

나카가미 페이딩 채널에서 W-CDMA의 대역폭에 따른 성능 분석

정회원 이주석*, 김철성**

Performance of W-CDMA system for different bandwidths in a Nakagami fading channel

Ju-Seog Lee*, Cheol-Sung Kim** *Regular Members*

요 약

CDMA 시스템의 해석에서 일반적으로 시스템의 대역폭에 관계없이 한 칩 구간 내에 일정한 평균 전력을 갖는 한 개의 다중 경로 성분만을 고려하지만, 본 논문에서는 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 수를 달리하고, 이 다중경로 성분들에 자기 상관 함수의 기울기와 상대적인 위상을 고려하여 페이딩의 영향을 해석하였다. 그리고 한 칩 구간내의 다중 경로의 수를 달리하기 위해 서로 다른 대역폭을 갖는 시스템을 사용하였다. 그리고 나카가미 페이딩 채널에서 페이딩이 시스템에 미치는 영향을 알아보기 위해 사용자 수에 대한 평균 에러 확률을 유도하였다.

모의실험 결과로부터 일반적인 방법으로 구한 시스템의 성능이 본 논문에서 사용한 방법으로 구한 성능보다 우수한 것처럼 보이는 것은 한 칩 구간 내에 자기 상관 함수의 기울기를 고려하지 않아 실제 환경보다 전력을 많이 사용하기 때문이다. 그리고 m_i 가 "2"일 때는 m_i 가 "1"일 때보다 채널환경이 상대적으로 우수하여 전력 지연 프로파일에 가중되는 나카가미 랜덤 변수의 크기가 크기 때문에 기존의 방법과 본 논문에서 사용한 방법으로 구한 평균 에러 확률과의 차이가 더 크게 나타남을 알 수 있다. 이와 같이 보다 실제적인 환경을 고려한, 본 논문에서 사용한 방법이 기존의 방법보다 시스템의 성능을 더 정확하게 평가 할 수 있음을 알 수 있다.

ABSTRACT

Conventionally, in a CDMA system analysis, we assume only a single path within one chip duration. But, in this paper, we assume various numbers of multipath within one chip duration according to spreading bandwidth in fixed channel model. Thus we take into account of the effects of autocorrelation and relative phases among multipath components within one chip duration, and analyze fading effects. Hence, we employ the systems with different bandwidths to differ the number of multipath within one chip duration in fixed channel model. Then, we derive the average error probability versus the number of users over Nakagami fading channel. From simulation results, the performance of the present method just seems to be superior to the performance of the method used in this paper. The reason is that the present method uses much power than realistic environments, since that method doesn't consider the effects of autocorrelation and relative phases within one chip duration. Then, in case of $m_i=2$, the average error probabilities of between present method and the used method in this paper are different a lot since the channel environment of $m_i=2$ is relatively better than the of $m_i=1$, and then the strength of Nakagami random variables weighing in power delay profile is large. In conclusion, the method used in this paper considering more realistic environments can be used to analyze more precise performance of the W-CDMA system than present method.

1. 서 론

무선 통신 시스템에서 수신된 다중 경로 신호의

통계적 특성을 나타내기 위해 레일리, 로그-노말, 혹은 리시안 분포 등을 사용되고 있다. 이와 더불어 나카가미 분포가 여러 가지 페이딩 현상을 정확하

* 순천제일대학교 전자정보통신학부 (jslee@suncheon.ac.kr), ** 전남대학교 정보통신공학부(chskim@chonnam.chonnam.ac.kr)

논문번호 : 010188-0720, 접수일자 : 2001년 7월 20일

※본 연구는 순천제일대학 교내연구과제로 수행되었습니다.

고 유연하게 나타내는데 널리 사용되고 있다.^[11] 이러한 나카가미 페이딩 채널을 광대역 다중 경로 채널 모델로 사용하고, 지수형 MIP (Multipath Intensity Profile)를 사용하여 W-CDMA 시스템의 성능을 분석하였다.

일반적으로 CDMA 시스템의 해석에서 시스템의 대역폭에 관계없이 한 칩 구간 내에 일정한 평균 전력을 갖는 한 개의 다중 경로 성분만을 고려하지 만^[2,3], 최근에 고정된 채널 모델에서 시스템의 대역 폭에 따라 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 수를 달리하고, 다중경로 성분들에 자기 상관 함수의 기울기와 상대적인 위상을 고려하여 페이딩의 영향을 해석하고있다. 이와 같이 페이딩이 시스템에 미치는 영향을 알아보기 위해 레일리 페이딩 채널 환경에서 평균 에러 확률을 수치적인 방법과 이론적인 방법을 사용하여 시스템의 성능을 분석하고 있다.^[4,7]

본 논문에서는 레일리 페이딩 채널보다 페이딩 현상을 유연하고 정확하게 표현할 수 있는 나카가미 페이딩 채널에서 채널 모델을 고정하고, 시스템의 대역폭에 따라 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 수를 달리하는 방법을 사용해서 시스템의 성능을 분석하였다. 성능 분석을 위해 출력 신호에 대한 확률 밀도 함수를 구하고, 이 출력 신호에 대한 조건부 에러 확률을 이용하여 사용자 수에 대한 평균 에러 확률을 유도하였다. 그리고 평균 에러 확률을 사용하여 기존의 방법과 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 수를 달리하는 방법을 비교, 분석하였다. 또한, 대역폭에 따른 성능을 공정하게 비교하기 위해 동일한 주파수 대역폭에서 hybrid FDMA/CDMA를 사용하여 성능을 비교하였다.^[3]

II장에서는 다중 경로 채널을 선형 필터로 모델화하고, 전력 지연 프로파일로 지수형 MIP를 사용하였다.

III장에서는 페이딩 파라미터가 정수인 나카가미 페이딩 채널 환경에서 W-CDMA 시스템의 성능을 분석하기 위해 출력 신호의 확률 밀도 함수를 구하고, 이 출력 신호의 조건부 에러 확률을 이용해서 사용자 수에 대한 평균 에러 확률을 이론적으로 유도하였다.

IV장의 모의실험에서는 페이딩 파라미터 m_i 가 “1”과 “2”인 나카가미 페이딩 채널 환경에서 지수형 MIP를 전력지연 프로파일로 사용하고, 이 전력 프로파일의 감쇠지수 δ 가 “0.3”과 “0.7”인 경우를

고려하였다. 그리고 기존의 방법과 본 논문에서 사용한 방법에 대해서 출력 신호의 확률 밀도 함수와 사용자 수에 대한 평균 에러 확률을 CDMA 시스템의 대역폭에 따라 각각 비교, 분석했다.

마지막으로 V장에서는 결론과 향후 연구 방향에 대한 제안을 하였다.

