

論文2003-40TC-7-3

# 미사용 OVSF 부호를 이용한 WCDMA 역방향 링크 수신기의 SIR 기반 전력제어 성능 분석

## (Performance of SIR-based power control using unused OVSF codes for WCDMA reverse link receiver)

李映鏞\*, 朴壽珍\*, 安宰民\*\*\*, 任敏中\*\*\*\*,  
鄭成鉉\*\*\*\*\*, 崔炯辰\*\*

(Young-Yong Lee, Su-Jin Park, Jae-Min Ahn, Min-Joong Rim, Sung-Hyun Chung, and Hyung-Jin Choi)

### 요약

본 논문에서는 페루프 고속 전력 제어를 수행하여 WCDMA(Wideband Code Division Multiple Access) 역방향 링크 수신기 시스템의 성능을 분석하였다. 고속 전력 제어를 수행하기 위해서는 기지국에서 SIR(Signal to Interference power Ratio)이 정확히 측정되어야 한다. 이를 위해 본 논문에서는 간단한 구조를 갖는 SIR 측정 알고리즘을 제안하였다. 제안한 구조는 미사용 OVSF(Orthogonal Variable Spreading Factor) 부호를 이용하여 간접 전력을 측정하는 새로운 방식이다. 본 논문에서 제안된 SIR 측정 알고리즘과 참고 문헌 [1]에 제시된 기존의 SIR 측정 알고리즘을 페루프 고속 전력 제어에 적용하여 성능을 비교하였다. 동기 데이터 복조를 수행하기 위한 채널 추정 알고리즘으로는  $K=2$ 인 WMSA(Weighted Multi-Slot Averaging) 채널 추정 필터를 적용하였다. 모의 실험 결과를 통해 제안한 SIR 측정 방식이 평균 BER  $10^{-3}$  관점에서 수신  $E_b/I_0$ 를 최대 0.9dB 감소시킬 수 있으며 다중 경로 수가 증가할수록 그리고 페이딩 속도가 더 빨라질수록 성능 차이는 더욱 커진다는 것을 제시하였다.

### Abstract

In this paper, we evaluate the performance of WCDMA reverse link receiver system with closed loop fast transmit power control (TPC). For fast power control, SIR must be measured precisely. We propose a new SIR measurement algorithm having a simple structure. The proposed algorithm uses unused OVSF code for interference power evaluation. The proposed SIR measurement algorithm is compared to the conventional SIR measurement algorithm in Ref.<sup>[1]</sup> under closed loop fast TPC. We adopted WMSA channel estimation filter with  $K=2$  for mobile radio channel estimation and considered one slot TPC delay. Extensive computer simulation results show that the proposed algorithm using unused OVSF code reduces the required  $E_b/I_0$  at the BER of  $10^{-3}$  up to 0.9 dB and has an improved TPC error performance compared to the conventional algorithm.

**Keywords** : SIR, unused OVSF, fast TPC, WCDMA reverse link

\* 正會員, 三星電子 通信研究所  
(Telecommunication R&D center, Samsung Electronics Co., LTD)  
\*\* 正會員, 成均館大學校 情報通信工學部  
(Dept. of Information and Communication Engineering, SungKyunKwan University)  
\*\*\* 正會員, 忠南大學校 情報通信工學科  
(Dept. of Information & Communication Engineering,

ChungNam National University)  
\*\*\*\* 正會員, 東國大學校 情報通信工學科  
(Dept. of Information & Communication Engineering, DongGuk University)  
\*\*\*\*\* 正會員, 에이로직스 情報通信研究所  
(Information & Communication R&D enter., A-LOGICS Co., Ltd.)  
接受日字:2002年7月8日, 수정완료일:2003年7月9日

## I. 서론

단일 주파수 재사용에 의한 높은 대역 효율, 안테나 선택화를 이용한 용량 증가 그리고 레이크 결합을 통한 수신 성능 향상 등과 같이 DS/CDMA(Direct Sequence/Code Division Multiple Access) 시스템은 TDMA(Time Division Multiple Access)나 FDMA(Frequency Division Multiple Access) 시스템에 비해 많은 장점을 가지고 있다<sup>[2]</sup>. 모든 사용자 단말로부터 기저국으로 수신되는 전력이 동일한 평균 전력을 갖는다는 가정 하에서 DS/CDMA 시스템은 FDMA 시스템에 비해 최대 20 배 이상의 용량을 제공한다<sup>[4]</sup>. 그러나, 모든 사용자가 동일한 주파수를 공유하는 DS/CDMA 시스템은 원하는 사용자 신호와 타 사용자 신호와의 교차 상관에 의한 다중 접속 간섭에 의해 시스템의 용량이 좌우되는 간섭 제한 시스템이다. 다중 접속 간섭에 의한 CDMA 시스템의 성능 열화는 다중 경로 페이딩, 음영 손실 그리고 원근 문제에 의해 더욱 심화된다<sup>[3]</sup>.

전력 제어는 무선 이동 채널의 고유한 현상인 다중 경로 페이딩, 음영 손실 그리고 원근 문제를 비롯하여 다중 접속 간섭을 최소화하여 시스템의 용량을 최대화하기 위한 링크 적응화 기술로 순방향과 역방향 링크에서 링크 품질을 정해진 수준 이상으로 유지하면서 전송 전력을 제한하는 데에 그 목적이 있다. 일반적으로 음영 손실 및 원근 문제 등과 같은 long-term 페이딩은 저속 전력 제어에 의해 충분히 조절이 가능하다. 그러나 다중 경로 페이딩에 의한 순간 전력 변화가 여전히 문제로 남게 된다<sup>[3]</sup>.

다중 경로 페이딩에 의한 성능 열화를 줄이기 위한 방법으로는 여러 가지 방법이 존재한다. 첫 번째 방법은 분해 가능한 다중 경로 신호의 채널을 추정하여 보상한 후 동기 결합 또는 레이크 결합하여 다중 경로 페이딩의 영향을 줄이는 것이다. 또한 채널 코딩과 인터리빙이 다중 경로 페이딩의 영향을 감소시킬 수 있다. 이때 페이딩은 고속일수록 성능 개선의 여지가 크며 인터리빙 크기는 페이딩에 의한 연접 오류를 랜덤 오류로 만들 수 있을 만큼 충분히 커야 한다. 그러나 레이크 결합, 채널 코딩 그리고 인터리빙을 결합하여 사용하여도 완벽히 다중 경로 페이딩의 영향을 제거할 수는 없다. 그러므로 고속 전력 제어가 필요하다<sup>[3]</sup>.

