

論文2002-39TC-1-2

IMT-2000 외부회로 전력제어의 최적변수 및 성능 분석

(Optimum Parameter and Performance Analysis of Outer-Loop Power Control in IMT-2000)

李在晟*, 張映民**, 全琪準*

(Jea Sung Lee, Yeong Min Jang, and Gi Joon Jeon)

요 약

이 논문에서는 동기식 IMT-2000에서 사용되는 외부회로 전력제어를 위한 최적의 E_b/I_{oT} (목표로 하는 비트당 에너지 대 간섭의 스펙트럼 밀도의 비) 증감크기(step size)를 구한다. 외부회로 전력제어의 성능은 채널환경에 따른 고정된 E_b/I_{oT} 증감크기에 많은 영향을 받는다. 기존의 방법은 실제 기지국에서 전문가적 경험을 바탕으로 결정되어 정확성이 떨어지며, 이론적으로 그 성능 또한 명확히 증명되지 못하였다. 이 논문에서는 이산시간 마코프 체인(discrete-time Markov chain)을 이용하여 E_b/I_{oT} 증감크기를 구하고 이를 이용한 시스템이 최적의 사용자 용량과 원하는 통화품질을 만족시켜줌을 보인다.

Abstract

This paper gives an optimal step size of E_b/I_{oT} for outer-loop power control(OLPC) in IMT-2000 system. The performance of outer-loop power control is affected greatly by the fixed step size according to the channel environments. Conventional methods are inaccurate because they are decided by expert's experiences and the performance is not proved theoretically. In this paper, we show that IMT-2000 system maintains optimal capacity and QoS by the step size of E_b/I_{oT} obtained from the discrete-time Markov chain model.

I. 서 론

최근 이동통신분야가 개인휴대통신으로 인해 비약적인 발전을 거듭하고 있다. 앞으로 서비스하게 될 IMT-

2000은 1885 MHz에서 2025 MHz와 2110 MHz에서 2200 MHz까지의 주파수 대역에서 지역별 통신장비를 하나로 통일하여 고품질의 통신을 하기 위한 방식이다^[1]. 이러한 이동통신시스템을 구현함에 있어서 안정적이고 효율적인 빠른 전력제어(power control)는 아주 중요한 부분이다. 전력제어는 크게 두 부분으로 나누어지며 첫째는 개방회로 전력제어(open-loop power control)이고, 둘째는 폐쇄회로 전력제어(closed-loop power control)이다.

* 正會員, 慶北大學校 電子電氣컴퓨터學部
(School of Electrical Eng. and computer science
Kyungpook National University)

** 正會員, 德成女子大學校 컴퓨터科學部
(School of Computer Science Duksung Women's
University)

接受日字:2001年7月25日, 수정완료일:2001年12月3日

IMT-2000에서 보다 높은 QoS(Quality of Service)를 제공하기 위해 고속 폐쇄회로 전력제어가 필요하다. 폐쇄회로 전력제어는 다시 두 부분 즉, 내부회로 전력제

어(inner-loop power control)와 외부회로 전력제어(outer-loop power control)로 구성된다. 내부회로 전력제어는 E_b/I_{oT} 와 추정된 수신 수식 E_b/I_o 를 비교하여 기지국에서 이동국의 수신수식 E_b/I_o 가 원하는 값에 도달할 수 있도록 증가, 감소의 전송 전력 제어 명령(transmit power control command)을 보낸다^[2]. 반면에 외부회로 전력제어는 일반적으로 각각의 무선 링크의 필요성과 FER(frame error rate)로 정의되어 있는 일정한 통화품질을 유지할 목적으로 기지국에서 수식 E_b/I_{oT} 를 조정하게 된다. 기지국에서 전송 목적에 따라 미리 정해진 원하는 FER을 유지하기 위해 적응적으로 수식 E_b/I_{oT} 를 제어하는 외부회로 전력제어 알고리즘들이 여러 논문에서 논의되었다. Sampath 등^[3]은 불완전한 폐쇄회로 전력제어에 의해 야기된 기지국에서의 수신 SIR의 서로 다른 분산 값에서 수식 E_b/I_{oT} 증감 크기의 함수로써 목표 SIR의 평균, 분산과 같은 알고리즘의 감도를 분석하였다. 그러나 채널환경의 변화에 대한 고려는 없었다. 원 등^[4]은 채널 환경변화에 따른 다양한 수식 E_b/I_{oT} 증감크기를 가지고서 외부회로 전력제어의 성능을 분석하는 알고리즘을 제시하였다. 그러나 모두 IS-95 환경하에서 이루어진 해석 및 모의실험 결과이다. 또한 시스템 용량에 대한 구체적인 분석은 없었다. Niida 등^[5]은 외부회로 전력제어의 변수를 수식을 통해 디자인하는 방법을 제시하고, 실험실과 필드시험의 결과로부터 성능을 측정하였다. 그러나 그 결과들은 실제 제시한 수식과는 동떨어진 결과를 보였다.

이 논문에서는 동기식 IMT-2000 환경에서의 외부회로 전력제어를 위한 최적의 수식 E_b/I_{oT} 증감크기를 수학적 모델링을 통해 구하였다. 수학적 모델은 이산시간 마코프 체인을 이용하고, 이동국의 속도변화 확률과 시스템의 FER이 서로 독립임을 가정하여 구하였다. 이 모델로부터 수식 E_b/I_{oT} 증감크기에 따른 평균 FER과 평균 SIR을 구할 수 있으며 이를 통해 최적의 수식 E_b/I_{oT} 증감크기를 선택하였다. 이 모델에서 얻어진 수식 E_b/I_{oT} 증감크기는 이동국의 속도를 고려하므로 속도를 고정시켜 구한 이전의 수식 E_b/I_{oT} 증감크기에 비해 신뢰성을 가질 수 있다. 수학적 모델링을 통해 구한 최적의 E_b/I_{oT} 증감크기를 외부회로 전력제어에 적용하였을 때 시스템 통화품질의 안정과 함께 용량분석을 통해 최적의 사용자 용량을 확인하였다.