II. 광대역 다중경로 채널의 모델링

W-CDMA 시스템의 성능을 평가, 분석하기 위해 적절한 광대역 다중 경로 채널 모델을 모델링 할 필요가 있다. 이를 위해 Turin이 제안한 수학적인 모델을 사용해서 채널을 선형 필터로 모델링하였다. 이 선형 필터와 채널의 임펄스 응답을 다음 그림 1 과 식 (1)에 나타냈다.^[8,9]

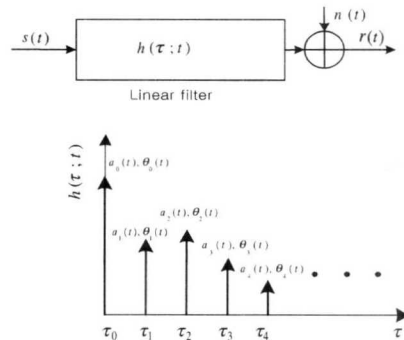


그림 1. 광대역 다중 경로 채널 모델.

$$h(\tau; t) = \sum a_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \exp\{j\theta_i(t)\}, \quad (1)$$

여기서 a_i 은 경로 크기(path amplitudes), τ_i 은 경로 도착 시간(path arrival times), θ_i 은 경로 위상(path phases) 이다.

나카가미 페이딩 채널에서 l 번째 bin(bin)의 수신 신호의 크기는 다음 식 (2)와 같다.^[10]

$$f(a_l) = 2 \frac{a_l^{2m_l-1}}{\Gamma(m_l)} \left(\frac{m_l}{\Omega_l}\right)^{m_l} \exp\left(-\frac{m_l}{\Omega_l} a_l^2\right), \quad (2)$$

여기서 $\Gamma(m_l)$ 은 감마함수를 나타내고 Ω_l 은 a_l^2 의 기대치이다. 그리고 페이딩 파라미터 m_l 은 $\frac{\Omega_l^2}{E[(a_l^2 - \Omega_l)^2]} \geq 0.5$ 이다. 예를 들어 m_l 이 “1”인 경우는 $f(a_l)$ 이 레일리 페이딩 채널인 경우이고,

m_l 이 “ ∞ ”인 경우는 페이딩을 격지 않는 경우를 나타낸다. 그리고 m_l 이 0.5인 경우는 $f(a_l)$ 이 페이딩 조건에서 가장 최악의 경우인 단측 가우시안(one-sided Gaussian) 페이딩 채널을 나타낸다.

전력 지연 프로파일은 다음 식 (3)의 지수형 MIP를 사용하였다.

$$\Omega_l = \Omega_0 \exp(-l\delta), \quad (3)$$

여기서 Ω_0 는 첫 번째 빈(bin)의 평균 전력을 나타내고 δ 는 평균 전력의 감소 지수를 나타낸다. $\Omega_l(l=0, 1, 2, \dots, L)$ 은 경우에 따라 다르지만 일반적으로 δ 가 작은 경우는 이동체와 반사체들의 수가 많은 경우를 나타내고, δ 가 큰 경우는 이동체와 반사체들의 수가 상대적으로 적은 경우를 나타낸다.

III. 다중경로 페이딩 채널에서 W-CDMA의 해석

W-CDMA 시스템을 해석하기 위해 수신 신호는 $K+1$ 개의 DS 파형으로 구성되고, 서로 비동기적으로 동작한다고 가정하자. 그리고 변조 신호는 동기 BPSK 신호라고 가정하고 DS-SS 수신기를 사용하여 해석하였다. 그리고 해석을 위해 완전한 전력 제어, 코드, 반송파, 비트 동기를 가정하였다. k 번째 사용자의 전송 신호는 다음 식 (4)와 같다.

$$s_k(t) = m_k(t)c_k(t) \cos(w_0t), \quad (4)$$

여기서 $m_k(t) \in \{-1, +1\}$ 는 k 번째 사용자의 이진 랜덤 데이터이고 $c_k(t)$ 는 k 번째 사용자의 확산 부호이다. 나카가미 페이딩 채널을 통해 수신된 전체 신호 $r(t)$ 는 다음 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^L a_{k,l} m_k(t-\tau_{k,l}) c_k(t-\tau_{k,l}) \cdot \\ &\quad \cos\{w_0(t-\tau_{k,l}) + \theta_{k,l}\} + n(t), \\ &= \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^L a_{k,l} m_k(t-\tau_{k,l}) c_k(t-\tau_{k,l}) \\ &\quad \cos(w_0t + \phi_{k,l}) + n(t), \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $K+1$ 는 전체 사용자의 수를 나타내고, $L+1$ 은 수신기에 도착하는 다중 경로 신호의 전체 수를 나타낸다. $a_{k,l}$ 은 임펄스 응답에서 k 번째 사용자의 l 번째 다중 경로의 크기를 나타내는 나카가

미 랜덤 변수이다. $\tau_{k,l}$, $\theta_{k,l}$ 은 임펄스 응답에서 k 번째 사용자의 l 번째 다중 경로 신호의 시간 지연, 위상 천이를 나타낸다. 그리고 해석의 편의상 시간 지연 $\tau_{0,0}$ 와 위상 천이 $\theta_{0,0}$ 을 “0”이라고 가정하고, $\tau_{0,0}$ 와 $\theta_{0,0}$ 를 기준으로 한 상대적 위상 천이 $-w_0\tau_{k,l} + \theta_{k,l}$ 를 $\phi_{k,l}$ 이라 했다. $n(t)$ 는 전력스펙트럼 밀도가 $\frac{N_0}{2}$ 인 AWGN (additive white Gaussian noise) 이다.

수신된 전체 신호 $r(t)$ 는 세 개의 서로 다른 성분으로 나누어 다음 식 (6)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{l=0}^L a_{0,l} m_0(t-\tau_{0,l}) c_0(t-\tau_{0,l}) \\ &\quad \cos(w_0t + \phi_{0,l}) \\ &\quad + \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^L a_{k,l} m_k(t-\tau_{k,l}) c_k(t-\tau_{k,l}) \\ &\quad \cos(w_0t + \phi_{k,l}) + n(t) \\ &= s_0(t) + s_i(t) + n(t), \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $s_0(t)$ 는 원하는 사용자 ($k=0$)의 다중 경로 성분, $s_i(t)$ 는 원하지 않는 사용자 ($k \neq 0$)의 다중 경로 성분이다.

