

다중반송파 DS/FH 이동통신시스템에서 패킷무선망의 성능분석

정회원 신동재* 박상규**

Performance Analysis of Packet Radio Network in Multi-Carrier DS/FH Mobile Communication Systems

Dong Jae Shin*, Sang Kyu Park** *Regular Members*

요약

본 논문에서는 캡처를 갖는 슬롯 ALOHA방식을 이용한 패킷무선망의 성능을 분석하였다. 접속을 획득하기 위해서 캡처효과를 이용하고 트래픽은 포아송 랜덤프로세스로 가정하였으며 공간트래픽밀도는 실제적인 이동통신환경을 나타내는 puncturing 종형분포로 가정하였다. 패킷은 접속을 획득하는 헤더부분과 데이터 정보가 들어있는 데이터부분으로 나뉜다. 헤더부분은 공통확산부호를 갖는 DS에 의해 확산되고 데이터부분은 간섭전력과 재밍에 강하고 고속의 데이터 전송시 성능향상을 기대할 수 있는 MC DS/FH에 의해 확산된다. 이동통신채널은 도심 전파의 다중경로 채널에 대한 다양한 페이딩 환경을 제공하는 나카가미 페이딩 채널을 가정하였다.

동일한 지연시간에서 반송주파수를 증가시킴에 따라 높은 채널처리용량을 얻었으며 FH를 MC DS/CDMA에 사용함으로써 간섭전력의 변화가 심한 환경에서 시스템의 성능을 일정하게 유지시켰다. 또한 Hard-limiting 상관수신기를 사용함으로써 페이딩이 심한 환경에서 패킷 무선망의 성능을 개선시켰다.

ABSTRACT

In this paper, the performance of packet radio network using slotted ALOHA protocol is analyzed in terms of the capture probability and the throughput. We consider the capture effect to successfully receive a desired packet in the presence of other interfering packets. It is assumed that the traffic is large enough to get a Poisson distribution function and that the spatial traffic model has a puncturing bell-shaped distribution to include real environments. The packet is separated into two parts, the header part and the data part. DS with the common spreading code is used for the header and MC DS/CDMA combined with FH to restrain the near-far problem is used for the data part. The Nakagami fading channel is considered to model a variety of fading environments.

The result shows that the throughput improves and the delay is getting smaller as the number of carrier increases. Even for severe variations of the interference power, a steady system performance can be obtained when a MC DS/FH is used. The use of the Hard-limiting correlation receiver results in a good performance of packet radio networks in severe fading channels.

I. 서론

정보화 사회가 가속화됨에 따라 무선채널을 통해 고속 및 양질의 음성, 데이터, 영상을 동시에 수용

하는 멀티미디어 서비스 및 무선데이터 통신에 대한 요구가 급속히 확대되어가고 있다. 현재 디지털 셀룰러의 다중접속 방식으로 채택된 CDMA 방식은 많은 가입자수를 수용할 수 있다는 장점을 가지는

* 삼성전자 정보통신총괄

** 한양대학교 전자전기공학부(skpark@email.hanyang.ac.kr)

논문번호 : 00282-0721, 접수일자 : 2000년 7월 21일

반면 간섭신호에 의해 사용자수가 제한된다는 단점을 가진다.

이러한 서비스에 대한 요구를 충족시키기 위해 기존의 셀룰러 방식에서 사용되고 있는 대역보다 대역폭이 넓은 광대역 CDMA시스템이 개발되고 있으며, 최근에는 기존의 CDMA 시스템에 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 기술을 결합함으로써 지연확산에 대한 영향을 줄이면서 부분적인 전송율의 향상, 주파수효율의 향상 그리고 협대역에서 간섭억제 효과 등에 있어 보다 효율적인 다중반송과 (Multi-Carrier : MC) DS/CDMA 방식이 차세대 고속 멀티미디어 통신방식으로 활발히 연구가 진행되고 있다^{[1][2]}. 레일레이 페이딩하에서 무선망의 성능은 많이 분석되어 왔으나 실제 이동통신 환경에서 도심 전파의 다중경로 채널에 대한 다양한 페이딩 환경을 표현하는 나카가미 페이딩 하에서는 최근에서야 Grami와 Al-Semari가 슬롯 ALOHA의 성능을 분석하였다^[3]. 또한 Atarahi와 Nakagawa가 부분캡처를 갖는 다중반송과 무선망의 성능을 분석하였다^[4].

