

나카가미 페이딩 채널에서 전력 및 전송률 적응화 직접 대역확산 부호분할 다중접속 통신시스템을 위한 최적 칩률에 관한 연구

종신회원 이 예 훈*

Optimal Chip Rate of Power and Rate Adapted DS/CDMA Communication Systems in Nakagami Fading Channels

Ye Hoon Lee* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 나카가미 페이딩 채널 환경에서 전력 혹은 전송률 적응화 된 직접 대역확산 부호분할 다중접속 통신시스템에서의 최적 칩률에 대하여 연구한다. 주파수 효율을 최대화하는 최적의 칩률은 다중경로 세기 프로파일과 직접파 성분, 그리고 적응화 방식에 의해 결정됨을 알았다. 전송률 적응화 방식에서의 최적의 칩률은 채널 파라미터에 상관없이 다중경로 지연 확산 $1/T_m$ 보다 적다. 이 결과는 전송률 적응화 방식에서는 상관 수신기가 RAKE 수신기보다 더 높은 주파수 효율을 얻을 수 있다는 것을 의미한다. 반면에 전송 전력 적응화 방식에서는 최적의 칩률과 그에 상응하는 RAKE 수신기의 탭 수가 다중경로 세기 프로파일과 직접파 성분에 관한 함수임을 알 수 있었다.

Key Words : optimal, chip rate, adaptive, DS/CDMA, Nakagami fading

ABSTRACT

We investigate the optimal chip rate of power or rate adapted direct-sequence code division multiple access (DS/CDMA) communication systems in Nakagami fading channels. We find that the optimal chip rate that maximizes the spectral efficiency depends upon both the channel parameters, such as multipath intensity profile (MIP) and line-of-sight (LOS) component, and the adaptation scheme itself. With the rate adaptation, the optimal chip rate is less than $1/T_m$, irrespective of the channel parameters, where $1/T_m$ is multipath delay spread. This indicates that with the rate adaptation, correlation receiver achieves higher spectral efficiency than RAKE receiver. With the power adaptation, however, the optimal chip rate and the corresponding number of tabs in RAKE receiver are sensitive to MIP and LOS component.

I. 서 론

직접 대역확산 (Direct-Sequence) 부호분할 다중접속 (Code-Division Multiple-Access) 통신시스템에서 전력 제어와 부호화/인터리빙은 이동 무선채널에

서의 신호 손실을 상쇄시키는 중요한 두 가지 기법이다^[1]. 이동체의 속도가 낮을 경우에는 상관 관계가 있는 수신 심볼들이 유한한 크기의 인터리빙에 의해서 완전히 랜덤화 되기 어렵기 때문에 부호화/인터리빙 기법보다 전력 제어 기법이 더 효율적이

* 서울산업대학교 전자정보공학과 무선통신연구실 (y.lee@snut.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-01-032, 접수일자 : 2010년 1월 25일, 최종논문접수일자 : 2010년 2월 8일

라 할 수 있다^[2]. 부호분할 다중접속 시스템에서는 전력 제어뿐만이 아니라 전송률 제어도 채널에서 생기는 페이딩을 극복하고 수신 신호가 서비스 품질 (Quality of Service)을 유지하는데 사용될 수 있다. 이상적인 전력 제어를 가정했을 때, throughput 성능을 최대화하는 최적의 전송률 적응화 (즉, 확산 이득 적응화) 방식이 [3]에서 연구되었다.

또한 칩률이 부호분할 다중접속 시스템의 평균 비트 오류율 (Bit Error Rate)에 미치는 영향도 [4]에서 고려되었다. [5]에서는 서로 다른 칩률과 서로 다른 RAKE 수신기 탭 수를 갖는 직접 대역확산 부호분할 다중접속 통신시스템에서의 폐회로 전력 제어 방식의 유효성에 관하여 연구되었다. [4]와 [5]에서는 동일 이득 결합 방식이 사용된 RAKE 수신기를 고려하였고 RAKE 수신기의 탭 수는 칩률과는 상관없다고 가정하였다. 또한 [6]에서는 부호분할 다중접속 시스템에서 중간 전력과 최대 전력이 칩률에 미치는 영향이 연구되었다. 앞서 언급한 [4]-[6]의 연구에서는 비 적응형 혹은 전력 적응형 부호분할 다중접속 시스템에서의 칩률의 영향이 주로 고려된 반면에 전송률 적응화된 부호분할 다중접속 시스템에 관한 연구는 이루어지지 못하였다. 또한 다중경로 세기 프로파일 (Multipath Intensity Profile)과 직접파 (Line-of-Sight) 성분과 같은 채널 파라미터들이 부호분할 다중접속 통신시스템에 미치는 영향은 고려되지 못하였다.