수신 신호 $r(t)$ 가 국부 발진기와 상관기를 통과한 후 t 가 T 에서 출력 Z 는 다음 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} Z &= \int_0^T 2r(t)c_0(t) \cos(w_0t + \theta_0)dt \\ &= \int_0^T 2\{s_0(t) + s_i(t) + n(t)\}c_0(t) \cdot \\ &\quad \cos(w_0t + \theta_0)dt \\ &= S + I + N, \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 θ_0 는 수신기의 국부 발진기의 위상이다. 그리고 S 는 신호의 크기, I 는 간섭의 크기, N 는 가우시안 잡음의 크기를 나타내는 랜덤 변수이고 다음 식 (8), (9) 및 (10)으로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} S &= \int_0^T 2s_0(t)c_0(t) \cos(w_0t + \theta_0)dt \\ &= \sum_{l=0}^L a_{0,l} \cos(\phi_{0,l} - \theta_0) \\ &\quad \int_0^T m_0(t-\tau_{0,l})c_0(t-\tau_{0,l})c_0(t)dt, \end{aligned} \quad (8)$$

$$I = \int_0^T 2 \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^L a_{k,l} m_k(t-\tau_{k,l}) c_k(t-\tau_{k,l}) \cdot$$

$$c_0(t) \cos(w_0 t + \phi_{k,l}) \cos(w_0 t + \theta_0) dt,$$

$$= \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^L a_{k,l} \cos \psi'_{k,l} \cdot \int_0^T m_k(t - \tau_{k,l}) c_k(t - \tau_{k,l}) c_0(t) dt, \quad (9)$$

$$N = \int_0^T 2n(t) c_0(t) \cos(w_0 t + \theta_0) dt, \quad (10)$$

여기서 $\psi'_{k,l}$ 는 $\phi_{k,l} - \theta_0$ 이고, T 가 $\frac{1}{2w_0}$ 보다 매우 크기 때문에($T \gg 2w_0$) 식 (8)에서 $2w_0$ 의 주파수 성분의 크기는 무시하였다.

식 (8)에서 $m_0(t - \tau_{0,l})$ 이 $[0, T]$ 의 구간에서 일정하다고 가정하면 다음 식 (11)과 같이 쓸 수 있다.

$$S = \sum_{l=0}^L a_{0,l} \cos(\psi_{0,l} - \theta_0) m_0(t - \tau_{0,l}) \cdot \int_0^T c_0(t - \tau_{0,l}) c_0(t) dt, \quad (11)$$

여기서 코드의 자기 상관 함수는 다음 식 (12)과 같다.

$$R_c(\tau_{0,l}) = \int_0^T c_0(t - \tau_{0,l}) c_0(t) dt. \quad (12)$$

그리고 확산부호는 해석의 편의상 PN (pseudo noise) 부호를 사용하고, 자기상관 함수의 부분 상관의 영향을 무시하였다. 그리고 원하는 사용자의 전송 데이터 비트 $m_0(t)$ 가 +1이라고 가정하면 위 식 (12)를 다음 식 (13)과 같이 쓸 수 있다.

$$S = \text{Re} \left[\sum_{l=0}^L a_{0,l} \exp(j\psi_{0,l}) R_c(\tau_{0,l}) \exp(-j\theta_0) \right]$$

$$= \text{Re} \left[|R| \exp\{j(\theta' - \theta_0)\} \right], \quad (13)$$

여기서 R 은 다음 식 (14)와 같다.

$$R = \sum_{l=0}^L a_{0,l} R_c(\tau_{0,l}) \exp(j\psi_{0,l}) = |R| \exp(j\theta') \quad (14)$$

그리고 $|R|$ 과 θ' 는 각각 R 의 크기와 위상이다.

완전한 반송파 동기를 가정했으므로 수신기의 국부 발진기 위상 θ_0 와 수신 신호의 위상 θ' 은 같다고 가정한다. 그러므로 S 는 다음 식 (15)와 같다.

$$S = |R|. \quad (15)$$

지금까지 성능 분석을 위해 시스템의 대역폭에 관계없이 한 칩 구간 내에 한 개의 다중 경로 성분만이 존재하는 것으로 가정하고 있다.^[2,3] 그러나 최근에 그림 2와 같이 한 칩 구간 내에 존재하는 다중 경로 성분들에 자기 상관함수의 기울기와 위상을 고려하여 이들을 페이저의 합(a', θ' 또는 a_0, θ_0)으로 표현하고 있다.^[4-7] 따라서 한 칩 구간 내에 존재하는 다중 경로 성분들이 발생시키는 페이딩에 대한 영향을 보다 정확하게 분석할 수 있다. 이러한 페이딩의 영향은 출력 신호의 통계적 분포에 잘 나타나므로 출력 신호의 확률밀도 함수를 구하고, 이 출력 신호의 조건부 에러 확률을 이용하여 사용자 수에 대한 평균 에러 확률을 유도하고 있다. 본 논문에서는 레일리 페이딩 채널보다 페이딩 현상을 유연하고 정확하게 표현할 수 있는 나카가미 페이딩 채널에서 채널 모델을 고정하고 시스템의 대역폭에 따라 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 수를 달리하는 방법을 사용해서 시스템의 성능을 이론적으로 분석하였다.

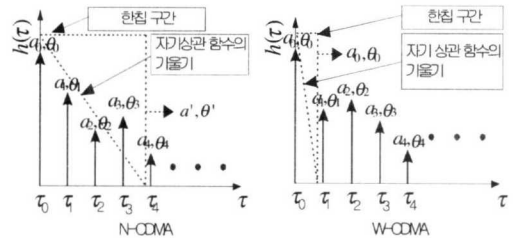


그림 2. 대역폭에 따른 N-CDMA와 W-CDMA의 다중 경로의 영향 (본 논문에서 사용한 방법).

본 논문에서는 CDMA 시스템의 성능 개선을 위해 레이크 수신기를 사용하고 결합 방법으로 성능이 가장 우수한 MRC (Maximal Ratio Combining)를 사용하였다.^[11] M 개의 상관기를 갖는 레이크 수신기에서 각 상관기의 출력을 나타내는 랜덤 변수가 $Z_1, Z_2, Z_3, \dots, Z_M$ 일 때 i 번째 상관기의 출력은 다음 식 (16)과 같다.

$$Z_i = S_i + I_i + N, \quad (16)$$

여기서 S_i 는 i 번째 상관기의 출력에서의 신호의

크기, I_i 는 간섭의 크기, N 는 잡음의 크기를 나타내는 랜덤변수이다. 그리고 각 상관기의 출력에서 간섭 I_i 의 통계적 특성이 동일하므로 I 로 쓸 수 있다. 또한 I 의 통계적 특성이 중심 극한 정리에 의해 가우시안 분포를 갖는다고 가정할 수 있으므로 다음 식 (17), (18)로 표현할 수 있다.^[12]

$$E[I] = 0, \tag{17}$$

$$Var[I] = KT^2 \frac{E[a_{k,l}^2]}{3H} \sum_{l=0}^L \Omega_l, \tag{18}$$

여기서 K 는 사용자의 수, H 는 처리 이득, T 는 비트 구간이다. $a_{k,l}$ 은 $\mu_l a_{k,l}$ 이고, $a_{k,l}$ 은 $E[a_{k,l}^2] = 1$ 로 정규화된 나카가미 랜덤 변수이다. 그리고 μ_l 은 l 번째 다중경로 성분분의 기대치로서 $\sqrt{\Omega_l}$ 을 나타낸다.