II. 외부회로 전력제어

폐쇄회로 전력제어의 한 부분인 외부회로 전력제어는 일반적으로 BSC에서 무선 링크의 필요성과 FER로 정의되어 있는 일정한 통화품질을 유지할 목적으로 목표 SIR을 조정하게 된다. 외부회로 전력제어로 다양한 알고리즘이 존재하지만 이 논문은 다음과 같은 방법을 사용한다^[3].

i) CRC (cyclic redundancy check) 조사 결과로 현재(k th)의 프레임의 품질 판단

ii) 만약 프레임 에러 발생시,

$$E_b/I_{oT}(k+1) = E_b/I_{oT}(k) + K\Delta \quad (1)$$

iii) 프레임 에러가 없을 때,

$$E_b/I_{oT}(k+1) = E_b/I_{oT}(k) - \Delta \quad (2)$$

여기서 $E_b/I_{oT}(k)$ 는 (k)번째 목표로 하는 비트당 에너지 대 간섭의 스펙트럼 밀도의 비이고 $E_b/I_o = \zeta SIR$ 을 만족한다. 여기에서 ζ 는 상수이다. Δ 는 E_b/I_{oT} 증감 크기고 K 는 1보다 크거나 같은 정수이다. 그림 1은 채널 환경의 변화가 없을 때 FER = 0.01을 만족하기 위한 외부회로 전력제어의 E_b/I_{oT} 증감을 그림으로 나타낸 것이다. 만약 무선 전파 환경이 많이 변화하지 않고 ($k-1$)번째 프레임에서 에러가 발생할 경우 다음 K 개의 에러가 없는 프레임을 얻기 위해 (k)번째 프레임에서 E_b/I_{oT} 를 E_b/I_{oT} 증감크기의 K 배만큼 증가시키게 된다. 그러므로, FER은 식 (3)과 같이 정의될 수 있다.

$$S_f \approx \frac{1}{K+1} \quad \text{or} \quad K \approx \frac{1}{S_f} - 1 \quad (3)$$

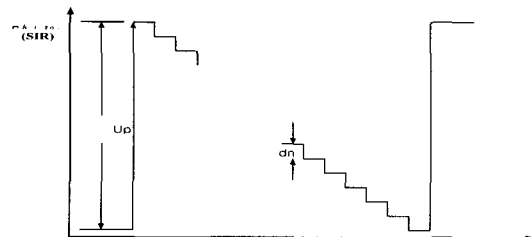


그림 1. 외부회로 전력제어 목표 SIR 개념도
Fig. 1. A target SIR of outer loop power control.

여기서 S_j 는 시스템의 FER 목표치이다. 그러나 변화하는 페이딩 환경, 예를 들어 고속 페이딩의 경우, FER은 기지국에서 식 (3)에서 계산된 것 보다 더욱 커질 것이다.

III. 분석 모델

고정된 페이딩 환경이 아닌 급격히 변화하는 환경하에서는 2장에서와 같이 전력제어의 결과가 K 의 크기에만 의존하지 않는다. 이러한 경우 E_b/I_{OT} 증감크기인 Δ 의 크기가 평균 FER과 평균 목표 SIR의 크기에 큰 영향을 미치게 된다. 이 Δ 의 최적 값을 구하기 위해 다음과 같은 수학적 모델을 사용한다.

변화하는 이동속도를 고려한 알고리즘은 이산시간 마코프 체인으로 모델링 된다. 식 (4)에서 변화 가능한 E_b/I_{OT} 값의 집합은 E 로써 표현된다.

$$E = \{ E_{\min} + j\Delta, j = 0, 1, 2, \dots, J \} \quad (4)$$

여기서 E_{\min} 은 E_b/I_{OT} 의 최소값이다.

변화 가능한 이동국 이동속도는 식 (5)에서 정의된다.

$$S = \{ S_{\min} + i\Delta_s, i = 0, 1, 2, \dots, I \} \quad (5)$$

여기서 S_{\min} 은 이동국 속도의 최소값을 나타내고, Δ_s 는 이동국 속도 변화량이다.

식 (4), (5)의 정수집합 (i, j) 는 시스템의 상태를 나타낸다. 이동국의 속도 변화를 표현하기 위해 속도가 증가할 확률을 λ 라 정의하자. 이때 속도가 감소할 확률 또한 λ 라 하면 식 (5)에서 속도의 최대, 최소상태에서 이동국의 속도가 변화하지 않을 확률은 $(1-\lambda)$ 이고, 그 외의 속도상태라면 $(1-2\lambda)$ 이다. 다음으로, 시스템 상태가 (i, j) 일 때 프레임에 에러가 발생할 확률을 $q_{i,j}$ 로 정의한다. 분명히 λ 와 $q_{i,j}$ 는 서로 독립적이다. 이것은 FER이 E_b/I_{OT} 와 이동속도에 독립이 아니지만 이동속도 변화와는 그 관계가 독립이기 때문이다. 그러므로 앞장의 외부회로 전력제어 법칙을 사용하면 시스템 상태가 (i, j) 에서 $(i, \min(j+K, J))$ 로 변화될 확률은 $(1-x\lambda) \cdot q_{i,j}$ 이며 이때 변수 x 는 $i=0$ 또는 $i=I$ 인 경우 1이고 나머지는 2인 상수이다. 만약 시스템 상태가 (i, j) 에서 $(i, \max(j-1, 0))$ 로 변화한다면 그 확률은 $(1-x\lambda) \cdot p_{i,j}$ 가 된다. 여기서 $p_{i,j}=1-q_{i,j}$ 이다. 식 (6)은 전체

시스템 상태에서 변화 가능한 영역에서의 변화확률을 나타낸 것이다^[4].