지금까지 MC DS/CDMA방식에서는 전력제어가 완전하게 이루어진 상태를 가정하여 연구가 이루어졌으나^{[3][4]}, 단말기의 이동과 사용자 사이의 거리차이로 인하여 실제 기지국에 수신되는 전력은 일정하지 않게 된다. 이와 같이 전력차가 심하면 MC DS/CDMA 시스템의 용량은 심각하게 줄어든다.

본 논문에서는 재밍과 원근문제에 강한 확산대역 기법인 FH를 DS/CDMA와 결합한 방식을 사용함으로써 이를 해결한다. MC DS/CDMA는 DS/CDMA에 비해 칩 간격이 커져서 확산부호의 동기를 확보하기 쉬우며 여기에 FH를 사용함으로써 더 짧은 확산부호와 도약패턴을 사용할 수 있기때문에 전체적인 초기동기시간을 줄일 수 있다.

본 논문에서는 성능 파라미터로서 패킷지속시간 동안 성공적으로 수신기에 도달하는 패킷의 평균수인 채널처리용량과 패킷이 성공적으로 수신될 때까지의 지연시간을 이용하여 채널을 할당받기 위해 하나의 공통채널에서 서로 경쟁하는 랜덤접속방식인 슬롯 ALOHA방식을 이용한 패킷 무선망의 성능을 분석한다.

2장에서는 캡처 효과를 이용한 패킷무선망의 트래픽, 채널 및 송수신 모델을 제시하며 3장에서는 여러 페이딩과 캡처비에 따른 캡처확률을 구하고 MC DS/FH 시스템에서 패킷 전송시 Hard-limiting 상관 수신기를 이용한 경우의 채널처리용량을 분석

한다. 4장에서는 이에 대한 결론을 내린다.

II. 시스템 모델

2.1 캡처를 갖는 ALOHA시스템

주파수 분할이나 확산대역변조를 사용할 경우 다수의 사용자 중에 어떤 사용자들의 데이터 신호 전력이 크다면 그 사용자들만이 성공적으로 데이터를 전송할 확률이 전력이 낮은 다른 사용자들보다 높아진다. 데이터를 전송받을 여러 사용자들이 있을 때 가장 근접한 사용자의 전송 손실이 적으므로 데이터나 메시지를 성공적으로 수신할 확률이 가장 높다. 이러한 효과를 원근(near-far)효과라 한다. 이러한 원근효과뿐만 아니라 페이딩과 속도이므로 인해 실제의 시스템에서 동시전송으로 패킷충돌이 발생할 경우 어느 한 패킷의 전력이 다른 사용자들의 패킷전력의 합보다 크다면 오히려 수신될 수 있는데 이를 캡처효과(capture effect)라 한다^[5].

K명이 동시에 패킷을 전송하는 경우 i번째 기준 사용자의 패킷이 캡처될 수 있는 확률은 식 (2.1)과 같다^[5].

$$P_{cap} = P\left(-\frac{S}{\sum_{k=1}^{K-1} I_k} \geq \delta\right) \quad (2.1)$$

여기서 S는 i번째 기준 사용자 패킷의 전력, I_k 는 k번째 사용자 패킷의 간섭전력이며 δ 는 캡처비(capture ratio)로서 변조방식과 코딩기법에 따라 다른 값을 갖는다.