식 (16)에서 N 의 통계적 특성을 구하면 다음 식 (19), (20)로 표현할 수 있다.

$$E[N] = 0, \tag{19}$$

$$Var[N] = N_0 T. \tag{20}$$

그리고 각각의 상관기 출력에 $G_1, G_2, G_3, \dots, G_M$ 의 가지 이득을 곱하면 레이크 수신기의 출력을 나타내는 랜덤변수 Z_T 는 다음 식 (21)과 같다.

$$\begin{aligned} Z_T &= G_1 Z_1 + G_2 Z_2 + \dots + G_M Z_M \\ &= S_T + I_T + N_T. \end{aligned} \tag{21}$$

그러므로 MRC를 사용할 때 위 식 (21)의 각 성분분의 통계치는 다음 식 (22), (23) 및 (24)와 같다.^[6]

$$S_T = \sum_{i=1}^M G_i S_i, \tag{22}$$

$$Var[I_T] = Var[I] \sum_{i=1}^M E[G_i^2], \tag{23}$$

$$Var[N_T] = Var[N] \sum_{i=1}^M E[G_i^2], \tag{24}$$

여기서 G_i 는 가지 이득이고 $Var[I]$ 와 $Var[N]$ 은 각 상관기 출력의 간섭 성분과 잡음 성분의 분산을 나타낸다.

페이딩 파라미터가 정수인 경우의 나카가미 페이딩 채널에서 평균 에러 확률을 구하기 위해 먼저 출력 신호에 대한 확률 밀도 함수를 구하면 다음 식 (25)와 같다.^[13]

$$\begin{aligned} f(s_T) &= \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^{m_i} \right] \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{m_i} \frac{g_{i,j} s_T^{j-1}}{(m_i-j)!(j-1)!} \cdot \\ &\quad \exp(-\lambda_i s_T), \quad s_T \geq 0 \end{aligned} \tag{25}$$

여기서 $g_{i,j}$ 는 다음 식 (26)과 같다.

$$g_{i,j} = \frac{d^{m_i-j}}{dx^{m_i-j}} \left\{ \prod_{j=1}^M (x + \lambda_j)^{-m_j} \right\} \Big|_{x=-\lambda_i}. \tag{26}$$

위 식 (25)에서 $m_i=1$ 인 경우 즉, 레일리 페이딩 채널인 경우의 확률 밀도 함수는 다음 식 (27)과 같다.

$$f(s_T) = \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i \right] \sum_{i=1}^M \frac{\exp(-\lambda_i s_T)}{\prod_{j=1(j \neq i)}^M (\lambda_j - \lambda_i)}. \tag{27}$$

Z_T 의 각 성분 S_T, I_T, N_T 의 통계적 분포로부터 S_T 에 대한 Z_T 의 조건부 통계를 구하면 다음 식 (28), (29)와 같다.

$$E[Z_T | S_T] = s_T + E[I_T] + E[N_T] = s_T, \tag{28}$$

$$Var[Z_T | S_T] = Var[I_T] + Var[N_T]. \tag{29}$$

채널이 시스템에 미치는 페이딩의 영향은 출력 신호의 확률 밀도 함수에 잘 나타나므로, 이 출력 신호에 대한 조건부 에러 확률을 이용하여 사용자수에 대한 평균 에러 확률을 본 논문에서 유도하였다.

식 (28), (29)를 이용하여 조건부 평균 에러 확률을 구하면 다음 식 (30)과 같다.

$$\begin{aligned} f(error | s_T) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{E[Z_T | S_T]}{\sqrt{Var[Z_T | S_T]}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{s_T}{\sqrt{Var[I_T] + Var[N_T]}} \right). \end{aligned} \tag{30}$$

그리고 평균 에러 확률은 다음 식 (31)과 같다.

$$P_e = \int f(error | s_T) f(s_T) ds_T. \tag{31}$$

본 논문에서 성능 분석을 위해 나카가미 채널의

페이딩 파라미터 m_i 가 정수 값을 가질 때 부록 A에서 식 (25), (30) 및 (31)를 사용하여 사용자 수에 대한 평균 에러 확률을 다음 식 (32)와 같이 구하였다.

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^{m_i} \right] \cdot \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{m_i} \frac{g_{i,j}}{(m_i-j)!(j-1)!} \left[\frac{\Gamma(j)}{\lambda_i^j} - \frac{\Gamma(j)}{\lambda_i} \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} (2\beta^2)^{-\frac{j}{2}} \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) D_{-j}\left(\frac{\lambda_i}{\sqrt{2\beta^2}}\right) + \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{j-1} (-1)^k \frac{(j-1)(j-2)\cdots(j-k)}{(-\lambda_i)^{k+1}} \cdot \Gamma(j-k)(2\beta^2)^{-\frac{j-k}{2}} \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) \cdot D_{-(j-k)}\left(\frac{\lambda_i}{\sqrt{2\beta^2}}\right) \right]. \quad (32)$$

여기서 M 은 전체 상관기의 수를 나타내고 $\beta = \frac{1}{\sqrt{(\text{Var}[I_T] + \text{Var}[N_T])}}$ 이다.

위 식 (32)에서 $m_i=1$ 인 경우 평균 에러 확률은 다음 식 (33)과 같고, 레일리 페이딩 채널에서의 평균 에러 확률과 일치함을 알 수 있다.^[6]

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i \right] \sum_{i=1}^M \frac{1}{\lambda_i \prod_{j=1(G \neq i)}^M (\lambda_j - \lambda_i)} \left[1 - \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{4\beta^2}\right) \text{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right]. \quad (33)$$

그리고 $m_i=2$ 인 경우 평균 에러 확률은 식 (32)에서 다음 식 (34)와 같다.

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^2 \right] \cdot \sum_{i=1}^M \left\{ \frac{-2}{\lambda_i \prod_{j=1(G \neq i)}^M (\lambda_j - \lambda_i)^2} \sum_{j=1(G \neq i)}^M \frac{1}{\lambda_j - \lambda_i} \right\} \cdot \left[1 - \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{4\beta^2}\right) \text{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right] + \frac{1}{\lambda_i \prod_{j=1(G \neq i)}^M (\lambda_j - \lambda_i)^2} \left[\frac{1}{\lambda_i} - \frac{1}{\beta\sqrt{\pi}} + \left(\frac{\lambda_i}{2\beta^2} - \frac{1}{\lambda_i} \right) \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{4\beta^2}\right) \text{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right]. \quad (34)$$

IV. 모의 실험

본 장에서는 광대역 다중경로 페이딩 채널에서 채널 모델을 고정하고 시스템의 대역폭에 따라 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 수를 달리하는 방법을 사용하였다. 이와 같이 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 수를 달리하기 위해 서로 다른 대역폭을 갖는 CDMA 시스템을 사용하였다. 그리고 기존의 방법과 본 논문에서 사용한 방법을 사용하여 출력 신호의 확률 밀도 함수와 평균 에러 확률을 비교, 분석하였다.