역방향 링크에서 고속 페루프 전력 제어를 수행하기

위해서는 수신 신호 강도가 측정되어야 하는데 대표적으로 두 가지 방법이 있다. 수신 신호의 평균 전력을 이용하는 방법과 평균 SIR을 이용하는 방법으로 후자의 방식이 더욱 우수한 방식이라는 것은 널리 알려진 사실이다. 첫 번째 방식은 간섭 전력이 작을 경우와 클 경우를 구분하지 못하기 때문에 정확한 전력 제어를 기대하기 어려우며 BER(비트 오류 확률)이 성능 평가의 지표로 사용될 수 없다는 단점을 가지고 있는 반면에 두 번째 방식은 신호 전력과 타 사용자에 의한 간섭 전력을 모두 제한할 수 있다.

SIR 기반 고속 페루프 전력 제어에서 가장 중요한 요소 기술은 SIR을 측정하는 방식이다. WCDMA 시스템에서 고속 전력 제어는 DPCCH(Dedicated Physical Control Channel)를 이용해 수행된다<sup>[6]</sup>. WCDMA 시스템에서 DPCCH를 이용해 SIR을 측정하는 기술이 문헌 [1]-[3]에 제시되어 있다. 본 논문에서는 위 문헌에서 제시하는 SIR 측정 알고리즘 보다 더욱 정확하게 SIR을 측정하여 고속 페루프 전력 제어 환경에서 더욱 우수한 성능을 발휘하는 SIR 측정 알고리즘을 제시하였다. 제안하는 알고리즘의 특징은 간섭 전력 측정 이전에 미사용 OVFS 부호를 사용하여 정확히 간섭 신호를 추출한다는 점이다.

본 논문에서는 제안한 미사용 OVFS 부호를 이용한 SIR 측정 방식과 문헌 [1]에서 제시하는 SIR 측정 방식을 페루프 고속 전력 제어에 적용하여 성능 비교를 수행하였다. 동기 복조를 위한 채널 추정 필터로는 문헌 [2]에서 제시하는  $K=2$ 인 WMSA 필터를 공통적으로 적용하여 비교의 공정성을 도모하였다. 모의 실험 결과를 통해 제안한 SIR 측정 방식이 평균 BER  $10^{-3}$  관점에서 더욱 낮은 수신  $E_b/I_0$ 를 갖는다는 것을 알 수 있으며 다중 경로 수가 증가할수록 그리고 페이딩 속도가 더 빨라질수록 그 차이는 더욱 커진다는 것을 제시하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 본 논문에서 적용한 송수신단 모델 및 제안하는 SIR 측정 방식에 대해 설명하였다. III장에서는 제안하는 SIR 측정 방식을 수학적으로 분석하였다. IV장에서는 기존의 SIR 측정 방식과 제안하는 SIR 측정 방식을 적용한 고속 페루프 전력 제어의 성능 결과를 제시하여 비교하였다. 마지막으로 V장에서 제안하는 알고리즘에 대한 결론을 다루었다.

II. 송수신단 모델

본 논문에서 적용한 송수신단 구조가 <그림 1>에 제시되어 있다. 제시한 송수신단 구조는 문헌 [6]을 기반으로 도시한 것이다. 단말기 송신단의 정보 신호는 길쌈 부호기에 의한 채널 코딩, 블록 인터리빙 그리고 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 데이터 변조된다고 가정하였다. 이와 같은 절차에 의해 생성된 DPDCH 신호는 DPCCH 신호와 OVSF 코드에 의해 코드 다중화 또는 채널 다중화된다. 채널 구분용 코드 즉 OVSF 코드의 속도가 3.84Mcps이기 때문에 WCDMA에서는 OVSF 코드가 확산 코드가 된다. 코드 다중화된 신호는 스크램블링 코드에 의해 스크램블링된다. 마지막으로 스크램블링된 신호는 기지국으로부터 수신된 전송 전력 제어 명령 비트에 의해 송신 전력이 조절된다.

기지국 수신기에서 탐색자(searcher)에 의해 탐색된  $L$  개의 다중 경로 신호는 상관기 블록에서 디스크램블링 및 역확산된다. 본 논문에서는 탐색자가 다중 경로 신호를 완벽히 탐색한다고 가정하였다. 역확산된 신호는 채널 추정 필터로 입력된다. 본 논문에서는 동기 복조를 위한 채널 추정 필터로  $K=2$ 인 WMSA 필터를 고려하였다. WMSA 필터는 슬롯 단위로 주기적으로 전송되는 파일럿 비트를 이용해 채널을 추정한다. 채널 추정 필터 출력과 곱해진 각 다중 경로의 DPDCH 신호는 레이크

결합된다. 레이크 결합 출력 신호는 디인터리버 및 연판정 과정을 거친 후 비터비 디코더에 입력된 후 원래의 정보 신호로 복원된다.

III. 신호 대 잡음 전력비 분석

1. 수신 신호

다중 경로 채널은 분해 가능한  $L$ 개의 전파 경로로 구성되어 있으며 각 경로의 시간 지연은 칩 주기  $T_c$ 의 배수라고 가정한다. 수신 신호  $r(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} r_l(t) \tag{1}$$

$$= \sqrt{E_c} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(t) d(t-\tau_l) b(t-\tau_l) + w(t)$$

여기에서  $E_c$ 는 칩 에너지를 의미한다.  $w(t)$ 는 전력 밀도가  $I_0$ 인 복소 AWGN(Additive White Gaussian Noise)과 간섭 신호의 합이다.  $\xi_l(t)$  및  $\tau_l$ 은  $l$ -번째 경로의 복소 채널 이득 및 시간 지연을 나타낸다.

$E\left[\sum_{l=0}^{L-1} \xi_l^2(t)\right] = 1$ 이라고 가정한다. 여기에서  $E[\cdot]$ 는 앙상블 평균을 의미한다.  $d(t)$ 는 채널 구분용 코드에 의해 확산된 신호 파형으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$d(t) = \beta_d d^d(t) c^d(t) + j\beta_c d^q(t) c^q(t) \tag{2}$$

여기에서  $\beta_d$ 와  $\beta_c$ 는 각각 DPDCH(Dedicated Physical Data Channel)와 DPCCH의 이득 인자를 의미한다<sup>[6]</sup>.  $d^d(t)$ 와  $d^q(t)$ 는 각각 상향 링크 DPDCH와 DPCCH 신호 파형으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$d^d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d^d(k) u(t/T_{DCH} - k) \tag{3}$$

$$d^q(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d^q(k) u(t/T_{CCH} - k) \tag{4}$$

여기에서  $T_{DCH}$ 와  $T_{CCH}$ 는 각각 DPDCH 및 DPCCH 채널의 심볼 주기를 나타낸다.  $|d^d(k)|=1$ 이고  $|d^q(k)|=1$ 이다.  $u(t)$ 는 단위 함수로  $0 \leq t < 1$  구간에서는 1 그렇지 않은 경우에는 0이다.