$$\begin{aligned} P_{(i,j),(i,\max(j-1,0))} &= (1-x\lambda) p_{i,j} \\ P_{(i,j),(i,\min(j+K,J))} &= (1-x\lambda) q_{i,j} \\ P_{(i,j),(i-1,\max(j-1,0))} &= \lambda p_{i,j} \\ P_{(i,j),(i-1,\min(j+K,J))} &= \lambda q_{i,j} \\ P_{(i,j),(i+1,\max(j-1,0))} &= \lambda p_{i,j} \\ P_{(i,j),(i+1,\min(j+K,J))} &= \lambda q_{i,j} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $P_{(i_1,j_1),(i_2,j_2)}$ 는 상태 (i_1, j_1) 에서 상태 (i_2, j_2) 의 변화확률을 나타낸다. 식 (6)으로부터 상태함수로 구성되는 시스템의 천이행렬을 구하고 이 천이행렬로부터 정상상태(stationary) 확률을 얻는다.

1단 천이 행렬, P 는 식 (7)과 같이 구해지며 이때 내부 행렬 $\hat{P}_{i,j}$ 는 식 (8)과 같다. 이 두 수식에서 빈 원소는 0을 나타내며 점선영역은 각 행렬의 위치에 따라 같은 패턴으로 구성된다. 예를 들어 $P_{(1,0),(0,K)}$ 에서 처음에 속도의 변화 i 가 1에서 0으로 변하면 식 (7)에서 2번째 행과 1번째 열의 교차점을 의미한다. 그리하여 천이 확률은 $\lambda \hat{P}_{i,j}$ 이다. 다음으로 E_b/I_{OT} 의 변화 j 는 0에서 K 로의 변화를 보인다. 그러므로 $\hat{P}_{i,j}$ 는 식 (8)에서 1번째 행과 $K+1$ 번째 열의 교차점에 있는 $q_{(i,0),(i,K)}$ 가 된다. 마지막으로 우리는 $P_{(1,0),(0,K)}$ 가 $\lambda q_{(1,0),(0,K)}$ 라는 것을 알게 된다.

$$P = \begin{matrix} & \begin{matrix} (0,j) & (1,j) & (2,j) & (3,j) & \dots & (I-2,j) & (I-1,j) & (I,j) \end{matrix} \\ \begin{matrix} (0,j) \\ (1,j) \\ (2,j) \\ \vdots \\ (I-1,j) \\ (I,j) \end{matrix} & \begin{bmatrix} (1-\lambda)\hat{P}_{i,j} & \lambda\hat{P}_{i,j} & & & & & & \\ \lambda\hat{P}_{i,j} & (1-2\lambda)\hat{P}_{i,j} & \lambda\hat{P}_{i,j} & & & & & \\ & \lambda\hat{P}_{i,j} & (1-2\lambda)\hat{P}_{i,j} & \lambda\hat{P}_{i,j} & & & & \\ & & & & 0 & & & 0 \\ & & & & & 0 & & 0 \\ & & & & & & 0 & 0 \\ & & & & & & & 0 \\ & & & & & & \lambda\hat{P}_{i,j} & (1-2\lambda)\hat{P}_{i,j} & \lambda\hat{P}_{i,j} \\ & & & & & & & \lambda\hat{P}_{i,j} & (1-\lambda)\hat{P}_{i,j} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (7)$$

$$\hat{P}_{i,j} = \begin{matrix} & \begin{matrix} (0,0) & (1,1) & \dots & (i,K) & (i,K+1) & \dots & (i,J-1) & (i,J) \end{matrix} \\ \begin{matrix} (i,0) \\ (i,1) \\ (i,2) \\ \vdots \\ (i,J+K) \\ \vdots \\ (i,J-1) \\ (i,J) \end{matrix} & \begin{bmatrix} P_{i,0,0} & & & & & & & \\ P_{i,1,0} & & & & & & & \\ & P_{i,2,0} & & & & & & \\ & & & 0 & 0 & 0 & & \\ & & & & 0 & 0 & & \\ & & & & & 0 & 0 & 0 \\ & & & & & & P_{i,J-1,J-1} & q_{i,J-1,J} \\ & & & & & & & P_{i,J,J} + q_{i,J,J} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (8)$$

식 (7),(8)의 1단 천이 행렬로부터 다음의 시스템 방

정식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \pi_{i,0} &= (1-x\lambda)p_{i,0}\pi_{i,0} + (1-x\lambda)p_{i,1}\pi_{i,1} \\
 &\quad + y\lambda p_{i-1,0}\pi_{i-1,0} + y\lambda p_{i-1,1}\pi_{i-1,1} \\
 &\quad + z\lambda p_{i+1,0}\pi_{i+1,0} + z\lambda p_{i+1,1}\pi_{i+1,1} \\
 \pi_{i,j} &= (1-x\lambda)p_{i,j+1}\pi_{i,j+1} \\
 &\quad + y\lambda p_{i-1,j+1}\pi_{i-1,j+1} \\
 &\quad + z\lambda p_{i+1,j+1}\pi_{i+1,j+1} \quad \text{for } j < K \\
 \pi_{i,j} &= (1-x\lambda)p_{i,j+1}\pi_{i,j+1} + (1-x\lambda)q_{i,j-K}\pi_{i,j-K} \quad (9) \\
 &\quad + y\lambda p_{i-1,j+1}\pi_{i-1,j+1} + y\lambda q_{i-1,j-K}\pi_{i-1,j-K} \\
 &\quad + z\lambda p_{i+1,j+1}\pi_{i+1,j+1} + z\lambda q_{i+1,j-K}\pi_{i+1,j-K} \\
 &\quad \text{for } j \geq K \\
 \pi_{i,j} &= (1-x\lambda) \sum_{j=J-K}^J q_{i,j}\pi_{i,j} + y\lambda \sum_{j=J-K}^J q_{i-1,j} \\
 &\quad + z\lambda \sum_{j=J-K}^J q_{i+1,j}\pi_{i+1,j}
 \end{aligned}$$

