma_{ni,n}^2) \\ &= (E_b T) \left( \frac{\lambda_1 \Omega_0 [q(L, \delta) - 1]}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b} \right) \\ &\quad + \frac{([q(L_{rs}, \delta) - 1] 4 \cdot P_e^{(j-1)} + [q(L - L_{rs}, \delta)] \cdot e^{-L_n \delta})}{12N(N-1)} \\ &\quad \cdot \frac{(2N-3)\lambda_1 \Omega_0 \{\beta_0^{(i)}\}^2}{\{\beta_0^{(i)}\}^2 + \sum_{n=1}^{L-1} \{\beta_n^{(i)}\}^2} \\ &\quad + \frac{([q(L_{rs}, \delta)] 4 \cdot P_e^{(j-1)} + [q(L - L_{rs}, \delta)] \cdot e^{-L_n \delta})}{6N^2} \\ &\quad \cdot \left. \frac{(N-1)\lambda_1 \Omega_0 \sum_{n=1}^{L-1} \{\beta_n^{(i)}\}^2}{\{\beta_0^{(i)}\}^2 + \sum_{n=1}^{L-1} \{\beta_n^{(i)}\}^2} \right\} \quad (12) \end{aligned}$$

여기서,

$$q(L, \delta) = \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} = 1 - e^{-L\delta} / 1 - e^{-\delta}, \quad \lambda_l = \sum_{k=2}^K \lambda_k \text{ 이}$$

고  $\Omega_0^{(k)} = \Omega_0$ . 또한,  $S = 1/\Omega_0 \sum_{n=0}^{L-1} \{\beta_n^{(i)}\}^2$  와 같이 정의하면, 수신기 출력 SNR은,  $\sigma_0 S$ . 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_0 S &= \left\{ \frac{([q(L_{rs}, \delta) - 1] 4 \cdot P_e^{(j-1)} + [q(L - L_{rs}, \delta)] \cdot e^{-L_n \delta})}{3N(N-1)} \right. \\ &\quad \cdot \frac{(2N-3)\lambda_1 \{\beta_0^{(i)}\}^2}{\{\beta_0^{(i)}\}^2 + \sum_{n=1}^{L-1} \{\beta_n^{(i)}\}^2} + \frac{\lambda_1 [q(L, \delta) - 1]}{N} + \frac{\eta_0}{E_b \Omega_0} \\ &\quad \left. + \frac{([q(L_{rs}, \delta)] 4 \cdot P_e^{(j-1)} + [q(L - L_{rs}, \delta)] \cdot e^{-L_n \delta})}{3N^2} \right. \\ &\quad \left. \cdot \frac{2(N-1)\lambda_1 \sum_{n=1}^{L-1} \{\beta_n^{(i)}\}^2}{\{\beta_0^{(i)}\}^2 + \sum_{n=1}^{L-1} \{\beta_n^{(i)}\}^2} \right\}^{-1} \frac{\lambda_1 \sum_{n=0}^{L-1} \{\beta_n^{(i)}\}^2}{\Omega_0} \quad (13) \end{aligned}$$

여기서,

$P_e^{(i)}(j-1) = P_e^{(2)}(j-1) = \Lambda = P_e^{(K)}(j-1) = P_e^{(j-1)}$ 이며, 지수적 MIP에 대한 조건부 비트 오류 확률은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_e^{(i)}(\lambda_1, \lambda_l) = \int_0^\infty \int_0^\infty \mathcal{Q}(\sqrt{2\sigma_0 S}) \prod_{k=1}^{L-1} \frac{\pi_k}{\Omega_k} e^{-x/\Omega_k} \cdot \frac{1}{\Omega_0} e^{-y/\Omega_0} dx dy \quad (14)$$

여기서

$$\mathcal{Q}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du \text{ 이고}$$

$\pi_k = \prod_{i=1, i \neq k}^{L-1} \frac{x_k}{x_k - x_i} = \prod_{i=1, i \neq k}^{L-1} \frac{\Omega_k}{\Omega_k - \Omega_i}$  이다. 각 사용자로부터의 수신 전력을  $P_k = P\lambda_k$ 로 나타내며,  $\lambda_k$ 는 PCE를 의미하며 로그노말 분포의 확률 밀도 함수를 갖는다<sup>[9]</sup>.