식 (2)에서  $c^d(t)$ 와  $c^q(t)$ 는 각각 DPDCH 및 DPCCH의 채널 구분용 코드의 파형을 나타내며 다음과

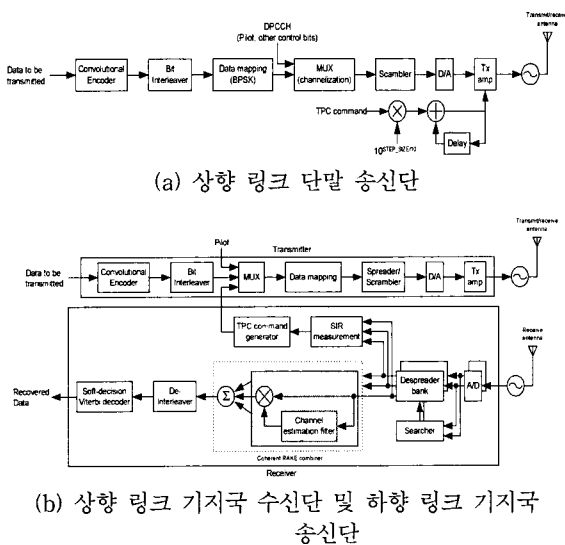


그림 1. 상향 링크 송신단 및 수신단 구조  
Fig. 1. Uplink transmitter and receiver structure.

같이 표현할 수 있다.

$$c^I(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{k \bmod (SF_{DCH}/4)}^I(k) u(t/T_c - k) \quad (5)$$

$$c^Q(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{k \bmod SF_{CCH}}^Q(k) u(t/T_c - k) \quad (6)$$

여기에서  $SF_{DCH}(=T_{DCH}/T_c)$  및  $SF_{CCH}(=T_{CCH}/T_c)$  는 각각 DPDCH 및 DPCCH의 확산 인자를 나타낸다.  $c_{k \bmod (SF_{DCH}/4)}^I(k)$ 는 주기가 DPDCH 확산 인자의 1/4인 확산 시퀀스,  $c_{k \bmod SF_{CCH}}^Q(k)$ 는 주기가 DPCCH 채널의 확산 인자인 확산 시퀀스를 의미한다.

$p(t) = p^I(t) + jp^Q(t)$ 는 복소 스크램블링 코드의 표현으로 각각 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p^I(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_{k \bmod N}^I(k) u(t/T_c - k) \quad (7)$$

$$p^Q(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_{k \bmod N}^Q(k) u(t/T_c - k) \quad (8)$$

여기에서  $N$ 은 스크램블링 코드의 주기로 문헌 [6]에 제시된 38400 칩에 해당한다.

2. 미사용 OVFS 부호를 이용한 SIR 측정

만약 수신 신호와 수신기에서 발생시킨 스크램블링 코드간의 동기가 완벽하다고 가정하면 수신기에서 발생시킨 스크램블링 코드  $p^*(t)$ 에 의해 디스크램블링된  $l$ -번째 경로 신호  $\hat{r}_l(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{r}_l(t) &= r_l(t) \times p^*(t - \tau) \\ &= 2\sqrt{E_c} \xi_l(t) d(t - \tau_l) + \hat{w}_l(t) \end{aligned} \quad (9)$$

2.1 미사용 OVFS 부호

WCDMA 시스템에서는 채널을 구분하는 부호로 OVFS 부호가 있다. OVFS 부호는 수정된 Hadamard 변환에 의하여 생성된다. 본 논문에서는 이러한 OVFS 부호 중에서 사용되지 않는 것들을 SIR 측정에 이용하였다. 다시 말해서, WCDMA 시스템에서 채널을 구분하는데 사용하는 OVFS 부호들 중에서 어떠한 물리 채널에도 할당되지 않는 부호를 이용하여 SIR을 측정하는 방법을 제안하였다. OVFS 부호는 동일 계층의 부호는 직교성을 가지며 모부호가 아닌 서로 다른 계층의 두 부호도 직교성을 가진다. 이 직교성을 이용하여 사용되지 않는 OVFS 부호로 간접 전력을 추출할 수 있다.

<그림 2>는 문헌 [6]을 기반으로 하여 사용되지 않는

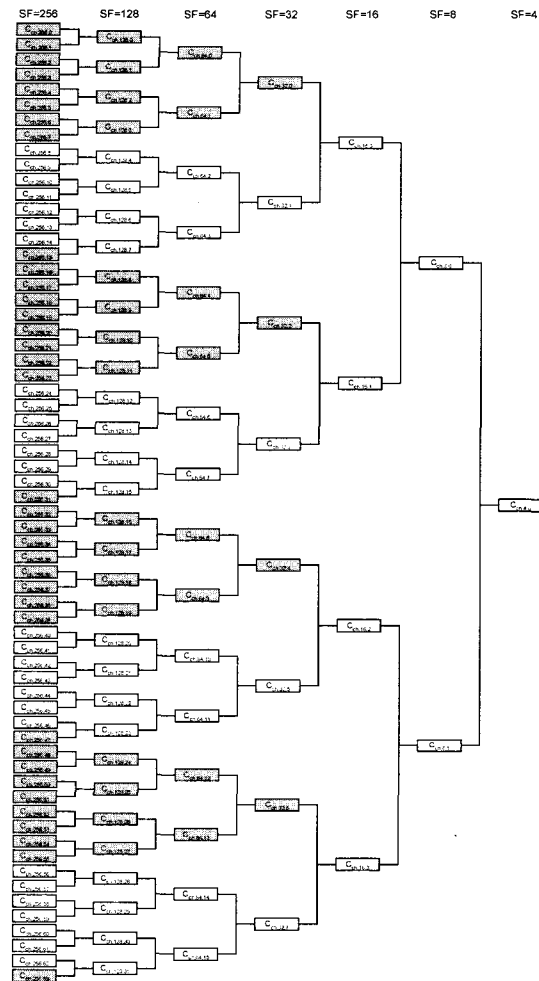


그림 2. 미사용 OVFS 부호의 구조  
Fig. 2. The structure of unused OVFS code.