본 논문에서는 목표 서비스 품질을 유지하기 위하여 전송 전력 또는 전송률이 채널의 변화에 따라서 적응적으로 변화하는 직접 대역확산 부호분할 다중접속 통신시스템을 연구한다. 평균 전송 전력이 고정되어 있다는 조건하에서 각각의 적응화 방식의 주파수 효율을 최대화시키는 최적의 칩률을 분석한다. RAKE 수신기에는 최대비 합성법 (Maximal-Ratio Combining)이 사용된다고 가정한다. 본 논문에서는 RAKE 수신기가 분해 가능한 모든 다중 경로를 합성하며 분해 가능한 경로의 수는 칩률에 따라 변한다고 가정하였다. 본 논문의 결과를 통하여 최적의 칩률은 사용된 적응화 방식과 다중경로 세기 프로파일과 직접파 성분과 같은 채널 파라미터들에 의해서 결정됨을 알 수 있다.

II. 시스템 모델과 평균 데이터 전송률

본 논문에서는 다중경로 페이딩에 의해서 생기는 채널의 변화는 전송 비트 구간 동안 천천히 변화한

다고 가정한다. 또한 다중경로 페이딩은 나카가미-m 확률 밀도 함수 (Probability Density Function)로 모델링 된다고 가정하였다. 본 논문에서는 단일 셀 시스템을 고려한다. 다중 셀 시스템의 경우는 바깥 셀 간섭 계수에 의해서 그 영향이 고려되어 질 수 있다^[1]. 시스템 상에 K 명의 동시 사용자가 존재하고 각각의 사용자 신호는 기준 사용자 신호에 비하여 $\tau_k, k=1,2,\dots,K$ 만큼 시간차가 있다고 가정한다. 여기서 $\tau_k, k=1,2,\dots,K$ 는 한 비트 구간 동안 균일하게 분포되어 있다. 채널에서 생기는 다중경로는 무선 이동 통신시스템에서 대표적으로 사용되는 지수적 다중경로 세기 프로파일이라고 가정한다^[7].

사용자 i 의 L -탭 RAKE 수신기 출력에서의 비트 에너지 대 등가 잡음 스펙트럼 밀도 비 E_b/N_e 는

$$E_b/N_e = \frac{G_i S_i / R_i}{\sum_{k=1, k \neq i}^K 2 G_k S_k / (3 R_c) + N_0} \quad (1)$$

로 주어지는데, 여기서

$$G_i = \sum_{l=1}^L G_{i,l} \quad (2)$$

이며 $G_{i,l}$ 은 사용자 i 의 l 번째 다중 경로의 페이딩으로 인한 채널 전력 이득이다. S_i 와 R_i 는 각각 사용자 i 의 전송 전력과 전송률이며 R_c 는 칩률, N_0 는 배경잡음의 단방향 전력 스펙트럼 밀도이다. 본 논문에서는 $G_{k,l}$ 이 다음과 같은 평균값을 갖는 확률 변수라고 가정한다.

$$E[G_{k,l}] = \Omega_o e^{-\delta(l-1)} \quad (3)$$

위의 식 (2)에서 δ 는 다중 경로 지연의 변화율을 의미하며 Ω_o 는 첫 번째 경로의 평균 채널 전력 이득이다. 즉, $\Omega_o = E[G_{k,1}]$ 이다. G_i 의 확률 밀도 함수는

$$P_{G_i}(g) = \left(\frac{m_g}{\Omega_g} \right)^{m_g} \frac{g^{m_g-1}}{\Gamma(m_g)} e^{-\frac{m_g}{\Omega_g} g} \quad (4)$$

이며 Ω_g 는

$$\Omega_g = \Omega_o \sum_{l=1}^L e^{-\delta(l-1)} \quad (5)$$

이며

$$m_g = \begin{cases} mL, & \text{if } \delta = 0 \\ m \frac{(1+e^{-\delta})(1-e^{-\delta L})}{(1-e^{-\delta})(1+e^{-\delta L})}, & \text{if } \delta \neq 0 \end{cases} \quad (6)$$

인데, m 은 나카가미 페이딩 파라미터이고 $\Gamma(m)$ 은 다음과 같이 정의된 감마 함수이다⁸⁾.