채널을 선형 필터로 모델화하고 이 채널의 임펄스 응답을 나카가미 광대역 채널 모델에 적용하였다. 그리고 시분변 채널이고 주파수 선택적인 채널 환경을 고려하였다.

성능 분석을 위해 m_i 가 “1”, “2”인 나카가미 페이딩 채널 환경을 고려하고, 감쇄지수 δ 가 “0.3”, “0.7”인 지수형 MIP를 사용하였다. 그리고 공정한 성능 비교를 위하여 hybrid FDMA/CDMA 시스템을 사용하였다.^[3] 또한 다중 경로 성분을 사용하여 시스템의 성능을 개선하기 위하여 MRC를 채용한 레이크 수신기를 사용하였다.

모의실험에서 CDMA 시스템의 대역폭에 따른 성능을 비교하기 위해 고려한 대역폭과 데이터 전송율(data rate), 처리 이득(processing gain)은 아래의 표 1과 같다. 그리고 채널의 시간 해상도를 100 [nsec], 즉 채널의 대역폭을 10MHz로 가정하였다.

표 1. CDMA 시스템의 대역폭, 처리 이득, 데이터 전송율

대역폭	처리 이득	데이터 전송율
1.25MHz	125	10Kbps
10MHz	1000	10Kbps

광대역 CDMA와 협대역 CDMA가 동일한 다중 경로 성분의 전력을 사용한다는 가정에서 10MHz 시스템은 한 칩 구간에 한 개의 다중 경로만이 존재하므로 레이크 수신기에 4개의 가지를 사용하고, 1.25MHz 시스템은 한 칩 구간에 4개의 다중 경로 성분만이 존재하므로 한 개의 가지를 갖는 경우에 대해 각각 실험하였다.

m_i 가 “1”, “2”인 나카가미 페이딩 채널에서 기존의 방법과 본 논문에서 사용한 방법에 대한 출력 신호의 확률 밀도 함수를 비교하기 위해 식 (25)와

수치적으로 구한 확률 밀도 함수를 그림 3부터 그림 6까지 비교하였다.

위의 모의실험 결과로부터 본 논문에서 이론적으로 구한 수신 신호의 확률 밀도 함수가 수치적으로 구한 수신 신호의 확률 밀도 함수와 일치함을 그림 3부터 그림 6까지 볼 수 있다. 이 결과는 출력 신호의 확률 밀도 함수를 나타내는 식 (25)가 시스템의 출력 신호의 분포를 정확하게 표현하기 때문이다. 그리고 1.25MHz 시스템에서 기존의 방법은 한 칩 구간 내에 자기 상관 함수의 기울기를 고려하지

않기 때문에 본 논문에서 사용한 방법보다 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 전력을 많이 사용할 수 있어서 본 논문에서 사용한 방법보다 상대적으로 큰 신호 성분들이 많이 존재하는 것처럼 나타난다. 또한 m_i 가 "2"일 때는 m_i 가 "1"일 때보다 채널환경이 상대적으로 우수해서 기존의 방법과 본 논문에서 사용한 방법으로 구한 확률 밀도 함수에 차이가 더 크게 나타남을 1.25MHz 시스템에서 알 수 있다.

다음으로 본 논문에서 출력 신호 S_T 에 대한 조건

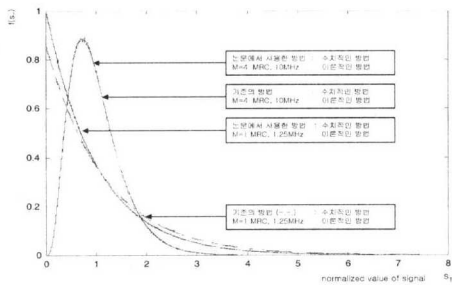


그림 3. $m_i=1$ 인 나카가미 페이딩 채널에서 수신 신호의 확률 밀도 함수 ($\delta=0.3$).

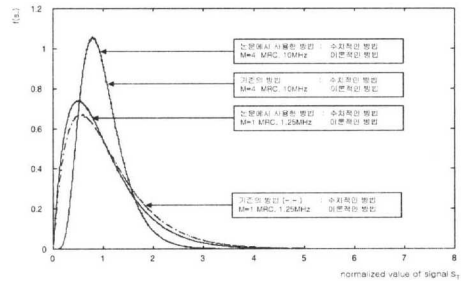


그림 6. $m_i=2$ 인 나카가미 페이딩 채널에서 수신 신호의 확률 밀도 함수 ($\delta=0.7$).

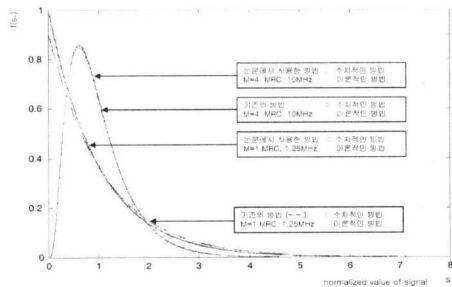


그림 4. $m_i=1$ 인 나카가미 페이딩 채널에서 수신 신호의 확률 밀도 함수 ($\delta=0.7$).

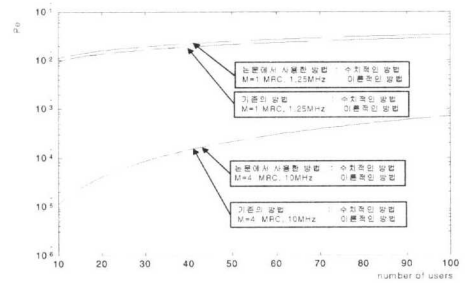


그림 7. $m_i=1$ 인 나카가미 페이딩 채널에서 사용자 수에 대한 평균 에러 확률 ($\delta_{lim}=0.3$).

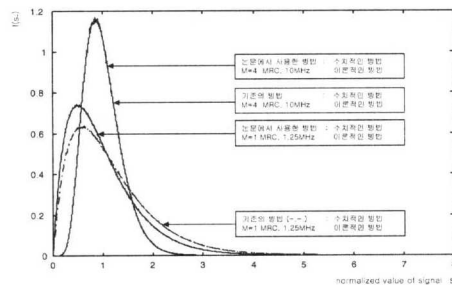


그림 5. $m_i=2$ 인 나카가미 페이딩 채널에서 수신 신호의 확률 밀도 함수 ($\delta=0.3$).