OVFS 부호를 도식한 것이다. 색칠되어 있지 않은 것이 사용되지 않는 OVFS 부호이며 색칠되어 있는 부분은 RACH(Random Access Channel), CPCH(Common Packet Channel) 그리고 상향 링크 DPDCH/DPCCH에서 사용되는 OVFS 부호이다. 길이가 4인 OVFS 부호 중에서  $C_{ch,4,0}$ 를 제외한 나머지 OVFS 부호는 다중 부호를 이용한 고속 데이터 전송에 사용되므로 미사용 OVFS 부호로 사용될 수 없으며 그것의 하위 계층 부호는 모부호와 직교성을 갖지 않으므로 미사용 OVFS 부호로 사용할 수 없다. 그러므로  $C_{ch,4,0}$ 를 비롯하여  $C_{ch,4,0}$ 의 하위 계층 부호만 미사용 OVFS 부호로 사용될 수 있다. 그러나 이중에서도 모부호와의 직교성을 고려할 경우  $C_{ch,64,2}$  및  $C_{ch,64,2}$ 의 하위 계층 부호  $C_{ch,64,6}$  및  $C_{ch,64,6}$ 의 하위 계층 부호  $C_{ch,64,10}$  및

$C_{ch,64,10}$  의 하위 제층 부호 그리고  $C_{ch,64,14}$  및  $C_{ch,64,14}$  의 하위 제층 부호만이 미사용 OVFS 부호로 사용할 수 있다.

2.2 간섭 전력 측정

<그림 3>은 본 논문에서 제안하는 미사용 OVFS 부호를 사용하는 SIR 측정 블록도를 나타낸다. 제안하는 구조의 간섭 계산은 다음과 같은 방식으로 수행된다. 먼저 디스크램블링된 신호는 어떠한 물리 채널에서도 사용되지 않는 OVFS 부호  $c_u$ 가 곱해진 후 미사용 OVFS 부호의 주기동안 누적된다.  $n$ 번째 슬롯의  $m$ 번째 DPCCH 심볼에서  $k$ 번째 출력을 다음과 같이 정의할 수 있다.

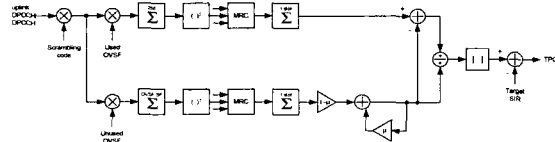


그림 3. 미사용 OVFS 부호를 이용한 SIR 측정 알고리즘  
Fig. 3. SIR measurement algorithm using unused OVFS code.

$$\begin{aligned} \hat{r}_i(k, m, n) &= \int_{kN_u T_c + mT_{CCH} + nT_{slot}}^{(k+1)N_u T_c + mT_{CCH} + nT_{slot}} 2\sqrt{E_c} \xi_i(t) d(t - \tau_i) c_u(t - \tau_i) dt \\ &+ \int_{kN_u T_c + mT_{CCH} + nT_{slot}}^{(k+1)N_u T_c + mT_{CCH} + nT_{slot}} \hat{w}(t) c_u(t - \tau_i) dt \\ &= \hat{w}_i(k, m, n) \end{aligned} \quad (10)$$

여기에서  $N_u$ 는 미사용 OVFS 부호의 주기를 의미한다.

$\hat{w}_i(k, m, n)$ 는  $n$ 번째 슬롯의  $m$ 번째 DPCCH 심볼에서  $k$ 번째 누적 과정에서 출력되는 미사용 OVFS 부호가 곱해진 간섭 및 잡음 성분의 합을 의미한다. 누적 과정에서 디스크램블링된 원하는 사용자 신호는 OVFS 부호의 직교성에 의해 제거가 된다. 그러나 간섭 신호는 디스크램블링 과정에서 디스크램블링되지 않았기 때문에 미사용 OVFS 부호를 곱한 후 누적해도 제거가 되지 않는다.

신호를 제공한 간섭 전력은 다음과 같다.

$$\hat{w}_i^2(k, m, n) = 4N_u T_c I_0 + j2\hat{w}_i^I(k, m, n)\hat{w}_i^Q(k, m, n) \quad (11)$$

제공된 각 경로의 간섭 전력은 최대 이득 결합되며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{w}^2(k, m, n) &= \sum_{l=0}^{L-1} \hat{w}_l^2(k, m, n) \\ &= 4LN_u T_c I_0 + j2\hat{w}^I(k, m, n)\hat{w}^Q(k, m, n) \end{aligned} \quad (12)$$

최대 이득 결합된 간섭 전력을 WCDMA 시스템의 전력 제어 주기인 한 슬롯 구간동안 누적하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{I}(n) &= \int_{nT_{slot}}^{(n+1)T_{slot}} \hat{w}^2(k, m, n) dt \\ &= 4LT_{slot}I_0 + j\int_{nT_{slot}}^{(n+1)T_{slot}} 2\hat{w}^I(k, m, n)\hat{w}^Q(k, m, n) dt \\ &= 4LT_{slot}I_0 + j\int_{nT_{slot}}^{(n+1)T_{slot}} 2\hat{w}^I(k, m, n)\hat{w}^Q(k, m, n) dt \end{aligned} \quad (13)$$

여기에서  $N_s = T_{slot}/(N_u T_c)$ 로 슬롯당 미사용 OVFS 부호의 반복 횟수를 의미하며  $T_{slot}$ 은 슬롯 주기를 의미한다. 위 식에서 첫 번째 항  $4LT_{slot}I_0$ 은 순수한 간섭 전력에 해당하며 두 번째 항은 간섭 성분간의 곱에 의해 발생하는 성분이다. 간섭 성분간의 곱에 의해 발생하는 성분을 제거하기 위해 장시간 누적하여 앙상블 평균을 취하면 더욱 정확한 간섭 전력을 계산할 수 있다. 그러므로, 본 논문에서는 망각 계수가  $\mu (< 1)$ 인 1차 IIR(Infinite Impulse Response) 필터를 적용하여 간섭 전력의 앙상블 평균을 구하였다.

$n$ 번째 슬롯의 평균 간섭 전력  $\bar{I}(n)$ 은 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\bar{I}(n) = \mu\bar{I}(n-1) + (1-\mu)\tilde{I}(n) \quad (14)$$

2.3 신호 전력 측정

디스크램블링된 신호는 DPCCH 채널의 채널 구분용 OVFS 부호의 주기동안 누적된다. 누적 과정에서 원하는 사용자 신호의 DPCCH 성분은 OVFS 부호의 직교성에 의해 제거된다.  $n$ 번째 슬롯의  $m$ 번째 심볼 구간 동안 누적된  $l$ 번째 경로 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{r}_l(m, n) &= \int_{mT_{CCH} + nT_{slot}}^{(m+1)T_{CCH} + nT_{slot}} 2\sqrt{E_c} \xi_l(t) d(t - \tau) + \hat{w}(t) dt \\ &= j2\sqrt{E_c} T_{CCH} \xi_l(m, n) d^Q(m, n) + \hat{w}_l(m, n) \end{aligned} \quad (15)$$

원하는 사용자 신호를 제공하면  $l$ 번째 경로로 수신

된 신호 전력  $S_i(m, n)$ 은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 S_i(m, n) &= \hat{r}_i^2(m, n) \\
 &= 4E_c T_{CCH}^2 |\xi_i(m, n)|^2 + 4T_{CCH} I_0 \\
 &\quad + j2\sqrt{E_c} T_{CCH} d^Q \xi_i(m, n) \hat{w}_i(m, n) \\
 &\quad + j2\hat{w}_i^j(m, n) \hat{w}_i^Q(m, n)
 \end{aligned} \tag{16}$$

위 식에서 첫 번째항은 순수한 신호 전력, 두 번째 항은 순수한 간섭 전력, 세 번째 항은 원하는 사용자 신호와 간섭 신호와의 교차 상관 신호 그리고 마지막 항은 간섭 신호간의 교차 상관 신호이다.