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} t^{m-1} e^{-t} dt, \quad m > 0. \quad (7)$$

수식 (1)로부터 적절한 전송 품질을 유지하기 위한 사용자 i 의 전송률 R_i [비트/초]와 전송 전력 S_i 는 다음과 같이 주어진다.

$$R_i = \frac{1}{(E_b/N_c)_o} \cdot \frac{G_i S_i}{\sum_{k=1, k \neq i}^K 2G_k S_k / (3R_c) + N_0} \quad (8)$$

위 식 (8)에서 $(E_b/N_c)_o$ 는 모델과 복호기에서 원하는 적절한 성능을 얻기 위한 목표 값이다. 일반적으로 $(E_b/N_c)_o$ 값은 구현 방식, 페이딩과 같은 채널에서의 손상, 오류 정정 부호의 사용 유무, 그리고 요구되는 오류율 등에 의해서 결정된다.

전력 적응화 방식이 적용되었을 경우에 각 사용자의 데이터 전송률은 R (즉, 모든 사용자 i 에 대해서 $R_i = R$) 로 고정되어 있고 전송 전력 S_i 가 평균 전력의 조건 $E[S_i] = S_T$ 하에서 적응적으로 변하게 된다. 다시 말해서, 사용자 i 의 전송 전력 S_i 는 수신 신호의 전력 $G_i S_i$ 값이 요구되는 $(E_b/N_c)_o$ 를 만족하게끔 수신 전력이 목표치 S_R 을 유지하도록 페이딩을 보상하게 된다. 이러한 전력 적응화 방식을 사용하면 기지국에서 모든 이동국으로부터의 신호 세기가 동일한 전력을 유지하게 된다. 그러면 이동 사용자의 평균 전송 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$S_T = E[S_i] = E[S_R / G_i] = \frac{m_g S_R}{(m_g - 1) \Omega_g}. \quad (9)$$

그러므로 수식 (8)과 (9)로부터 전력 적응화 방식의 평균 데이터 전송률은 다음과 같이 구해진다.

$$\bar{R}_i = \frac{1}{(E_b/N_c)_o} \times \frac{1}{2(K-1)/(3R_c) + N_0 / [\Omega_g S_T (m_{g-1}) / m_g]}. \quad (10)$$

반면에 전송률 적응화 방식이 적용되었을 경우에는 각 이동 사용자의 전송 전력은 평균 전송 전력 S_T 에 고정되며 데이터 전송률이 목표하는 서비스 품질을 유지하기 위하여 적응적으로 변하게 된다. 전송률 적응화 방식의 평균 전송률은 다음과 같이 구해진다.

$$\bar{R}_i = \frac{1}{(E_b/N_c)_o [2(K-1)/(3R_c) + N_0 / [\Omega_g S_T]]}. \quad (11)$$

위 식 (11)에서의 평균 데이터 전송률은 다중 사용자 간섭을 그 평균값으로 근사화 했기 때문에 실질적으로는 \bar{R}_i 에 대한 lower bound 값이다. 그러나 그 bound 값이 실제값과 거의 일치한다는 것이 [9]에서 연구되었다.

III. 최적의 침을 분석과 수치적 결과

3.1 전력 적응화 방식

주파수 효율 η_i 는 평균 데이터 전송률을 전체 대역폭 R_c 값으로 정규화한 값이라고 정의하자. 그러면 수식 (10)으로부터 사용자 i 의 주파수 효율은 다음과 같이 표현된다.

$$\eta_i = \frac{1}{(E_b/N_c)_o} \times \frac{1}{2(K-1)/3 + N_0 / [\Omega_g S_T (m_g - 1) / (m_g R_c)]}. \quad (12)$$

R_c 에 대해서 η_i 값을 최대화하기 위해서는 $m_g R_c / (m_g - 1)$ 을 최소화 시켜야 한다. $L = R_c T_m$ 이라는 사실로부터 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$\max_{R_c} \eta_i \equiv \min_L \frac{m_g L}{(m_{g-1}) T_m} \quad (13)$$

위 식 (13)에서 T_m 은 다중경로 지연 확산이다.