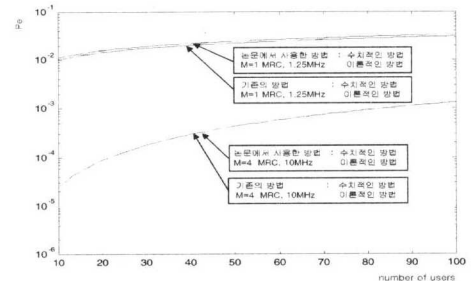


그림 8. $m_i=1$ 인 나카가미 페이딩 채널에서 사용자 수에 대한 평균 에러 확률 ($\delta=0.7$).

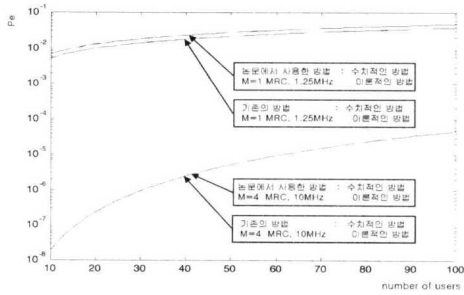


그림 9. $m_i=2$ 인 나카가미 페이딩 채널에서 사용자 수에 대한 평균 에러 확률($\delta=0.3$).

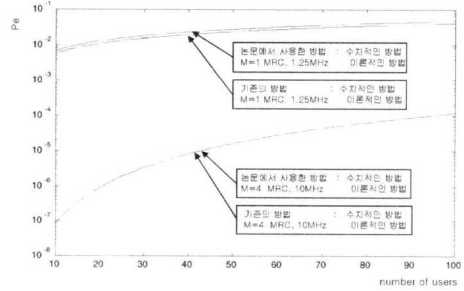


그림 10. $m_i=2$ 인 나카가미 페이딩 채널에서 사용자 수에 대한 평균 에러 확률($\delta=0.7$).

부 에러 확률을 사용하여 구한 평균 에러 확률의 식 (32)을 이용하여 기존의 방법과 본 논문에서 사용한 방법에 대해 시스템의 성능을 분석하였다. m_i 가 “1”, “2”인 평균 에러 확률의 식 (33), (34)와 수치적인 방법으로 구한 경우의 사용자 수에 대한 평균 에러 확률을 서로 다른 대역폭을 갖는 두개의 CDMA 시스템에 대해 각각 비교 분석하여 그림 7 부터 그림 10에 나타냈다. 시스템의 대역폭에 따라 성능을 공정하게 비교하기 위해 그림 11과 같은 hybrid FDMA/CDMA 시스템을 사용하여 W-CDMA 시스템과 비교하였다.

10MHz내에 총 8개의 1.25MHz hybrid FDMA/CDMA 시스템이 존재하고 각 주파수별로 서로 다른 사용자를 수용할 수 있으므로 1.25MHz에서의 사용자 수를 8배하여 10MHz에서의 사용자 수에 대해 성능을 그림 7부터 10까지에 각각 비교하였다^[3]. 10MHz 시스템은 대역폭이 넓어서 해상도가 좋기 때문에 한 칩 구간 내에 단지 한 개의 다중 경로 성분만이 페이저로 나타나고 동위상 회로에 의해서 상관기의 출력을 더하므로 페이딩의 영향을 감소시킬 수 있다. 그러나 1.25MHz 시스템인 경우에는 한 칩 구간 내에 여러 개의 다중 경로 성분들이 페이저의 합으로 나타나므로 광대역 시스템보다 성능이 열악함을 알 수 있다. 이와 같이 이용 가능한 많은 다중 경로 성분이 존재할 때 고정된 채널

에서 시스템의 분해능이 좋을수록 성능이 보다 우수함을 알 수 있었다. 그리고 1.25MHz 시스템에서 기존의 방법으로 구한 성능이 본 논문에서 사용한 방법보다 우수한 것처럼 나타나는 것은 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분에 자기 상관 함수의 기울기를 고려하지 않아서 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 전력을 많이 사용할 수 있기 때문이다. 또한 1.25 MHz 시스템에서 m_i 가 “2”일 때는 m_i 가 “1”일 때보다 채널환경이 상대적으로 우수하여 전력 지연 프로 파일에 가중되는 나카가미 랜덤 변수의 크기가 크기 때문에 기존의 방법과 본 논문에서 사용한 방법으로 구한 평균 에러 확률의 차이가 더 크게 나타남을 알 수 있다. 이와 같이 보다 실제적인 환경을 고려한, 본 논문에서 사용한 방법이 기존의 방법보다 시스템의 성능을 더 정확하게 평가 할 수 있음을 알 수 있다.

V. 결론

CDMA 시스템의 해석에서 일반적으로 CDMA 시스템의 대역폭에 관계없이 한 칩 구간 내에 일정한 평균 전력을 갖는 한 개의 다중 경로 성분만을 고려하지만, 본 논문에서는 고정된 채널에서 시스템의 대역폭에 따라 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 수를 달리하는 방법을 사용하였다. 그리고 이 다중경로 성분들에 자기 상관 함수의 기울기와 상대적인 위상을 고려하여 페이딩의 영향을 해석하였다. 이러한 페이딩에 대한 영향을 분석하기 위해 채널 환경으로 나카가미 페이딩 채널을 선정하고, 페이딩 파라미터가 정수인 경우에 대하여 사용자 수에 대한 평균 에러 확률을 유도하였다. 또한 한 칩 구간 내의 다중 경로 성분들의 수를 달리하기 위해 고정된 채널 대역폭에서 서로 다른 대역폭을 갖는

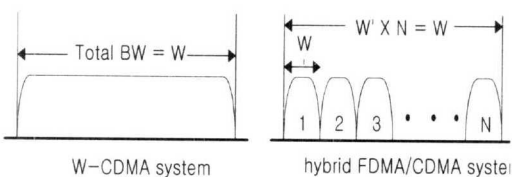


그림 11. W-CDMA와 hybrid FDMA/CDMA 시스템.

시스템에 대해 성능과 기존의 방법으로 구한 시스템의 성능을 비교, 분석하였다.