2.2 트래픽 모델

본 논문에서는 트래픽 모델로 균일분포나 유니모달(Unimodal)^[5] 분포에 비해 높은 채널처리용량과 낮은 지연시간을 가지며 보다 실제적인 환경을 구현하기 위해 기지국과 사용자 사이의 정규화된 거리 l 사이에서는 트래픽이 분포하지 않도록 puncturing된 종형분포를 가정한다. 기지국으로부터의 사용자 거리 r에 따른 puncturing 종형분포는 식 (2.2)와 같다^[5].

$$G(r, l) = \begin{cases} \frac{Ge^{-\pi^2/4}}{\operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\pi}}{2} l^2\right)}, & , l \leq r < \infty \\ 0, & , otherwise \end{cases} \quad (2.2)$$

여기서 $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-u^2) du$ 이다.

2.3 패킷 구조

본 논문에서 고려되는 패킷 구조는 헤더와 데이터, 두 부분으로 나뉜다. 헤더 부분에 단일부호를 사용하고 데이터 부분에는 송신기별 부호를 사용한다. 한 슬롯에서 동시에 신호를 전송하는 모든 사용자들은 헤더부분에서 채널을 할당받기 위해 경쟁하게 되고 접속을 획득하게 되면 수신기는 접속획득에 성공한 사용자의 확산부호를 곱하기 위해서 데이터 영역으로 빠른 스위칭을 하여 데이터를 수신하게 된다. 이처럼 채널할당을 위해 헤더부분을 이용해 경쟁하는 방식은 전체 패킷을 사용해 경쟁하는 방식에 비해 낮은 오류 확률을 갖는다. 여기에 캡처 효과를 이용함으로써 충돌과 페이딩, 간섭으로 인한 오류가 줄어들어 더욱 높은 접속 획득률을 얻을 수 있다. 헤더부분을 이용해 경쟁하는 방식은 헤더부분에서 충돌이 발생할 수 있으나 데이터 부분에서는 충돌이 발생할 가능성이 없다. 따라서 자기 상관 및 다른 확산부호들과의 상호상관 특성이 우수한 단일부호를 헤더전송을 위해 모든 사용자들이 공유하도록 해야 한다

2.4 채널 모델

본 논문에서는 채널모델로 나카가미 m -분포(Nakagami m -distribution)를 가정한다. 나카가미 분포는 도심 전파 다중 경로 채널에서 레일레이, 대수 정규나 라이시안 분포에 비해 보다 다양한 페이딩 환경을 제공해 주는 분포이다. 페이딩이 나카가미 분포를 따를 때 수신된 신호의 진폭 a 의 확률밀도 함수 $f_a(a)$ 는 식 (2.3)과 같다^[1].

$$f_a(a) = \frac{2m^m a^{2m-1}}{\Gamma(m)\rho^m} \exp\left(-\frac{ma^2}{\rho}\right) \quad (2.3)$$

여기서 $\Gamma(\cdot)$ 는 감마함수(Gamma function) 이고, $\rho = E[a^2]$ 는 수신된 신호의 평균전력, $m = \rho^2 / E[(a^2 - \rho)^2]$ 은 페이딩의 심한 정도를 나타내는 페이딩 지수(fading index)이다. $m=0.5$ 이면 전송채널은 단축 가우시안(half-Gaussian), $m=1$ 이면 레일레이 페이딩 채널이 되며 m 이 무한대가 되면 페이딩이 없는 상태가 된다.

2.5 송·수신기모델

2.5.1 헤더부분

K (즉, $K-1$ 개의 간섭패킷)명이 동시에 신호를 송신하는 경우 공통확산부호를 갖는 DS 시스템의

송신기 모델은 그림 2.1과 같다.