본 논문에서 분해 가능한 경로의 개수는 칩률에 대한 함수임을 유의해야 한다. 대부분의 참고문헌에서는 L 값이 $L = \lfloor R_c T_m \rfloor + 1$ 로 주어지는데 이것은 실제적인 구현에 있어서 L 값이 정수이어야 하기 때문이다. 그러나 본 논문에서는 해석상의 편의를 위해서 L 값을 정수로 제한하지는 않는다. η_i 를 최대화하는 최적의 칩률을 구하기 위해서 미분값 $\partial[m_g L / (m_g - 1) T_m] / \partial L = 0$ 로 두면,

$$m_g^2 - m_g - \frac{\partial m_g}{\partial L} L = 0 \quad (14)$$

가 얻어진다. $\delta = 0$ (상수의 다중경로 세기 프로파일)의 경우에 수식 (6)과 (14) 그리고 $\partial m_g / \partial L = m$ 을 이용하면 최적의 칩률은 다음과 같이 구해진다.

$$L^{opt} = \frac{2}{m} \quad \left(\text{즉, } R_c^{opt} = \frac{2}{m T_m} \right) \quad (15)$$

$\delta \neq 0$ 의 경우에는 수식 (6)과 $\partial m_g / \partial L = 2m\delta e^{-\delta L} (1 + e^{-\delta}) / (1 - e^{-\delta})(1 + e^{-\delta L})^2$ 을 이용하면 수식 (14)는 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{m(1 + e^{-\delta})(1 + e^{-\delta L})^2}{1 - e^{-\delta}} - (1 - e^{-2\delta L}) - 2\delta e^{-\delta L} = 0. \quad (16)$$

위 수식 (16)을 위한 closed-form 해법은 존재하지 않는다. 본 논문에서는 최적의 L 값을 수식 (16)을 수치 해석 기법으로 풀어서 구하도록 한다. 본 논문의 수치적 결과에서는 참고문헌 [10]의 양분법을 이용하여 구하였다.

그림 1은 전력 적응화 방식이 사용되었을 때 여러 가지 m 값의 경우에 δ 의 변화에 따른 최적의 R_c 와 T_m 의 곱의 값을 그린 것 이다. 최적의 칩률은 m 값이 적을 때 (즉, 직접파 성분은 약할 때) 커진다는 것을 알 수 있다. 칩률이 낮아질수록 실제적인 확산 이득과 RAKE 수신기의 합성 능력이 떨어 지므로 칩률을 낮출수록 평균 데이터 전송률은 낮아지게 된다. 하지만 필요한 대역폭 역시 줄어든다. $m = 1$ 과 $m = 2$ 일 때, 최적의 칩률은 다중경로 지연 프로파일이 빨리 감쇄할수록 (δ 가 커질수록) 감소한다. 이 현상은 대역폭을 줄이는 것이 δ 값의 모든 영역에 대해서 주파수 효율에 미치는 영향이 지배적이라는 것을 의미한다. $m = 1/2$ 일 때 (가장 나쁜 경우인 단방향 가우시안 페이딩의 경우) δ 가 어

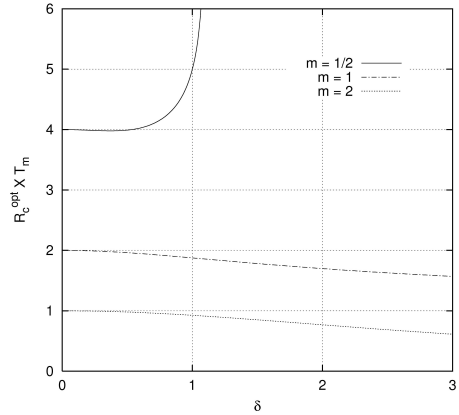


그림 1. 전력 적응화 방식에서의 δ 에 따른 $R_c \times T_m$ 의 최적값의 한계 이상 커지면 요구되는 칩률이 무한대로 가는 것은 주목할 만한 사실이다. 이것은 $m = 1/2$ 일 경우에 깊은 페이딩을 보상하기 위한 전송 전력의 손실 때문인데 결국 요구되는 확산 이득이 무한대가 되기 때문에 생겨나는 현상이다.