모의 실험에서는 확률 밀도 함수와 사용자 수에 대한 평균 에러 확률을 MIP의 기율기 δ 가 "0.3", "0.7"이고, 페이딩 파라미터 m_i 가 "1"과 "2"인 나카가미 페이딩 채널 환경에서 CDMA 시스템의 대역폭에 따라 본 논문에서 이론적으로 구한 식과 수치적으로 해석한 결과에 대해 각각 비교하였다. 그리고 광대역 시스템과 협대역 시스템의 공정한 성능 비교를 위해 hybrid FDMA/CDMA 시스템을 사용하였다. 성능을 비교 분석한 결과, 출력 신호의 확률 밀도 함수가 서로 일치하기 때문에 이론적인 방법과 수치적인 방법으로 구한 평균 에러 확률도 일치함을 확인할 수 있었다. 페이딩 파라미터 m_i 가 "2"일 때는 m_i 가 "1"일 때 보다 채널 환경이 우수하기 때문에 m_i 가 "2"일 때 시스템의 성능이 상대적으로 더 우수한 것을 알 수 있다. 또한 1.25MHz 시스템에서 기존의 방법으로 구한 성능이 본 논문에서 사용한 방법보다 우수한 것처럼 나타나는 것은 한 칩 구간내의 다중 경로 성분에 자기 상관 함수의 기율기를 고려하지 않아서이다. 그리고 m_i 가 "2"일 때는 "1"일 때보다 채널환경이 상대적으로 우수하여 전력 지연 프로 파일에 가중되는 나카가미 랜덤 변수의 크기가 크기 때문에 기존의 방법과 본 논문에서 사용한 방법으로 구한 평균 에러 확률의 차이가 더욱 크게 나타남을 알 수 있다. 이와 같이 보다 실제적인 환경을 고려한, 본 논문에서 사용한 방법이 기존의 방법보다 시스템의 성능을 더 정확하게 평가 할 수 있음을 알 수 있다.

더 나아가, 본 논문에서 사용한 방법을 이용해서 페이딩 파라미터가 실수인 채널 환경에 대해 평균 에러 확률을 유도하여 시스템의 성능을 평가한다면 보다 실제적인 환경에서 시스템의 성능을 분석할 수 있을 것이다.

부록 A. m_i 가 정수인 나카가미 페이딩 채널에서 사용자 수에 대한 평균 에러 확률

m_i 가 정수 값을 가질 때 식 (25)를 식 (31)에 대입하여 사용자 수에 대한 평균 에러 확률을 구하면 다음과 같다.

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^\infty (1 - \text{erfc}(\beta s_T)) \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^{m_i} \right] \cdot$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{m_i} \frac{g_{i,j} s_T^{j-1}}{(m_i-j)!(j-1)!} \cdot \exp(-\lambda_i s_T) ds_T, \quad s_T \geq 0 \\ &= \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^{m_i} \right] \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{m_i} \frac{g_{i,j}}{(m_i-j)!(j-1)!} \cdot \\ & \int_0^\infty s_T^{j-1} (1 - \text{erfc}(\beta s_T)) \exp(-\lambda_i s_T) ds_T \\ &= \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^{m_i} \right] \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{m_i} \frac{g_{i,j}}{(m_i-j)!(j-1)!} \cdot \\ & \left[\int_0^\infty s_T^{j-1} \exp(-\lambda_i s_T) ds_T \right. \\ & \left. - \int_0^\infty s_T^{j-1} \text{erfc}(\beta s_T) \exp(-\lambda_i s_T) ds_T \right]. \quad (\text{A.1}) \end{aligned}$$

위 식 (A.1) 식을 풀기 위해 필요한 식은 다음 식 (A.2)에서 (A.6)과 같다.^[14]

$$\int_0^\infty s_T^{j-1} \exp(-\lambda_i s_T) ds_T = \lambda_i^{-j} \Gamma(j), \quad (\text{A.2})$$

$$\begin{aligned} & \int_0^\infty s_T^{j-1} \exp(-\lambda_i s_T) \text{erfc}(\beta s_T) ds_T \\ &= \frac{1}{\lambda_i} \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty s_T^{j-1} \exp(-\beta^2 s_T^2 - \lambda_i s_T) ds_T \\ & \quad - \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{j-1} \frac{(-1)^k (j-1)(j-2)\dots(j-k)}{(-\lambda_i)^{k+1}} \cdot \\ & \int_0^\infty s_T^{j-k-1} \exp(-\beta^2 s_T^2 - \lambda_i s_T) ds_T \quad (\text{A.3}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \int_0^\infty s_T^{j-1} \exp(-\beta^2 s_T^2 - \lambda_i s_T) ds_T \\ &= (2\beta^2)^{-\frac{j}{2}} \Gamma(j) \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) D_{-j}\left(\frac{\lambda_i}{\sqrt{2\beta^2}}\right), \quad (\text{A.4}) \end{aligned}$$

$$D_{-1}\left(\frac{\lambda_i}{\sqrt{2\beta^2}}\right) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) \text{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right), \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{aligned} D_{-2}\left(\frac{\lambda_i}{\sqrt{2\beta^2}}\right) &= \exp\left(-\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) \left\{ \exp\left(-\frac{\lambda_i^2}{4\beta^2}\right) \right. \\ & \left. - \frac{\sqrt{\pi}}{2\beta} \lambda_i \text{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right\}, \quad (\text{A.6}) \end{aligned}$$

위 식들을 사용하여 (A.1)를 풀면 아래 식 (A.7)과 같다.

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^{m_i} \right] \cdot$$

$$\begin{aligned}
 & \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{m_i} \frac{g_{i,j}}{(m_i-j)!(j-1)!} \left[\frac{1}{\lambda_i^j} \Gamma(j) \right. \\
 & - \frac{1}{\lambda_i} \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty s_T^{j-1} \exp(-\beta^2 s_T^2 - \lambda_i s_T) ds_T \\
 & + \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{j-1} (-1)^k \frac{(j-1)(j-2)\cdots(j-k)}{(-\lambda_i)^{k+1}} \\
 & \left. \int_0^\infty s_T^{j-k-1} \exp(-\beta^2 s_T^2 - \lambda_i s_T) ds_T \right], \\
 = & \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^{m_i} \right] \cdot \\
 & \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{m_i} \frac{g_{i,j}}{(m_i-j)!(j-1)!} \left[\frac{\Gamma(j)}{\lambda_i^j} \right. \\
 & - \frac{\Gamma(j)}{\lambda_i} \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} (2\beta^2)^{-\frac{j}{2}} \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) D_{-j}\left(\frac{\lambda_i}{\sqrt{2\beta^2}}\right) \\
 & + \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{j-1} (-1)^k \frac{(j-1)(j-2)\cdots(j-k)}{(-\lambda_i)^{k+1}} \\
 & \Gamma(j-k) (2\beta^2)^{-\frac{j-k}{2}} \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) \cdot \\
 & \left. D_{-(j-k)}\left(\frac{\lambda_i}{\sqrt{2\beta^2}}\right) \right]. \quad (\text{A.7})
 \end{aligned}$$

$m_i = 1$ 인 경우 평균에러확률은 다음 식 (A.8)과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_e = & \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i \right] \cdot \\
 & \sum_{i=1}^M g_{i,1} \frac{1}{\lambda_i} \left[1 - \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} (2\beta^2)^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) \cdot \right. \\
 & \left. \exp\left(-\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right] \\
 = & \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i \right] \sum_{i=1}^M \frac{1}{\lambda_i \prod_{j=1(j \neq i)}^M (\lambda_j - \lambda_i)} \cdot \\
 & \left[1 - \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{4\beta^2}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right]. \quad (\text{A.8})
 \end{aligned}$$