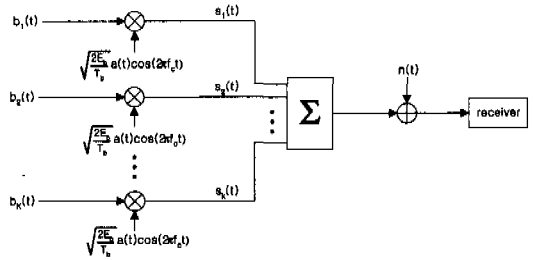


그림 2.1 헤더부분의 송신기 모델

그림 2.1에서 $b_k(t)$ 는 k 번째 사용자의 데이터 신호이며 이 데이터 신호는 BPSK 변조된 후 모든 사용자에게 동일한 공통확산부호 $a(t)$ 와 곱해진다. 간격이 T_b 인 직각 펄스의 에너지를 E_b 라 하면 k 번째 사용자의 송신 신호는 식 (2.4)와 같다.

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} b_k(t) a(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (2.4)$$

i 번째 사용자를 기준 사용자로 했을 때 DS 확산대역 시스템의 수신기 모델은 그림 2.2와 같다.

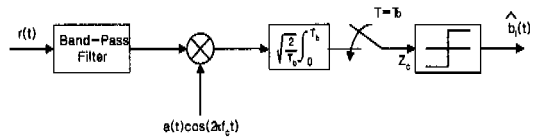


그림 2.2 헤더부분의 수신기 모델

채널을 통과한 후 수신기에 도달하는 수신 신호는 식(2.5)와 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K a_k s_k(t) + n(t) \quad (2.5)$$

여기서 a_k 는 k 번째 사용자의 페이딩 감쇄지수이고 $n(t)$ 는 양측전력스펙트럼밀도가 $N_0/2$ 인 가산적 백색 가우시안 잡음이다. 수신된 신호 $r(t)$ 는 공통 확산부호에 의하여 역확산되고 반송파가 곱해진 후 적분기를 거치게 된다. 이 때 i 번째 선형 상관수신기의 결정변수는 식(2.6)과 같다.

$$Z_c = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \int_0^{T_b} r(t) \cdot a(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad (2.6)$$

$$= a_i \sqrt{E_b} b_i + \sqrt{E_b} \sum_{k \neq i}^K I_k + \eta$$

여기서 $\eta = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \int_0^{T_b} n(t) \cdot a(t) \cos(2\pi f_c t) dt$ 이다.

2.5.2 데이터부분

2.5.2.1 송신기 모델

K (즉, $K-1$ 개의 간섭패킷)명이 동시에 신호를 전송하는 경우 MC DS/FH 시스템의 송신기 구조는 그림 2.3과 같다.

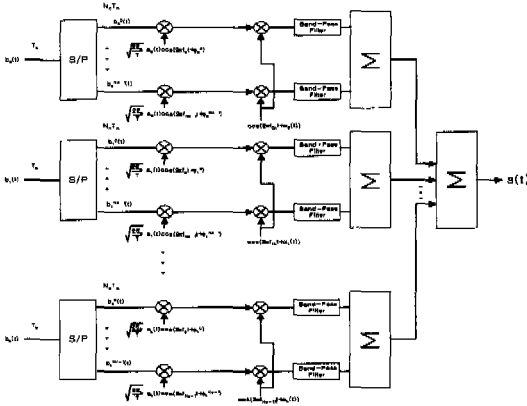


그림 2.3 데이터부분의 송신기모델

직렬로 전송되어 들어오는 T_b 간격의 비트 열은 반송파의 개수인 N_c 개의 가지로 데이터의 첫 번째 비트, 두 번째 비트..., N_c 번째 비트가 병렬 변환되어 들어오며 이때 새로운 비트 간격 $T = N_c T_b$ 가 된다. 병렬 변환된 비트들은 랜덤부호에 의해 확산된 후 서로 직교성을 가진 부반송파(subcarrier)들에 의해 변조되고, 다시 주파수 도약패턴 $f_{mk}(t)$ 에 따라 부반송파의 주파수가 변환되어 송신된다.