3.2 전송률 적응화 방식

전송률 적응화 방식이 사용되었을 때 주파수 효율은 수식 (11)로부터 직접 구할 수가 없다. 왜냐하면 수식 (11)을 유도하는 과정에서 R_c 의 값이 매우 커서 $R_i > R_c$ 일 확률이 무시할 정도로 작다고 가정했기 때문이다. R_c 값이 위의 가정과 같이 충분히 크지 않다면 이동 사용자의 순간 전송률 R_i 는 R_c 값에 의해서 다음과 같이 제약을 받게 된다.

$$R_i = \begin{cases} G_i R_c / \beta, & \text{if } G_i \leq \beta \\ R_c, & \text{if } G_i > \beta \end{cases} \quad (17)$$

위 식 (17)에서 β 는 다음과 같이 정의된다.

$$\beta = \left(\frac{E_b}{N_e} \right)_o \left\{ \frac{2\Omega_g (K-1)}{3} + \frac{N_0 R_c}{S_T} \right\}. \quad (18)$$

그러면 전송률 적응화 방식을 사용하였을 때의 주파수 효율은 결국 다음과 같이 구하여진다.

$$\begin{aligned} \eta_i &= \frac{1}{\beta} \int_0^\beta g P_{G_i}(g) dg + \int_\beta^\infty P_{G_i}(g) dg \\ &= \frac{\Omega_g}{\beta} \left\{ 1 - \frac{\Gamma(m_g + 1, \beta m_g / \Omega_g)}{m_g \Gamma(m_g)} \right\} \\ &\quad + \frac{\Gamma(m_g, \beta m_g / \Omega_g)}{\Gamma(m_g)} \end{aligned} \quad (19)$$

위 식 (19)에서 $\Gamma(\alpha, x)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\Gamma(\alpha, x) = \int_x^\infty t^{\alpha-1} e^{-t} dt \quad (20)$$

전송률 적응화 방식을 사용할 경우의 주파수 효율을 최대화하는 최적의 칩률을 구하기 위하여 수식 (19)를 R_c 에 관하여 미분한 다음 그 값을 0으로 두면 된다. 다시 말해서 $\partial \eta_i / \partial R_c = 0$ 로 두고 이것을 수치적 방법으로 해를 구한다. 본 논문에서는 최적의 R_c 값을 찾기 위하여 [10]의 secant 방법을 사용하였다.

그림 2는 전송률 적응화 방식을 사용하였을 때 여러 가지 m 값의 경우에 δ 의 변화에 따른 최적의 R_c 와 T_m 의 곱의 값을 그린 것이다. 그림 2로부터 주파수 효율을 최대화하기 위하여 요구되는 칩률은 δ 값이 작을수록 (즉, 다중경로 세기 프로파일의 느리게 감쇄할수록) 그리고 m 값이 적을수록 (즉, 직접파 성분은 약할수록) 커진다는 것을 알 수 있다. 전송률 적응화의 경우에 최적의 칩률은 다중경로 세기 프로파일과 직접파 성분에 상관없이 $1/T_m$ 보다 작다는 것에 주목할 필요가 있다. 왜냐하면 이것은 전송률 적응화 방식이 적용된 직접 대역확산 부호분할 다중접속 통신시스템에서는 상관수신기의 성능이 항상 RAKE 수신기의 성능보다 우수함을 의미하기 때문이다. 그 이유는 전송률 적응화 방식의 경우는 항상 일정한 전송 전력을 유지하면서 채널에서 생기는 깊은 페이딩을 상쇄시키기 위한 방법으로 높은 전송 전력을 소비하는 것이 아니라 데이

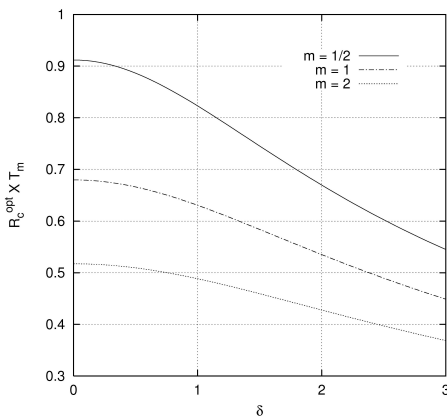


그림 2. 전송률 적응화 방식에서의 δ 에 따른 $R_c \times T_m$ 의 최적값

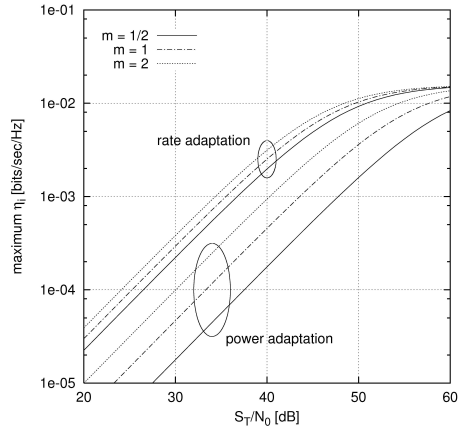


그림 3. 전송 전력 및 전송률 적응화 방식에서의 최대 주파수 효율 η 대 S_T/N_0 ; $(E_b/N_e)_o = 7[\text{dB}]$, $\delta = 0.5$, $\Omega_g = 1$

터 전송률을 낮춰서 해결하기 때문이다.