각 경로의 신호 전력이 최대 이득 결합된 심볼 단위 신호 전력  $S(m, n)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 S(m, n) &= \sum_{l=0}^{L-1} S_l(m, n) \\
 &= 4E_b T_{CCH} + 4LT_{CCH} I_0 + \hat{w}(m, n)
 \end{aligned} \tag{17}$$

여기에서  $E_b = E_c T_{CCH}$ 이다.  $\hat{w}(m, n)$ 은 식 (16)에서 세 번째 항과 네 번째 항의 합 신호가 최대 이득 결합된 신호를 의미한다.

최대 이득 결합 후 한 슬롯 주기 동안 누적된 신호 전력  $S(n)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 S(n) &= \int_{nT_{slot}}^{(n+1)T_{slot}} S(m, n) dt \\
 &= 4E_b T_{slot} + 4LT_{slot} I_0 + \hat{w}(n)
 \end{aligned} \tag{18}$$

여기에서  $\hat{w}(n)$ 은  $\hat{w}(m, n)$ 이 한 슬롯 구간동안 누적된 신호를 의미한다.

식 (18)의 신호 전력에서 식 (14)의 간섭 전력을 감하면 더욱 정확한 평균 신호 전력  $\bar{S}(n)$ 을 얻을 수 있다.

$$\bar{S}(n) = S(n) - I(n) \tag{19}$$

#### 2.4 신호 전력 대 간섭 전력비 측정

$n$ 번째 슬롯에서 측정된 SIR  $\lambda(n)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \lambda(n) &= \frac{\bar{S}(n)}{I(n)} \times L \\
 &= \left( \frac{E_b}{I_0} \right)_{DPCCH} + w(n)
 \end{aligned} \tag{20}$$

여기에서  $w(n)$ 은 원하는 사용자 신호와 간섭 신호 그

리고 간섭과 간섭 신호간의 교차 상관으로 발생하는 슬롯 단위 신호이다. 만약 이러한 교차 상관항이 존재하지 않는다면 제안한 알고리즘은 SIR을 정확히 측정할 수 있다.

WCDMA에서 SIR은 DPCCH를 이용해 측정되므로  $\lambda(n)$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\lambda(n) = \beta_c^2 \times SF_{CCH} \times \frac{E_c}{I_0} \tag{21}$$

만약 제안하는 SIR 측정 방식을 이용한 페루프 전력 제어 성능을 DPDCH의 관점에서 관찰하고자 한다면  $\lambda(n)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\left( \frac{E_b}{I_0} \right)_{DPDCH} = \lambda(n) \cdot \frac{\beta_d^2 + \beta_c^2}{\beta_c^2} \cdot \frac{SF_{DCH}}{SF_{CCH}} \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{M} \tag{22}$$

여기에서  $(E_b/I_0)_{DPDCH}$ 는 DPDCH 신호의  $E_b/I_0$ 를 의미한다.  $R$ 은 채널 코딩을 그리고  $M$ 은 심볼당 비트수를 의미한다.

#### IV. 모의 실험 결과

본 장에서는 제안하는 미사용 OVSF 부호를 이용한 SIR 측정 알고리즘을 적용하여 WCDMA 역방향에서 페루프 고속 전력 제어 성능을 분석하였다. 비교 대상으로는 NTT DoCoMo에서 제안한 알고리즘 중에서 가장 전송 전력 제어 시간 지연이 적은 문헌 [1]의 SIR 측정 알고리즘을 선택하였다.

본 장의 성능 평가에 사용된 시스템 사양은 3GPP WCDMA 시스템 규격을 따랐다. 칩 속도는 3.84Mcps이며 반송파 주파수는 2GHz를 고려하였다. 적용한

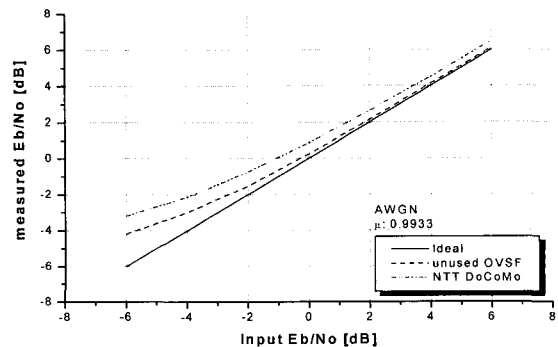
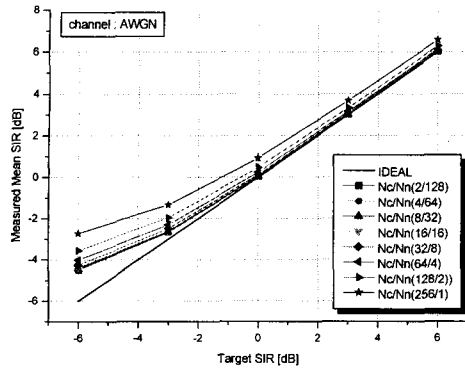
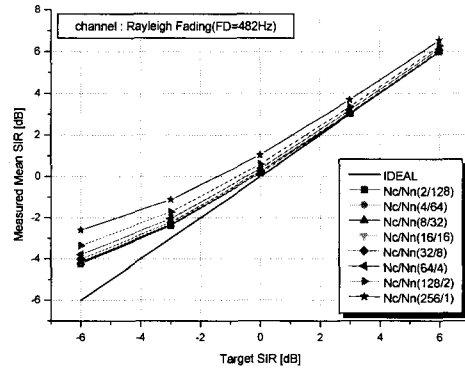


그림 4. SIR 측정 성능

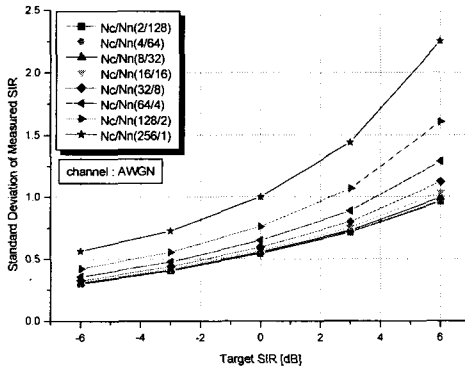
Fig. 4. Performance of SIR measurement.