확산 부호의 칩 간격을 T_{c,N_c} , 처리이득(processing gain)을 N_{N_c} 라 하면 병렬 변환된 비트 간격 $T = N_c T_b = N_{N_c} T_{c,N_c}$ 이다. MC DS/CDMA 시스템에서는 부반송파의 주파수들이 서로 직교성을 지니고 있어 부채널들이 서로 중첩되어 사용되더라도 다른 채널에는 간섭을 주지 않으므로 대역폭효율이 향상된다.

본 논문에서는 성능비교를 위하여 DS/CDMA 시스템과 MC DS/FH 시스템이 동일한 신호 대역폭을 가진다고 가정한다. 따라서 단일 반송파일 경우의 칩 간격을 $T_{c,1}$ 이라 하면 식 (2.7)이 얻어진다.

$$\frac{2}{T_{c,1}} = q \frac{N_c + 1}{T_{c,N_c}} \tag{2.7}$$

여기서 q 는 도약 주파수의 개수이다. 따라서 칩 간격 T_{c,N_c} 는 식 (2.8)이 된다.

$$T_{c,N_c} = q \frac{N_c + 1}{2} T_{c,1} \tag{2.8}$$

단일 반송파일 경우의 처리이득을 N_1 이라 하면 처리이득 N_{N_c} 는 식 (2.8)과 $N_c T_b = N_{N_c} T_{c,N_c}$, $T_b = N_1 T_{c,1}$ 으로부터 식 (2.9)가 된다.

$$N_{N_c} = \frac{2N_c}{q(N_c + 1)} N_1 \tag{2.9}$$

식 (2.8)과 (2.9)는 반송파 수가 증가할수록 칩 간격이 커지고 처리이득이 증가함을 보여 준다. 주파수 지속시간 $T_h = N_b N_c T_b$ 이고 N_b 는 주파수 지속시간 동안 할당된 정보계열의 심벌 수를 나타낸다.

그림 2.3의 송신기 모델에서 주파수 도약패턴 $f_{mk}(t)$ 는 $[jT_h, (j+1)T_h]$ 구간에서 f_{mk} 의 값을 갖는 k 번째 사용자의 송신신호 도약주파수로서 일련의 주파수들의 집합 $\{f_{0k}, f_{1k}, \dots, f_{q-1k}\}$ 에서 선택된다. 각 사용자의 첫 번째 가지에서 임의의 두 주파수 사이의 최소 주파수차이를 Δ 라 할 때 임의의 두 사용자가 인접한 주파수로 도약할 때에도 주파수 공간에서 겹치는 부분이 생기지 않도록 $\Delta \gg \frac{2}{qT_{c,1}}$ 로 가정한다.

사용자 k 의 송신신호는 식 (2.10)과 같다.

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{n=0}^{N_c-1} a_n(t) b_k(t) \times \cos[2\pi(f_n + f_{mk}(t))t + \phi_{k,n} + \mu_k(t)] \tag{2.10}$$

여기서 직교주파수 $f_n = f_0 + \frac{n}{T_c}$ ($n=0,1,2, \dots, N_c-1$)이며, $f_{mk}(t)$ 는 도약주파수, $\phi_{k,n}$ 은 확산변조기에 의한 위상편이, $\mu_k(t)$ 는 주파수 도약기에 의한 위상편이로서 $[jT_h, (j+1)T_h]$ 구간에서 상수값 μ_k 를 갖는다.

2.5.2.2 Hard-limiting 상관수신기를 이용한 수신기 모델

i 번째 사용자를 기준 사용자로 했을 때 MC DS/FH 시스템의 Hard-limiting 상관 수신기 모델은 그림 2.4와 같다.