그리고 $m_i = 2$ 인 경우 평균에러확률은 다음 식 (A.9)와 같다.

$$\begin{aligned}
 P_e = & \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^2 \right] \cdot \\
 & \sum_{i=1}^M g_{i,1} \frac{1}{\lambda_i} \left[1 - \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{4\beta^2}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right] \\
 & + g_{i,2} \left[\frac{1}{\lambda_i^2} - \frac{1}{\lambda_i} \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} (2\beta^2)^{-1} \cdot \right. \\
 & \left. \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) D_{-2}\left(\frac{\lambda_i}{\sqrt{2\beta^2}}\right) \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{2\beta}{\sqrt{\pi}} \frac{-1}{(-\lambda_i)^2} (2\beta^2)^{-\frac{1}{2}} \cdot \\
 & \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) D_{-1}\left(\frac{\lambda_i}{\sqrt{2\beta^2}}\right) \\
 = & \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^2 \right] \cdot \\
 & \sum_{i=1}^M g_{i,1} \frac{1}{\lambda_i} \left[1 - \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{4\beta^2}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right] \\
 & + g_{i,2} \left[\frac{1}{\lambda_i^2} \right. \\
 & - \frac{1}{\lambda_i} \frac{1}{\beta\sqrt{\pi}} \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) \exp\left(-\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) \cdot \\
 & \left. \left\{ \exp\left(-\frac{\lambda_i^2}{4\beta^2}\right) - \frac{\sqrt{\pi}}{2\beta} \lambda_i \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right\} \right] \\
 & - \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \frac{1}{\lambda_i^2} \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) \sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{8\beta^2}\right) \cdot \\
 & \left. \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right] \\
 = & \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^M \lambda_i^2 \right] \cdot
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \sum_{i=1}^M \left\{ \frac{-2}{\lambda_i \prod_{j=1(j \neq i)}^M (\lambda_j - \lambda_i)^2} \sum_{j=1(j \neq i)}^M \frac{1}{\lambda_j - \lambda_i} \right\} \cdot \\
 & \left[1 - \exp\left(\frac{\lambda_i^2}{4\beta^2}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right] \\
 & + \frac{1}{\lambda_i \prod_{j=1(j \neq i)}^M (\lambda_j - \lambda_i)^2} \left[\frac{1}{\lambda_i} - \frac{1}{\beta\sqrt{\pi}} + \left(\frac{\lambda_i}{2\beta^2} \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{1}{\lambda_i} \right) \exp\left(-\frac{\lambda_i^2}{4\beta^2}\right) \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{\lambda_i}{2\beta}\right) \right]. \quad (\text{A.9})
 \end{aligned}$$

참고 문헌

- [1] Valentine A. Aalo, "Performance of Maximal-Ratio Diversity Systems in a Correlated Nakagami-Fading Environment", *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 43, n0 8, August, 1995.
- [2] S. Kondo and L.B. Milstein, "On the Use of Multicarrier Direct Sequence Spread Spectrum Systems", *Proc. IEEE MILCOM'93*, Boston, MA, pp. 52-56, Oct., 1993.
- [3] T.Eng and L.B.Milstein, "Comparison of hybrid FDMA/CDMA Systems in frequency-selective Rayleigh Fading", *IEEE J-SAC*, vol. J-SAC 12, no. 5, pp. 938-951, June 1994.

[4] H. Jeong, J. S. Lee, and C. S. Kim, "On the capacity of W-CDMA systems with different band-width over JTC channel model", *Proc. of 3rd CIC, Korea*, vol. 1, pp. 32-36, Aug. 1998.

[5] 이주석, 부수일, 김철성, "광대역 레일리 채널에서 서로다른 대역폭을 갖는 W-CDMA 시스템의 성능에 관한 연구," *한국통신학회 논문지*, vol. 24, no. 6A, pp. 767-774, 1999.

[6] 이주석, "광대역 다중 경로 채널에서 W-CDMA 시스템의 대역폭에 따른 성능분석," 전남대학교 대학원 전기공학과 박사학위 논문, 2000.

[7] 이주석, 오동진, 김철성, "JTC 채널 모델에서 W-CDMA의 대역폭에 따른 성능 분석," *한국통신학회 논문지*, vol. 26, no. 11B, pp. 1546-1555, 2001.

[8] G. L. Turin et at., "A statistical model of urban radio propagation", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. VT-21, pp. 1-9, Feb. 1972.

[9] H. Suzuki "A statistical model for urban radio propagation", *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-25, no. 7, pp. 673- 680, July 1977.

[10] G. P. Efthymoglou, V. A. Aalo and H. Helmken, "Performance analysis of coherent DS-CDMA systems in a Nakagami fading channel with arbitrary parameters", *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. VT-46, no. 2, pp. 289-297, May 1997.

[11] T. S. Rappaport "Wireless Communications", IEEE Press, first Edition, 1996.

[12] M. B. Pursley, "Performance evaluation far phase-coded spread spectrum multiple access communication-Part I: System analysis", *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-25, pp. 795-799, Aug. 1977.

[13] Q. T. Zhang, "Maximal-Ratio Combining over Nakagami Fading Channels with an Arbitrary Branch Covariance Matrix", *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. VT-48, no. 4, pp. 1141- 1150, July 1999.

[14] I. S. Gradshteyn and L. M. Ryzhik, Tables of Integrals, Series and Products, New York: Academic Press, 1980.

이 주 석(Ju-Seog Lee)

정회원



1985년 2월 : 조선대학교 전자공학과 졸업
 1991년 2월 : 조선대학교 전자공학과 석사
 2000년 2월 : 전남대학교 전기공학과 박사
 1988년 : 대우전자

1992-현재 : 순천제일대학 전자정보통신학부 교수
 <주관심 분야> 이동통신시스템, 신호처리, 부호화

김 철 성(Cheol-Sung Kim)

정회원



1977년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업
 1979년 2월 : 서울대학교 전자공학과 석사
 1987년 12월 : University of Arizona 박사
 1979년 12월-1983년 3월 : 국방과학연구소

1987년 11월~1989년 2월 : 한국전자통신연구소 이동통신 연구실장
 1989년 3월~1995년 3월 : 전남대학교 전자공학과 교수
 1995년 3월~2001년 3월 : 전남대학교 컴퓨터공학과 교수
 1997년 2월~1998년 2월 : UCSD, 방문교수
 현재 : 전남대학교 정보통신공학부 교수
 <주관심 분야> 이동통신시스템, CDMA, 디지털 통신 방식