즉, 식 (9)는 다음의 식과 동일하다.

$$\pi = \pi P \quad (10)$$

여기서 x 는 앞서 말한 바와 같이 $i=0$ 또는 $i=I$ 인 경우 1이고 그 이외에는 2인 상수이다. 또한 y, z 는 상수로써 $i=0$ 일 때 (0,1), $i=I$ 일 때 (1,0), 그 이외에는 (1,1)인 상수이다. π 는 상태 확률 벡터로써 식 (11)로써 정의되며 각 원소는 (12)을 만족한다.

$$\pi = \{\pi_{0,0}, \pi_{0,1}, \dots, \pi_{0,j}, \pi_{1,0}, \pi_{1,1}, \dots, \pi_{I,0}, \pi_{I,1}, \dots, \pi_{I,j}\} \quad (11)$$

$$\sum_i \sum_j \pi_{i,j} = 1 \quad (12)$$

마지막으로, 각 E_b/I_{oT} 증감크기에 따른 평균 FER와 평균 E_b/I_{oT} 를 다음과 같은 수식에 의해 정상상태 확률에서 구할 수 있다.

$$E[q] = \sum_{(i,j) \in \text{state space}} q_{i,j}\pi_{i,j} \quad (13)$$

$$E[T] = \sum_{(i,j) \in \text{state space}} T_{i,j}\pi_{i,j} \quad (14)$$

여기에서 $q_{i,j}$ 와 $T_{i,j}$ 는 (i,j)상태의 시스템에서 FER와 E_b/I_{oT} 를 나타낸다. 이렇게 구한 평균 FER와 평균 E_b/I_{oT} 는 최적의 E_b/I_{oT} 증감크기를 정하는데 사용된다. 다음 장은 이 모델에서 사용될 각 시스템 상태 (i,j)에서의 FER, 즉 $q_{i,j}$ 을 구하기 위한 수신기 구조에 대

해 설명한다.

IV. 역방향 링크 수신기 구조

이 논문에서 사용한 IMT-2000 역방향 링크의 통신 시스템 모델은 다음과 같다^[6].

- 길쌈 부호기 - 인터리버
- PN 확산기-펄스 성형 필터-전력 증폭기
- 다경로 페이딩 채널
- 자동 이득 제어기(AGC)-정합 여파기(MF)-PN 역확산기
- 상관기-페이딩 진폭/위상 추정기-결합기-다인터리버-비터비(Viterbi) 복호기

이 논문에서 사용한 채널 부호화 방식을 설명하면 다음과 같다. 일반적으로 음성 트래픽은 10^{-3} 이하의 비트 오류율(BER)을 요구하고 있다. 그리하여 음성 트래픽에 대해서 길쌈 부호화와 인터리빙을 수행하였다. PN 확산기는 앞에서 설명한 대로 short PN과 long PN 코드 시퀀스에 의해 확산되며 펄스 성형 필터는 대역 제한된 FIR 필터로써 이 필터의 상관 특성은 다음 식과 같다.

$$R(\tau) = \frac{\sin(\pi\tau/T_c)}{(\pi\tau/T_c)} \quad (15)$$

여기에서 τ 는 타이밍 에러이고 T_c 는 PN 칩 주기이다. 전력 증폭기는 디지털 이득으로 이동국의 송신 전력이 제어되는데 이 논문에서 사용된 페루프 전력 제어는 0.625 msec 마다 송신 전력이 제어된다.

페이딩 채널 모델은 탭 지연 라인 모델로써 각 경로는 칩 주기 T_c 에 의해 구별될 수 있으며, 각 경로의 페이딩 특성으로 진폭은 레일리(Rayleigh) 분포 특성을 갖고 위상은 균등 분포 특성을 갖는다. 그러므로 L 개의 다경로 채널에 대한 복소 전달 함수는 식 (16)로 주어진다.

$$g(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t)e^{j\theta_l(t)} \quad (16)$$

여기에서 $\alpha_l(t)$ 와 $\theta_l(t)$ 는 다경로 시변 페이딩 채널에서 l 차 경로 신호에 대한 진폭과 위상이다. 이 논문에서 역방향 링크의 모의실험에 적용된 채널 모델로써는

Jake's 모델 레일리 페이딩 채널을 이용하였다^[7]. 시스템에서 다경로 페이딩 신호의 형성은 채널의 지연 분산이 각 시스템의 칩 주기 T_c 이상으로 생성된다고 할 경우의 l 차 경로의 전력 $E[a_l^2]$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$E[a_l^2] = \sum_i E[a_i^2] R^2(\tau_l - \tau_i) \quad (17)$$

여기에서 I 는 임펄스 응답 특성 채널의 탭 수이고 $E[a_i^2]$ 와 τ_i 는 i 차 탭의 전력과 시간 지연이다. 그리고 대역제한필터(band-limited filter)의 경우에 대한 $R(t)$ 는 식 (18)에서와 같이 주어지고 시간제한필터(time-limited filter)의 경우는 식 (19)에서 표현된다.

$$R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \cos 2\pi f t \, df = \frac{\sin(\pi t / T_c)}{(\pi t / T_c)} \quad (18)$$

$$R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} T_c \left(\frac{\sin \pi f T_c}{\pi f T_c} \right)^2 \exp(2\pi i f t) \, df \quad (19)$$

$$= \begin{cases} 1 - |t|/T_c & |t| < T_c \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases}$$