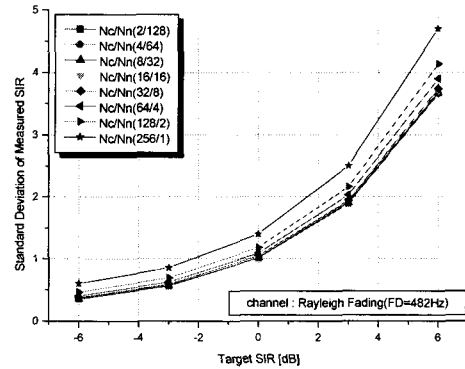
(a) AWGN 채널환경에서 측정된 평균 SIR



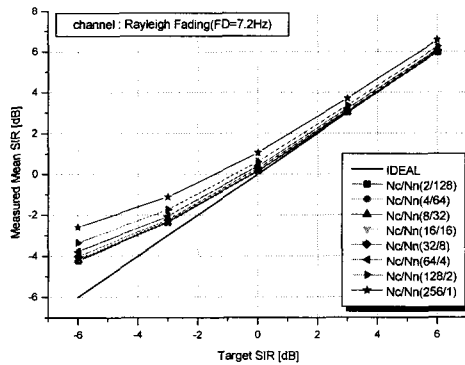
(e) 페이딩 환경에서 측정된 평균 SIR(200km/h)



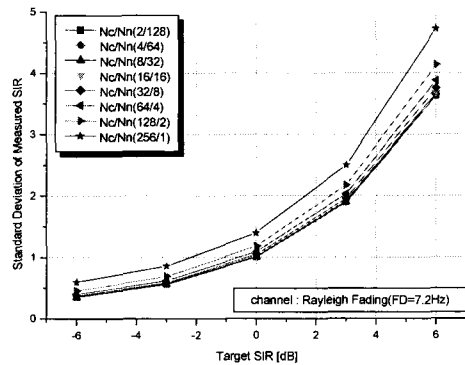
(b) AWGN 채널환경에서 SIR 측정의 표준편차



(f) 페이딩 채널에서 SIR 측정의 표준편차(200km/h)



(c) 페이딩 채널환경에서 측정된 평균 SIR(3km/h)



(d) 페이딩 채널환경에서 SIR 측정의 표준편차(3km/h)

그림 5. 동기 누적과 비동기 누적 변화에 따른 SIR 측정 성능

Fig. 5. SIR measurement performance for the number of coherent and noncoherent integration.

DPCCH 슬롯 포맷 번호는 2번으로 하나의 슬롯은 5개의 파일럿 비트, 2개의 TFCI(Transport Format Combination Indication) 비트, 하나의 FBI(Feedback Information) 비트 그리고 2개의 TPC(Transmit Power Control) 비트로 구성되어 있다. DPDCH 슬롯 포맷 번호는 2번과 4번을 적용하였으며 각각의 확산 인자 SF(Spreading Factor)는 64와 32이다. 칩 동기는 완벽하게 이루어졌다고 가정하였다. 고려한 이동 무선 채널은 다중 경로 레일레이 페이딩 채널이며 최대 도플러 주파수는 저속 페이딩(3km/h)부터 고속 페이딩(200km/h)까지 적용하였다. 코딩율  $R=1/3$  그리고 구속장  $K=9$ 인 길쌈 부호기/비터비 복호기를 고려하였으며 블록 인터리빙을 수행하였다. 비터비 복호기에 입력되는 신호는 3비트 연관된 신호이다. 개루프 전력 제어는 완벽하다고 가정하였다. 또한 규격에서 제시하는 방식대로 슬롯당 1번의 SIR을 측정하여 1.5kbps의 페루프 전력 제어를 수행하였다.

<그림 4>는 기존의 SIR 측정 알고리즘과 미사용 OVSF 이용한 SIR 측정 알고리즘의 SIR 측정 성능을 AWGN 환경에서 비교한 것이다. 망각 계수  $\mu = 0.9933$  을 적용하였다. 적용한 미사용 OVSF 부호는  $C_{ch,64,6}$  이다. 그림에서 제안하는 구조는 0dB 이상에서 입력  $E_b/I_0$  와 거의 동일한  $E_b/I_0$  가 측정되는 것을 알 수 있으며 0dB 미만의 낮은  $E_b/I_0$  에서도 기존의 SIR 측정 알고리즘보다 더욱 작은 추정 오차를 갖는 것을 알 수 있다.

<그림 5>는 제안하는 SIR 추정 알고리즘의 간섭 전력 측정 부분에서 슬롯 단위 동기 누적 횟수  $N_c$  와 비동기 누적 횟수  $N_n$  의 변화에 따른 SIR 측정 성능을 비교한 결과이다. <그림 5(a), (c), (e)>는 각각 AWGN, 저속 페이딩(3km/h)과 고속 페이딩(200km/h)에서 측정된 평균 SIR을 나타내고 <그림 5(b), (d), (f)>는 표준 편차를 나타낸다. 간섭 전력의 동기 누적을 작게할수록 측정된 평균 SIR은 이상적인 결과에 근접하고 표준 편차도 작게 된다.

<그림 6>부터 <그림 7>에 적용된 조건은 다음과 같다. 39.2kbps의 데이터가 역방향 링크에서 전송된다고 가정하였다. 프레임당 정보 비트는 392비트이다. 정보 비트는 8개의 테일 비트와 더해진 후 부호율  $R = 1/3$ , 구속장  $K = 9$  인 길쌈 부호기에 의해 부호화된다. 부호화된 1200 채널 비트는  $75 \times 16$  블록 인터리버에 의해 인터리빙된다. 인터리빙된 데이터는 BPSK 시퀀스로 변조된다. 마지막으로 스크램블링된 신호는 기지국으로부

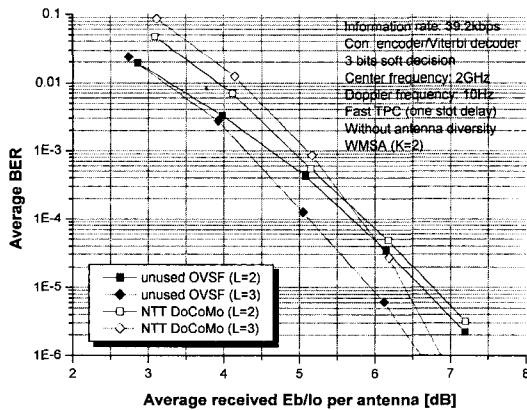


그림 6. 평균  $E_b/I_0$  에 따른 평균 BER(도플러 주파수 = 10Hz)