그림 3에서는 전력 적응화 방식과 전송률 적응화 방식의 경우에 얻을 수 있는 최대 주파수 효율을 S_T/N_0 에 대하여 다양한 나카가미 m 파라미터의 경우에 나타내었다. 동일한 T_m 값에 대해서도 주파수 효율을 최대화하는 최적의 칩률 (즉, 주파수 대역폭)이 각각의 나카가미 파라미터에 대하여 다르다는 것은 주목할 만한 사실이다. 채널의 상태가 나빠질수록 (m 값이 작아질수록) 두 적응화 방식의 성능 차이가 더 크게 벌어진다는 것을 알 수 있다. 전력 적응화 방식의 성능 손실은 깊은 페이딩을 매우 높은 전력을 전송함으로써 상쇄시키는데서 기인한다.

V. 결론

본 논문에서는 전송 전력 혹은 전송률 적응화 방식이 적용된 직접 대역확산 부호분할 다중접속 통신시스템에서의 최적 칩률에 대하여 고찰하였다. 주파수 효율을 최대화시키는 최적의 칩률은 채널의 파라미터와 적응화 방식에 따른 함수임을 알 수 있었다. 전송률 적응화 방식을 사용하였을 경우에는 최적의 칩률이 채널 파라미터에 상관없이 $1/T_m$ 보다 작았는데, 이것은 직접 대역확산 부호분할 시스템에서 페이딩을 보상하는 기법으로 일반적으로 사용되는 RAKE 수신 기법이 전송률 적응화 방식이 적용된 직접 대역확산 부호분할 시스템에서는 그리 권장할 만한 기술이 아니라는 것을 의미한다. 반면에 전송 전력 적응화 방식의 경우에는 최적의 칩률이 다중경로 세기 프로파일과 직접파 성분에 의해

서 최우됨을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] K.S. Gilhousen *et al.*, "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.40, pp.303-312, May 1991.
- [2] F. Simpson and J.M. Holtzman, "Direct sequence CDMA power control, interleaving, and coding," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.11, pp.1085-1095, Sep. 1993.
- [3] S.J. Oh and K.M. Wasserman, "Dynamic spreading gain control in multi-service CDMA networks," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.17, pp.918-927, May 1999.
- [4] D.L. Noneaker and M.B. Pursley, "On the chip rate of CDMA systems with doubly selective fading and rake reception," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.12, pp.853-861, June 1994.
- [5] J.H. Gass, D.L. Noneaker, and M.B. Pursley, "Spectral efficiency of a power-controlled CDMA mobile personal communication system," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.14, pp.559-569, Apr. 1996.
- [6] T. Dohi, Y. Okumura, and F. Adachi, "Effects of spreading chip rates on transmit power distribution in power-controlled DS-SS reverse link," *Elec. Letters*, Vol.6, pp.447-448, Mar. 1997.
- [7] W.C. Jakes, Jr., *Microwave Mobile Communications*, John Wiley and Sons, 1974.
- [8] M. Nakagami, "The m-distribution - A general formula of intensity distribution of rapid fading," in *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, pp.3-36, Pergamon Press, 1960.
- [9] S.W. Kim and Y.H. Lee, "Combined rate and power adaptation in DS/SS communications over Nakagami fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, pp.162-168, Jan. 2000.
- [10] W.H. Press, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling, and B.P. Flanner, *Numerical Recipes in C*, 2nd ed., Cambridge, U.K., 1997.

이 예 훈 (Ye Hoon Lee)

중신회원



2000년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사

1994년~1997년 한국전자통신연구원 위촉연구원

2000년~2001년 LG전자 차세대단말연구소 선임연구원

2001년~2002년 미국 뉴저지공과대학 (NJIT) 박사후연구원

2003년~2005년 삼성종합기술원 전문연구원

2005년~현재 서울산업대학교 전자정보공학과 조교수
<관심분야> 차세대이동통신, 디지털 통신이론 및 설계