자동 이득 제어기는 잡음 분산을 일정한 양으로 정규화한다. 일반적으로 셀룰라 이동 통신 환경에서 유발되는 다중 접속 간섭은 자기 셀에서의 다경로 간섭, 다른 가입자 간섭, 그리고 다른 셀 간섭 등을 포함하게 된다. 따라서 잡음 분산은 각 셀의 가입자의 수, 즉 셀 부하에 의해 변동하는데 자동 이득 제어기에서는 변동하는 잡음 분산을 일정한 크기로 정규화한다. 수신 신호는 캐리어 수신 주파수에 의해 다운컨버전 되고 정합 필터 $H^*(f)$ 에 의해 필터링된 후에 A/D 변환되고 각 경로 지연에 일치된 PN 시퀀스에 의해 역확산된다. 역확산된 각 경로의 수신 신호는 동일한 시간으로 상관기에 입력하기 위해 $\tau_0 - \tau_l, l=1, 2, \dots, L$ 만큼씩 시간 지연된다. 여기에서 τ_0 는 모든 경로의 시간 지연보다 크다. 시간 지연이 정렬된 역확산된 수신 신호들은 각각의 상관기에 입력되고, 각 경로의 상관기 출력은 각 경로의 파일럿 신호에 의해 추정된 진폭과 위상에 의해 곱해진 후 결합기에 입력된다. 파일럿 신호에 의한 페이딩 채널 신호의 진폭과 위상의 추정은 5 탭 FIR 필터로 구성된 채널 추정 필터를 이용하여 수행된다. 수신 신호를 채널 추정 필터에 입력함에 있어 수신 신호의 적분 구간은 Doppler 주파수와 신호 대 잡음 비를 고려하여 결정하여야 하는데, 이 논문에서는 채널 전송율에 관계없이 0.625 msec로 적분 구간을 결정하였다.

결합기의 출력은 비트 단위로 디인터리버에 의해 디인터리빙되고 연관성 비터비 복호기에 의해 복호화된다.

이 논문에서는 지금까지 설명한 역방향 링크 수신기에서 사용될 외부회로 전력제어를 수학적으로 분석한다. 이를 위해 3장의 수학적 분석에서 사용될 $a_{i,j}$ 를 다음과 같이 구한다. 송신단에서 임의의 비트 데이터를 설명된 채널을 통해 전송하고 수신단에서는 송신 비트 데이터와 복조된 데이터를 비교하여 FER를 측정한다. 이동국의 속도와 기지국의 전력제어 목표 SIR로 구성되는 시스템 환경에서 FER를 반복적으로 구하고 그 평균을 각 시스템 환경의 상태로 정의한다.

V. 모의실험을 통한 성능분석

5.1 실험조건

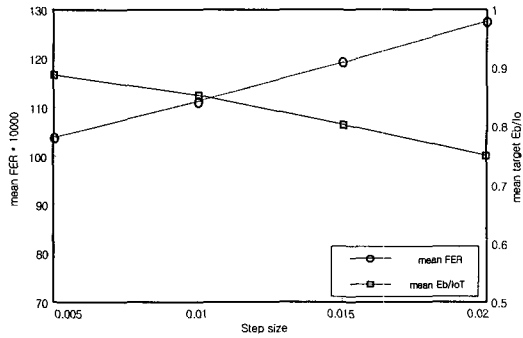
이 장에서는 수학적 모델을 이용한 외부회로 전력제어의 성능분석 및 최적 변수를 구하는 모의실험을 수행하였으며, 외부회로 최적 변수에 따른 가입자 용량을 계산하였다. 시스템 각 상태에서의 FER, 즉 $a_{i,j}$ 는 4장에서 제안한 시스템의 컴퓨터 모의실험을 통해 구하였으며 이를 이용하여 수학적 모델링을 통한 최적의 E_b/I_{0T} 증감크기를 설정하였다. 이것은 통신환경 변화에 따라 전문가의 경험적인 지식에 의해 E_b/I_{0T} 증감 크기를 설정하는 것보다 신뢰성이 더 높을 것이다. 모의실험에서 사용된 내부회로 전력제어는 0.625 msec의 주기와 같은 크기의 시간지연을 가지고 동작하며, 전력 증감크기는 0.5 dB로 증가 또는 감소한다. 또한 내부회로 전력제어 명령비트의 전송오율은 10%로 가정한다. 그리고 모의실험의 모든 E_b/I_0 는 안테나당 E_b/I_0 이다.

외부회로 전력제어의 수학적 모델의 파라미터는 표 1과 같다. 여기에서 E_t/E_b 는 트래픽 전력 대비 파일럿 전력이다. 이 논문에서 제안된 파일럿 채널의 형태는 트래픽 채널과 병렬로 설정되어 있으므로 역방향 링크에서 파일럿 신호에 의한 간섭을 최소화할 수 있는 트래픽 전력 대비 파일럿 전력의 최적비에 대한 선정이 중요하다. 이 논문에서는 두가지 E_t/E_b 를 대상으로 외부회로 전력제어의 성능을 분석한다. 또한 E_b/I_{0T} 증감제한의 폭을 3 dB로 고정하였다.

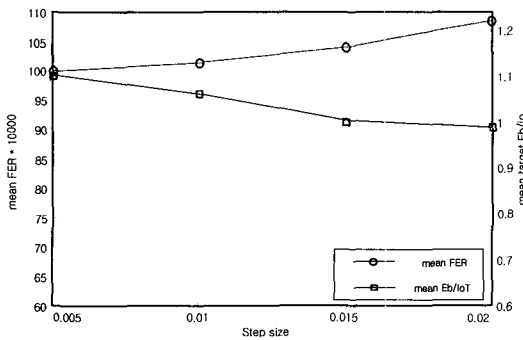
이 논문에서 구하고자 하는 음성 트래픽에 대해서 FER 목표치 S_f 는 0.01을 만족해야 한다. 그러므로 식 (3)에서 K 는 99가 된다. 그림 2(a)와 (b)는 E_t/E_b 가 4

표 1. 수학적 모델의 파라미터
Table 1. Parameters of the mathematical model.