Fig. 6. Average BER vs. average received  $E_b/I_0$  ( $f_D = 10\text{Hz}$ )

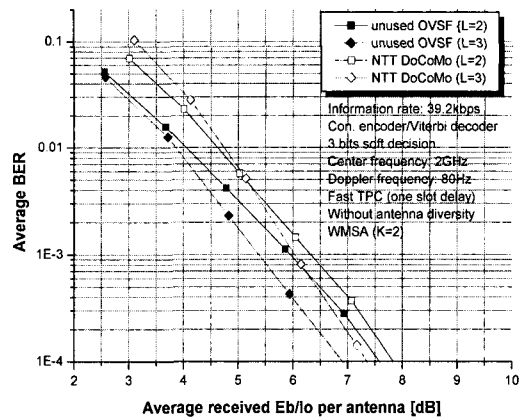


그림 7. 평균  $E_b/I_0$  에 따른 평균 BER(도플러 주파수 = 80Hz)

Fig. 7. Average BER vs. average received  $E_b/I_0$  ( $f_D = 80\text{Hz}$ )

터 수신된 전력 제어 명령에 따라 전력이 제어된다. 기지국에 수신된 신호는 수신단 정합 필터에 의해 역확산된다. 역확산된 신호는  $K = 2$  인 WMSA 채널 추정 필터에서 추정된 채널 이득의 공액 복소수와 곱해져 채널 보상된다. 동기 레이크 결합기 출력은 다인터리빙 및 연판정 비터비 복호화된다.

<그림 6>과 <그림 7>은 WCDMA 역방향 링크 고속 페루프 전력 제어 수행시 안테나당 수신된  $E_b/I_0$  대비 평균 BER(Bit Error Ratio) 성능을 평가한 것이다. 적용한 SIR 측정 알고리즘은 NTT DoCoMo에서 제안한 SIR 측정 방식 및 제안하는 미사용 OVSF 부호를 이용한 SIR 측정 방식을 적용하였다. 적용한 도플러 주파수  $f_D$  는 각각 10Hz, 80Hz이다. 다중 경로 수  $L$  은 2와 3을 적용하였다. NTT DoCoMo에서 제안한 SIR 측정 방식을 이용하여 SIR을 측정하는 경우에 발생하는 추정 오차를 수신  $E_b/I_0$  계산시 감안하여 주었다. 그림을 통해 제안하는 SIR 측정 방식을 적용하여 페루프 전력 제어를 수행할 경우 기존의 알고리즘에 비해 더욱 우수한 BER 성능을 갖는 것을 알 수 있다.

<그림 8>은 도플러 주파수 대비 BER  $10^{-3}$  을 기준으로 안테나당 요구되는 평균  $E_b/I_0$  을 도시한 것이다. 적용한 도플러 주파수는 10, 30, 80 그리고 120Hz이다. 다중 경로 수  $L$  은 1부터 4까지를 적용하였다. 기존의 알고리즘 및 제안하는 SIR 측정 알고리즘 모두 페이딩 속도가 증가할수록 수신  $E_b/I_0$  가 증가하는 것을 알 수 있으며 도플러 주파수가 80Hz 이상인 경우에는 수신



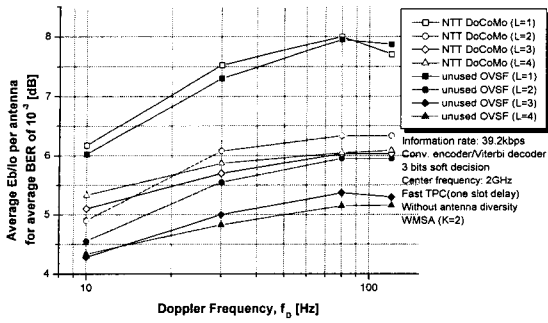


그림 8. 평균 BER  $10^{-3}$ 에서 도플러 주파수 대비 안테나당 요구되는 평균  $E_b/I_0$

Fig. 8. Required average  $E_b/I_0$  per antenna at average BER  $10^{-3}$  as a function of  $f_D$ .

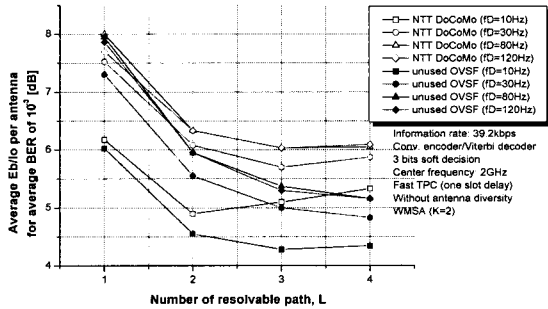


그림 9. 평균 BER  $10^{-3}$ 에서 다중경로수 대비 안테나당 요구되는 평균  $E_b/I_0$

Fig. 9. Required average  $E_b/I_0$  per antenna at average BER  $10^{-3}$  as a function of  $L$ .

$E_b/I_0$ 의 변화가 없는 것을 알 수 있다. 즉 도플러 주파수가 80Hz이상인 경우에는 전력 제어에 의한 성능 개선이 거의 없다는 것을 알 수 있다.

<그림 9>는 평균 BER  $10^{-3}$ 을 기준에서 다중 경로수 대비 안테나당 요구되는 평균  $E_b/I_0$ 을 도시한 것이다. 제안하는 SIR 추정 알고리즘을 적용하여 페루프 전력 제어를 수행한 경우 다중 경로수  $L$ 이 증가할수록 수신  $E_b/I_0$ 가 낮아진다. 그러나 기존의 알고리즘은 다중 경로수  $L$ 이 3과 4인 경우 다중 경로수  $L$ 이 2인 경우에 비해 수신  $E_b/I_0$ 가 더욱 높아지는 것을 알 수 있다. 이 결과는 문헌 [1]에서 이미 증명되었다. 다시 말해서, 제안한 알고리즘은 경로 다기화로 인한 성능 개선이 우수한 알고리즘이라는 것을 알 수 있다.

<그림 10>은 BER  $10^{-3}$ 을 기준에서 고속 페루프 전력 제어 수행시 발생하는 전력 제어 지연 시간 대비 안

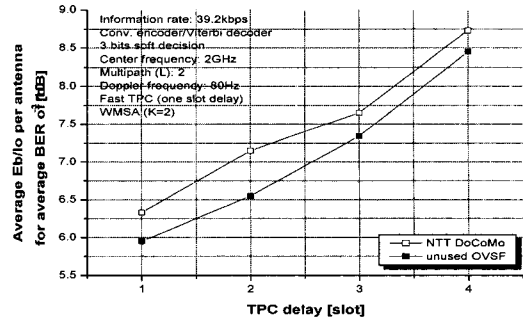


그림 10. 평균 BER  $10^{-3}$ 에서 전력 제어 지연 시간 대비 안테나당 요구되는 평균  $E_b/I_0$

Fig. 10. Required average  $E_b/I_0$  per antenna at average BER  $10^{-3}$  as a function of TPC delay.