Fenton<sup>[10]</sup>에 의해  $\lambda_l = \sum_{k=2}^K \lambda_k$ 의 PDF를 로그 표준 편차가 4dB이내에서 잘 맞는 다음의 평균과 분산을 갖는 로그노말 분포로 근사화 할 수 있다.

$$p(\lambda_l) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\lambda_l} \lambda_l}} e^{-\frac{(\ln \lambda_l - m_{\lambda_l})^2}{2\sigma_{\lambda_l}^2}} \quad (15)$$

여기서,

$$m_{\lambda_l} = \ln(K-1) + m_{\lambda_k} + \frac{\sigma_{\lambda_k}^2}{2} - \frac{1}{2} \ln \left( \frac{K-2}{K-1} + \frac{1}{K-1} e^{\sigma_{\lambda_k}^2} \right)$$

이고  $\sigma_{\lambda_l}^2 = \ln \left( \frac{1}{K-1} e^{\sigma_{\lambda_k}^2} + \frac{K-2}{K-1} \right)$ 이다. 비 부호화된 비트 오류 확률은 Hermite polynomial 접근방식과 식 (14)

와 (15)를 이용하여 구할 수 있다<sup>[11]</sup>.

#### IV. 수치 결과

전체 실험에서 확산이득 128, 모든 사용자의 다중 경로 수와 RAKE 탭 수는 2로서 동일하다고 가정한다. 불완전 전력 제어된 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널 환경에서 수신단에 RLSTT를 적용한 PIC와 적용 하지 않은 PIC의 성능을 비교 분석한다. 그림 1 와 그림 2에서 PIC에 RLSTT를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우에 대해 지수적 MIP ( $\delta=1.0$ )에서 사용자 수와  $E_b/N_0$ 의 비부호화 오율 성능을 보인다. 그림 1에서 PIC의 다단 감산 반복 횟수가 1인 경우, 전력 제어 오차  $\sigma_\lambda=2\text{dB}$ 인 RLSTT를 채용한 PIC의 평균 BER 성능이  $\sigma_\lambda=0\text{dB}$ 인 완벽하게 전력 제어된 비동기식 전송방식을 사용하

는 PIC 시스템의 성능보다 우수함을 알 수 있다. 이것은 전력 제어의 불완전성에 민감한 반응을 보이는 간섭 제거기를 갖는 DS-CDMA 시스템에서 RLSTT의 채용으로 여전히 성능을 개선시킬 수 있음을 나타낸다. 한편, PIC의 감산 반복 단계가 2이고  $E_b/N_0 < 20\text{dB}$ 인 경우, 대부분의 다중 사용자 간섭이 감쇄되기 때문에 RLSTT에 의한 효과가 적음을 알 수 있다. 그림 2는  $E_b/N_0=20\text{dB}$ 일 때 BER성능을 사용자 수의 함수로 나타내고 있다. BER 성능 10<sup>-3</sup>기준에서, 전력 제어 오차  $\sigma_\lambda=2\text{dB}$ 이고 감산 반복 횟수가 1일 때, RLSTT를 채용함으로써 얻을 수 있는 수용 용량 이득은 58%임을 알 수 있으며,  $\sigma_\lambda=0\text{dB}$ 인 경우, 65%까지 이득을 얻을 수 있다. 여기서 주의 할 것은 PIC의 다단 감산 반복 횟수가 증가할수록 RLSTT에 의해 얻어지는 이득이 현저하게 감소함을 보인다는 것이다. 이것은 다단계의 PIC가 이미 만족할 만큼의 다중 사용자 간섭을 제거하기 때문이다.

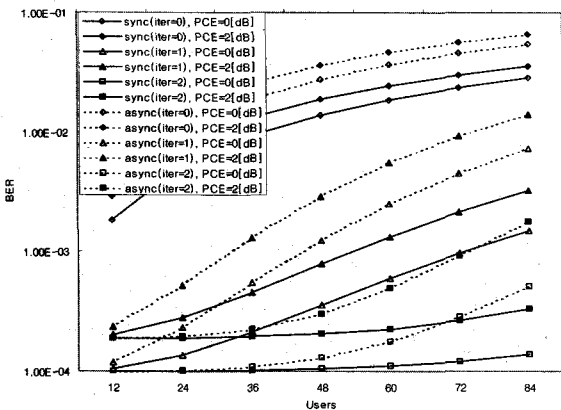


그림 1. RLSTT가 채용된 PIC와 RLSTT가 없는 PIC에 대한  $E_b/N_0$  대 BER (사용자수=72)

Fig. 1.  $E_b/N_0$  vs. BER for PIC w/ RLSTT and PIC w/o RLSTT. (users=72)

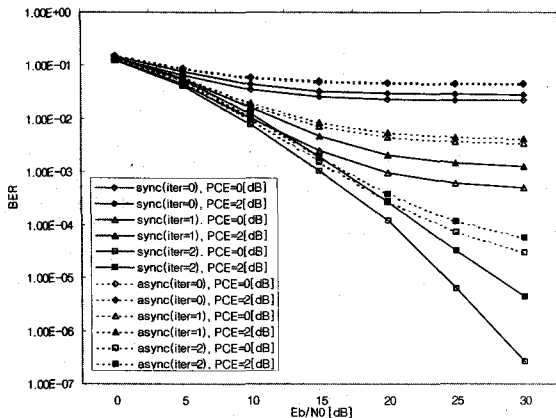


그림 2. RLSTT가 채용된 PIC와 RLSTT가 없는 PIC에 대한 사용자수 대 BER ( $E_b/N_0=20\text{dB}$ )