E_t/E_p	4 dB or 5 dB
$E_{min}(E_{max})$	-1 dB(2 dB) or -0.5 dB(2.5 dB)
$S_{min}(S_{max})$	10 Km/hr(100 Km/hr)
Δ_s	10 Km/hr/frame
λ	0.0105



(a) 전력제어 제한값(-1 dB~2 dB)



(b) 전력제어 제한값(-0.5 dB~2.5 dB)

그림 2. S_f 가 0.01인 경우 E_b/I_{oT} 증감크기에 대한 평균 FER과 평균 E_b/I_{oT}
Fig. 2. Mean FER and mean E_b/I_{oT} vs. step size at $S_f=0.01$.

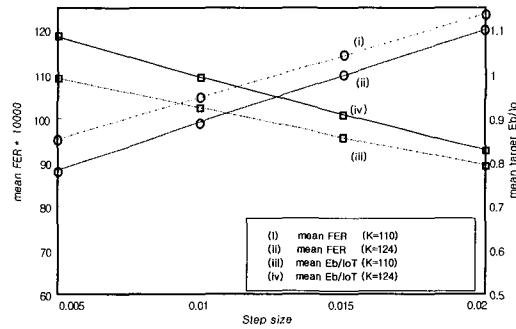
dB이고 K 가 99인 경우 외부회로 전력제어의 수학적 분석결과를 보여준다. 어떠한 E_b/I_{oT} 증감크기 Δ 에서도 0.01을 만족하는 평균 FER을 볼수가 없다. 식 (3)은 이동국의 속도가 고정되고 변화가 거의 없는 채널환경에서 유도된 식이다. 그러므로 K 는 99보다 더 큰 값이어야 한다. 이 논문에서는 S_f 가 0.009와 0.008인 경우,

즉 K 가 110과 124 인 경우에 대해 모의실험을 한다.

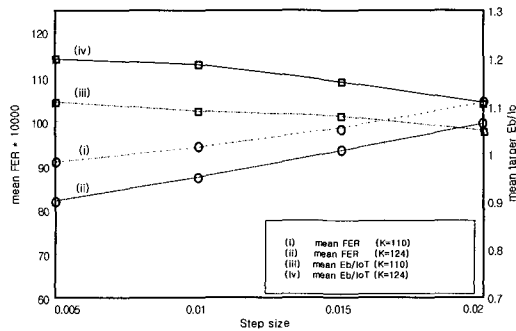
5.2. 이론적 분석결과

그림 3은 E_t/E_p 가 4 dB이고 K 가 110과 124인 경우 외부회로 전력제어의 분석결과이다. 그림 3의 (a)는 E_{min} 가 -1.0 dB, E_{max} 는 2 dB인 경우의 E_b/I_{oT} 증감크기에 따른 평균 FER과 평균 E_b/I_{oT} 의 수학적 분석 결과이다. 그림 3의 (b)는 E_{min} 와 E_{max} 가 -0.5 dB와 2.5 dB인 경우의 결과이다. 그림 3에서 Δ 가 증가함에 따라 평균 FER은 증가한다. 그리고 반대로 평균 E_b/I_{oT} 는 Δ 가 증가함에 따라 감소한다. 다른 경우의 외부회로 전력제어 분석 결과에서도 동일한 결과를 보이고 있다. 이러한 결과로부터 E_b/I_{oT} 증감크기 Δ 에 따른 시스템 용량 (평균 E_b/I_{oT})과 서비스 품질 (평균 FER)의 관계는 반비례함을 알 수 있다.

그림 4는 E_t/E_p 가 5 dB이고 K 가 110과 124인 외부 회로 전력제어의 분석결과이다. 마찬가지로 전력제어

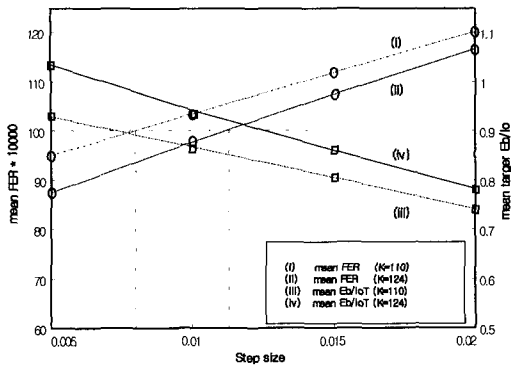


(a) 전력제어 제한값(-1 dB~2 dB)

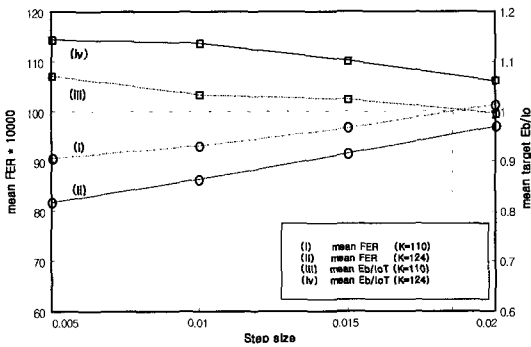


(b) 전력제어 제한값(-0.5 dB~2.5 dB)

그림 3. E_b/I_{oT} 증감크기에 따른 평균 FER과 평균 E_b/I_{oT} (트래픽전력 대비 과일롯전력비:4 dB)
Fig. 3. Mean FER and mean E_b/I_{oT} vs. step size ($E_t/E_p=4$ dB).



(a) 전력제어 제한값(-1 dB~2 dB)



(b) 전력제어 제한값(-0.5 dB~2.5 dB)

그림 4. E_b/I_{OT} 증감크기에 따른 평균 FER과 평균 E_b/I_{OT} (트래픽전력 대비 파일럿전력비:5 dB)
Fig. 4. Mean FER and mean E_b/I_{OT} vs. step size ($E_t/E_p = 5$ dB).

동작범위 제한은 (a)가 -1.0 dB 에서 2.0 dB, (b)가 -0.5 dB 에서 2.5 dB이다.