테나당 요구되는 평균  $E_b/I_0$ 을 도시한 것이다. 도플러 주파수  $f_D$ 는 80Hz, 다중 경로수  $L$ 은 2를 고려하였다. 전력 제어 지연 시간은 1부터 4슬롯을 적용하였다. 기존의 알고리즘 및 제안하는 알고리즘을 적용한 페루프 전력 제어 성능 평가에서 두 알고리즘 모두 전력 제어 시간이 길어질수록 수신  $E_b/I_0$ 가 급격히 증가하는 것을 알 수 있다. 전력 제어 시간 지연이 수신 시스템의 성능을 크게 열화시키는 요인이라는 것은 이미 예측 가능한 결과이지만 제안하는 SIR 추정 알고리즘을 적용할 경우 기존의 알고리즘보다 전력 제어 시간 지연에 의한 성능 열화를 적다는 것을 알 수 있다.

## V. 결론

간섭에 의해 용량이 좌우되는 CDMA 시스템에서 고속 페루프 전력 제어는 시스템의 용량을 증가시키기 위한 중요한 링크 적응화 기술이다. 수신 신호의 SIR을 시스템이 요구하는 목표 SIR로 근접시켜 가는 Inner Loop 전력 제어에서 SIR 추정 기법은 매우 중요한 기술이다. 본 논문에서는 WCDMA 상향 링크에서 어떠한 물리 채널에도 할당되지 않는 OVSF 부호를 이용하여 간섭 전력을 추출하는 새로운 SIR 추정 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 0dB 이상의  $E_b/I_0$ 에서는 거의 완벽한 SIR 추정 성능을 가지며 0dB 미만에서는  $E_b/I_0$ 가 낮아질수록 추정 오차가 커지지만 기존의 알고리즘보다는 더욱 정확한 SIR 측정이 가능하다. 본 논문에서는 제안한 SIR 추정 알고리즘과 문헌 [1]의 기준

알고리즘을 고속 페루프 전력 제어에 적용하여 BER  $10^{-3}$  기준에서 도플러 주파수, 다중 경로 수 그리고 전력 제어 지연 시간 대비 요구되는 평균 수신  $E_b/I_0$ 를 측정하였다. 제안한 SIR 측정 알고리즘을 적용한 페루프 전력 제어를 수행할 경우 모든 도플러 주파수에서 기존의 알고리즘보다 낮은 수신  $E_b/I_0$ 를 갖는다. 특히, 다중 경로 수  $L$ 이 증가할수록 평균 수신  $E_b/I_0$ 의 차는 더욱 커지며 다중 경로 수  $L$ 이 4인 경우 평균 수신  $E_b/I_0$ 는 기존의 알고리즘을 적용한 페루프 전력 제어보다 최대 0.9dB의 성능 개선 효과를 갖는다는 것을 제시하였다.

참 고 문 헌

[1] K. Higuchi, H. Andoh, K. Okawa, M. Sawahashi, and F. Adachi, Experimental evaluation of combined effect of coherent rake combining and SIR-based fast transmit power control for reverse link of DS-CDMA mobile radio, *IEEE Journal. Selected Areas Commun.*, vol. 18, no. 8, pp. 1526~1535, Aug. 2000.

[2] H. Andoh, M. Sawahashi, and F. Adachi, "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, pp. 1517~1526, Jul. 1998.

[3] S. Seo, T. Dohi, and F. Adachi, SIR-based transmit power control of reverse link for coherent DS-CDMA mobile radio, *IEICE Trans. Commun.*, vol. E81-B, no. 7, pp. 1508~1516, Jul. 1998.

[4] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, "On the capacity of a cellular CDMA," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 40, no. 2, pp. 303~311, May 1991.

[5] M.L. Sim, E. Gunawan, B. H. Soong, and C. B. Soh, Performance study of closed-loop power control algorithms for a cellular CDMA system, *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 48, no. 3, pp. 911~921, May 1999.

[6] 3GPP Technical Specification Group Radio Access Network TS 25-series.

저 자 소 개



李 映 鏞(正會員)

1998년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업. 2000년 2월 : 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 석사. 2003년 2월 : 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 박사. 2003년 3월~현재 : 삼성전자 TN총괄 통신연구소 모뎀연구팀 선임연구원. <주관심분야 : MODEM 동기화 기술, 이동통신, 무선통신>



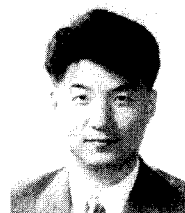
安 宰 民(正會員)

1987년 : 서울대학교 전자공학과 졸업(학사). 1989년 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1994년 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(박사). 1994년~1999년 : 삼성전자 선임연구원. 1999년~현재 : 충남대학교 전기정보통신공학부 조교수. <주관심분야 : 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio Resource management>



朴 壽 珍(正會員)

1997년 2월 : 성균관대학교 전자공학과 졸업. 2002년 8월 : 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 석사. 2002년 9월~현재 : 삼성전자 TN총괄 통신연구소 모뎀연구팀 연구원. <주관심분야 : MODEM 동기화 기술, 이동통신, 무선통신>



任 敏 中(正會員)

1987년 : 서울대학교 전자공학과 학사. 1990년 : University of Wisconsin-Madison, ECE 석사. 1993년 : University of Wisconsin-Madison, ECE 박사. 현재 : 동국대학교 정보통신공학과 교수. <주관심분야 : 이동통신(IMT-2000, 4세대 이동통신), 통신 VLSI, 통신 소프트웨어>



鄭成鉉(正會員)

1988년 2월 : 한양대학교 전자공학과 졸업. 1988년 2월~2000년 4월~삼성전자 정보통신연구소 연구원 (cdma2000 모델개발). 2000년 5월~현재 : (주)에이로직스 수석연구원. <주관심분야: 무선 모뎀 개발,

SOC>



최형진(正會員)

1974년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업. 1976년 2월 : 한국과학기술원 전기전자공학과 석사. 1976년 3월~1979년 7월 : (주) 금성사 중앙연구소 연구원. 1979년 9월~1982년 12월 : 미국 University of Southern California 전기공학과(공학박사). 1982년 10월~1989년 2월 : 미국 Lincom Corp. 연구원. 1989년 3월~현재 : 성균관대학교 정보통신공학부 정교수. <주관심분야: 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술>