Fig. 2. Users vs. BER for PIC w/ RLSTT and PIC w/o RLSTT. ( $E_b/N_0=20\text{dB}$ )

#### V. 결론

본 논문에서는 다중 경로 레일리 페이딩 채널에서 DS-CDMA 시스템을 위한 RLSTT를 채용한 다단계 PIC의 성능에 불완전 전력 제어가 미치는 영향을 고려해보았다. 수치 결과로부터 BER성능이 10<sup>-3</sup>를 가지고 반복 횟수가 1인 경우, 시스템파라미터를 갖는 경우, 불완전 전력 제어와 완전 전력 제어된 두 경우 공히 RLSTT를 채용함으로써 대략 60%의 수용 용량을 개선시킬 수 있음을 보여주었다. 이것은 완전 전력 제어된 경우와 마찬가지로 불완전 전력 제어된 환경에서도 RLSTT를 채용함으로써 여전히 DS-CDMA 시스템을 위한 PIC의 수용 용량이 개선될 수 있음을 의미한다.

#### 참고 문헌

- [1] S.Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol.34, no.10, pp.124-133, Oct. 1996.
- [2] Y. C. Yoon, R. Kohno and H. Imai, "A spread spectrum multi-access system with cochannel interference cancelation for multipath fading channels," *IEEE J. Select. Area Commun.*, vol.11, no.7, pp.1067-1075, Sept. 1993.
- [3] A. L. C. Hui and K. B. Letaief, "Successive interference cancellation for multiuser asynchronous DS/CDMA detector in multipath fading links", *IEEE Trans. Commun.*, vol.46, no.3, pp.384-391, Mar. 1998.

- [4] D.Divsalar and M.K.Simon, "Improved parallel interference cancellation for CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol.46, no.2, pp.258-268, Feb. 1998.
- [5] E.K.Hong, S.H.Hwang, K.J.Kim and K.C.Whang, "Synchronous transmission technique for the reverse link in DS-CDMA terrestrial mobile system," *IEEE Trans. commun.* Vol.47, no.11, pp.1632-1635, Nov. 1999.
- [6] 3GPP, TR25.854, Uplink Synchronous Transmission Scheme, R1-01-0600, May 2001. (ftp://ftp.3gpp.org)
- [7] W. Sun, S.H.Hwang, D.K.Kim and K.C.Whang, "Performance of parallel interference cancellation with reverse-link synchronous transmission technique for DS-CDMA system in multipath fading channels," *IEICE Trans. On Commun.*, vol.E85-B, no.8, pp.1622-1626, Aug. 2002.
- [8] T. Eng and L.B.Milstein, "Coherent DS-CDMA performance in nakagami multipath fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol.43, pp.1134-1143, Mar. 1995.
- [9] A. Abrardo and D.Sennati, "On the analytical evaluation of closed loop power control error statistics in DS-CDMA cellular systems," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol.49, no.6, pp.2071-2080, 2000.
- [10] R. Prasad, *CDMA for Wireless Personal communications*, Artech House Publishers, Boston-London, 1996.
- [11] M.Abramowitz and I.A.Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, National bureau standards applied mathematics series, Dover, New York, 1965.

---

 저 자 소 개
 

---



황 승 훈(정회원)

1999년 연세대학교 전기공학과  
통신시스템 (공학박사).

1999년 LG전자 이동통신기술  
연구소 책임연구원.

2003년 University of  
Southampton, United  
Kingdom, Research  
Fellow.

2005년~현재 동국대학교 전자공학과 조교수  
IEEE Senior Member, IEE Member,  
IEICE Member

<주관심분야 : 무선 및 이동 통신 시스템>



김 용 석(정회원)

2005년 연세대학교 전기전자  
공학부 (공학박사).

2005년 삼성전자 정보통신총괄  
책임연구원.

<주관심분야 : 무선 및 이동통신>



이 진 구(정회원)

1969년 국립항공대학교 전자공학과 졸업(공학사).

1975년 서울대학교 전자공학과 석사과정(공학석사).

1982년 Oregon State Univ. 전기공학과 (공학박사).

1985년 Cray Research Scientist.

1985년 Microwave Semiconductors, USA, Senior Engineer

1995년~현재 한국전자과학회 이사

2005년~현재 대한전자공학회 회장

2005년~현재 동국대학교 공과대학/정보산업대학 학장

1985년~현재 동국대학교 전자공학과 교수

1999년~현재 밀리미터파 신기술 연구센터 소장

<주관심분야: MMIC 설계, 소자 모델링>