표 2는 시스템의 환경에 대한 외부회로 전력제어의 최적 변수를 보여준다. 위에서 언급한 바와 같이 E_b/I_{OT} 증감크기가 작아질수록 시스템의 통화품질 성능은 좋아짐을 알 수 있다. 그러나 계속해서 E_b/I_{OT} 증감크기를 낮게 설정할 수 없는 이유는 E_b/I_{OT} 증감크기가 작아질수록 평균 E_b/I_{OT} 의 값이 커지므로 시스템 용량에 큰 영향을 미칠 수 있다. 그러므로 이 논문에서는 표 2와 같이 평균 FER이 0.01을 만족하는 최적의 E_b/I_{OT} 증감크기를 선정하였다. K 가 증가하면 최적의 E_b/I_{OT} 증감크기는 증가함을 알 수 있다.

예를 들어, 트래픽 전력 대비 파일럿 전력의 크기가 4 dB 이고 E_b/I_{OT} 증감제한이 -1.0~2.0 dB인 경우, K 가 110에서 124로 증가할 경우 E_b/I_{OT} 증감크기는

표 2. 평균 FER = 0.01을 만족하는 최적의 E_b/I_{OT} 증감크기와 평균 E_b/I_{OT}

Table 2. Optimum step size and mean E_b/I_{OT} .

E_t/E_p (dB)	K	Dynamic Limit(dB)	Step size(dB)	mean E_b/I_{OT} (dB)
4	110	-1.0~2.0	0.00740	0.95973
		-0.5~2.5	0.01628	1.07173
	124	-1.0~2.0	0.01038	0.98794
		-0.5~2.5	0.02040	1.10557
5	110	-1.0~2.0	0.00791	0.89314
		-0.5~2.5	0.01853	1.00497
	124	-1.0~2.0	0.01140	0.92400
		-0.5~2.5	0.02291	1.03755

0.00740에서 0.01628로 변화한다. 이와 비례하여 평균 E_b/I_{OT} 는 0.95973에서 1.07173으로 증가한다. 이것은 K 의 변화가 크면 같은 E_b/I_{OT} 증감크기에서 통화품질이 좋아지지만 시스템의 용량면에서는 아주 큰 손실을 불러올 수 있음을 나타낸다. 이와 마찬가지로 E_b/I_{OT} 증감제한의 중심값이 증가하면 K 의 증가와 같은 영향을 미치게 된다. 표 3은 표 2에서 보여진 최적의 E_b/I_{OT}

표 3. 최적 E_b/I_{OT} 증감크기의 역방향 링크 외부회로 전력제어 적용시 시뮬레이션 결과

Table 3. Simulation result of reverse link outer loop power control with optimum step size.

E_t/E_p (dB)	K	Dynamic Limit(dB)	Step size(dB)	mean E_b/I_{OT} (dB)	mean FER
4	110	-1.0~2.0	0.00740	0.95826	0.01002
		-0.5~2.5	0.01628	1.08200	0.00998
	124	-1.0~2.0	0.01038	1.00540	0.01014
		-0.5~2.5	0.02040	1.09270	0.01024
5	110	-1.0~2.0	0.00791	0.92900	0.01027
		-0.5~2.5	0.01853	1.03312	0.00998
	124	-1.0~2.0	0.01140	0.94390	0.01034
		-0.5~2.5	0.02291	1.03860	0.01006

증감크기를 이용하여 모의실험상에서 전력제어를 한 결과를 나타낸 것이다. 표 2와 큰 차이가 없음을 알 수 있다.

다음은 수학적 모델로 얻어진 최적 변수들을 사용하여 시스템의 용량(N_u)을 계산하도록 한다. 역방향 링크의 용량은 음성 트래픽에 대하여 각각 10^{-3} 의 비트 오류에서의 안테나 당 E_b/I_o , 전력 제어 에러, 그리고 E_f/E_p 값을 식 (20)에 대입하여 계산한다^[5].

$$N_u = \frac{(WR_b)(1-\eta)(1+r_f)^{-1}G_a}{(D_t + D_s - E_f/E_p)E_b/I_o \exp\{(\rho\beta)^2/2\}} \quad (20)$$

여기서 10^{-3} 의 BER은 시스템에서 음성 트래픽 성능이 10^{-2} FER를 만족하는 안테나 당 E_b/I_o 라하고 시스템의 전력 제어 에러가 없다고 가정하면 식 (20)의 E_b/I_o 는 평균 E_b/I_{OT} 로 가정할 수 있다. 식 (20)에서 N_u 는 3개의 섹터로 이루어진 셀에서의 가입자 용량이고 W 와 R_b 는 각각 칩 레이트와 정보 비트 레이트로 3.6864 Mcps 와 9.6 Kbps이다. 또한 η 는 N_o/I_o 로 0.1이고 r_f 와 G_a 는 각각 다른 셀 간섭 요인 0.55과 섹터 이득 2.6이다. D_t , D_s , 그리고 E_f/E_p 는 각각 트래픽 활성화 요인 0.02, 파일럿 활성화 요인 1, 그리고 트래픽 전력 대비 파일럿 전력의 비(4 또는 5 dB) 등이고 ρ 와 β 는 각각 전력 제어 에러와 $(\ln 10)/10$ 이다. 그러나 가정에서 전력 제어 에러가 0이라고 가정하였으므로 ρ 는 0이다. 이렇게 계산된 시스템 용량은 표 4에 나타나 있다.

표 4. 외부회로 전력제어에 의한 가입자 용량
Table 4. system capacity in outer loop power control.

E_f/E_p (dB)	K	Dynamic Limit(dB)	mean E_b/I_{OT} (dB)	System capacity
4	110	-1.0~2.0	0.95973	586
		-0.5~2.5	1.07173	571
	124	-1.0~2.0	0.98794	582
		-0.5~2.5	1.10557	566
5	110	-1.0~2.0	0.89314	595
		-0.5~2.5	1.00497	579
	124	-1.0~2.0	0.92400	590
		-0.5~2.5	1.03755	575

표 4에서 알 수 있듯이 트래픽 전력 대비 파일럿 전력의 크기에서 파일럿의 전력이 작으면 간섭신호도 작아짐을 알 수 있다. 또한 그림과 비교하여 좋은 통화품질을 위해 K 를 크게 할 경우 시스템 용량에 영향을

미침을 알 수 있다.

VI. 결 론

이 논문에서는 변하는 이동국의 속도를 고려한 이산 시간 마코프 체인을 사용하여 동기식 IMT-2000의 통화품질 개선과 가입자 용량의 증대를 위한 외부회로 전력제어의 최적 E_b/I_{OT} 증감크기와 그에 따른 가입자 용량을 분석하였다. 이를 위해 이 논문은 이동국 속도의 변화확률과 기지국에서의 안테나당 수신 E_b/I_o 가 서로 독립적임을 이용하여 전개된 이론적 모델을 바탕으로 최적의 외부회로 전력제어 E_b/I_{OT} 증감크기를 계산하였다. 그리고 다양한 시스템 환경에서의 최적변수를 구하기 위해 외부회로 전력제어의 전력제어 제한영역을 고려하여 최적 E_b/I_{OT} 증감크기를 분석하였다. 또한, 시스템의 최대 가입자 용량은 최적의 E_b/I_{OT} 증감크기를 외부회로 전력제어에 이용하였을 때의 평균 E_b/I_{OT} 을 사용하여 3섹터 셀에서의 최대 가입자 용량으로 계산되었다. 이론적 모델의 분석결과, 평균 FER은 E_b/I_{OT} 증감크기가 증가함에 따라 거의 선형적으로 증가하여 전송신호 품질이 나빠지고, 반대로 평균 E_b/I_{OT} 는 E_b/I_{OT} 증감크기의 증가에 따라 감소하여 시스템 용량은 증가한다. 이것은 통화품질 개선을 위한 E_b/I_{OT} 증감크기의 증가가 전송신호크기를 증가시켜 시스템 용량을 감소시키는 원인이 됨을 보여준다. 이 논문에서는 품질과 용량 모두를 고려하여 전력제어 최적변수, 즉 최적 E_b/I_{OT} 증감크기를 결정하였다. 그 결과 트래픽 대비 파일럿 전력의 비와 K 의 증가에 따라 최적 E_b/I_{OT} 증감크기는 증가한다. 이렇게 구한 최적 E_b/I_{OT} 증감크기를 컴퓨터 모의실험에 적용하였을 때 수학적 분석결과와 거의 동일한 결과를 보였다. 이로부터 이 논문에서 제안한 수학적 모델은 IMT-2000환경의 외부회로 전력제어의 분석에서 그 정확성이 입증된다.

참 고 문 헌

- [1] R. D. Carsello et al., "IMT-2000 standards: radio aspects," *IEEE Per. Commun.*, pp. 30-40, Aug. 1997.
- [2] A. M. Viterbi and A. J. Viterbi, "Erlang capacity of a power controlled CDMA system,"

- IEEE J. Select. Areas Commun.*, pp. 892-900, Aug. 1993.
- [3] A. Sampath, P. S. Kumar, and J. M. Holtzman, "On setting reverse link target SIR in a CDMA system," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 929-933, May 1997.
- [4] S. H. Won, W. W. Kim, and I. M. Jeong, "Performance improvement of CDMA power control in variable fading environments," in *Proc. IEEE SECON*, pp. 241-243, April 1997.
- [5] S. Niida, T. Suzuki, and Y. Takeuchi, "Experimental results of outer-loop transmission power control using Wideband-CDMA for IMT-2000," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, Spring 2000.
- [6] Y. N. Han, S. C. Bang, H. R. Park, and B. J. Kang, "Performance of a Wideband CDMA system for IMT-2000," *5th CDMA Int. Conf. & Exhib.*, pp. 583-587, Oct. 1997.
- [7] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, 1993.
- [8] B. J. Kang, "Performance evaluation of reverse link for speech and data traffic in CDMA based IMT-2000," in *Proc. IEEE Int. Commun. Conf.*, pp. 1409-1413, June 1999.

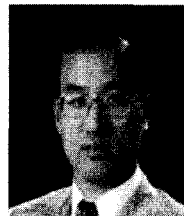
저 자 소 개



李 在 晟(正會員)

1999년 2월 : 경북대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사). 2001년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 2001년 1월~현재 : LG전자 영상제품연구소 연구원. <관심분야> Embedded

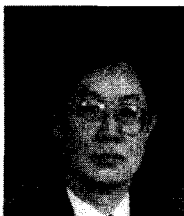
System, Signal Processing



張 暎 民(正會員)

1985년 2월 : 경북대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사). 1987년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 7월 : University of Massachusetts 컴퓨터과학과 박사. 1987년 2월~2000

년 8월 : 한국전자통신연구원 무선방송 기술연구소 선임연구원. 2000년 9월~현재 : 덕성여자대학교 컴퓨터과학부 전임강사. 2001년~현재 : 정보통신부 IT 표준전문가(4세대 이동통신 분야). <관심분야> 4세대 이동통신 (Physical Layer, Link Layer, and Network Layer), Radio Resource Management, Bluetooth, and OBP Satellite Networks.



金 珮 準(正會員)

1969년 2월 : 서울대학교 공과대학 졸업(공학사). 1978년 8월 : University of Houston 전기공학과 졸업(공학석사). 1983년 12월 : University of Houston 전기공학과 졸업(공학박사). 1991년 3월~2000년

2월 : 서울대학교 제어계측신기술연구센터(ERC) 참여교수. 1996년 12월~1997년 12월 : 퍼듀대학교(미국) 방문교수. 1983년~현재 : 경북대학교 전자전기공학부 교수. <관심분야> 신경망을 이용한 지능시스템 설계, MUD 및 스마트 안테나 신호처리