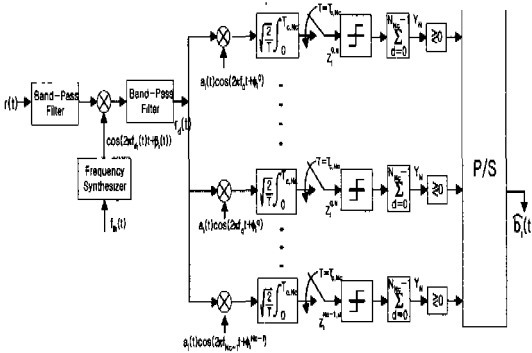


그림 2.4 데이터부분의 Hard-limiting 상관수신기

그림 2.4는 i 번째 기준 사용자의 상관수신기로서 u 번째 심벌을 검출한다. 수신된 신호는 주파수역도 약기를 통과한 뒤 역확산되고 각각의 부반송파에 의해 곱해진 뒤 T_c, N_c 동안 적분된다. 부호검출기 (sign detector)를 통과시켜 칩 단위로 +1인지 -1인지를 판별하고, 그 판별한 값을 한 비트 동안 모두 더하여 비트 결정 변수 Y_N 을 얻는다.

채널을 통과한 뒤 수신기에 도달하는 수신신호는 식 (2.11)과 같다.

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{N_c-1} a_{k,n} a_k(t) b_k(t) \times \cos[2\pi(f_n + f_{hh}(t))t + \phi_{k,n} + \mu_k(t) + \theta_k(t)] + n(t) \quad (2.11)$$

여기서 $a_{k,n}$ 은 $[bT, (b+1)T)$ 구간에서 상수값 $a_{k,n}^b$ 를 가지며 한 비트 구간동안 i 번째 기준사용자에 대하여 $E[a_{i,n}^2] = \rho_i$ 로 가정하고 다른 사용자들에 대해서는 모두 동일하게 $E[a_{i,n}^2] = \rho_m$ 로 가정한다. $\theta_k(t)$ 는 페이딩 채널에 의한 위상편이므로 $[bT, (b+1)T)$ 구간에서 상수값 θ_k^b 를 갖는다.

수신신호 $r(t)$ 는 대역폭 $W = q \cdot \Delta$ 인 대역통과필터를 통과한 후 주파수 역도약하고 다시 대역폭이 $2/(qT) < B < \Delta$ 인 대역통과필터를 거쳐 출력된 신호 $r_d(t)$ 는 식 (2.12)와 같다.

$$r_d(t) = \sqrt{\frac{E_b}{2T}} \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{N_c-1} a_{k,n} \delta[f_i(t), f_{hh}(t)] b_k(t) a_k(t) \times \cos[2\pi f_n t + \phi_{k,n}(t)] + \hat{n}(t) \quad (2.12)$$

여기서 $\delta[a, b] = \begin{cases} 1, & a = b \\ 0, & a \neq b \end{cases}$ 이고,

$\phi_{k,n}(t) = \phi_{k,n} + \alpha_k(t) + \theta_k(t) - \beta_i(t)$ 로서 k 번째 사용자의 j 번째 도약구간에서 0과 2π 사이에서 균일하게 분포하는 상수값 $\phi_{k,n}^j$ 를 갖는다. $\beta_i(t)$ 는 i 번째 수신기의 주파수 역도약기에 의한 위상이며 $\hat{n}(t)$ 는 $n(t)$ 의 대역 제한형으로 복조기의 출력에서 전력스펙트럼 밀도가 $N_0/8$ 인 가우시안 잡음이다.

III. 성능분석

3.1 캡처확률

식 (2.6)의 결정변수에서 신호성분의 순시전력을 S_c , 즉 i 번째 사용자의 전력, 간섭성분의 순시전력을 I_c 라 하면 적분기 출력에서의 신호 대 간섭비 S_c/I_c 는 식 (3.1)과 같다.

$$\frac{S_c}{I_c} = \frac{X_i}{\sum_{k=1}^K X_k} \quad (3.1)$$

여기서 $X_k = a_k^2 E_b$ 로 k 번째 사용자의 전력성분이다. 모든 패킷이 상호 독립적으로 수신기에 도달할 때, 나카가미 페이딩에서 기지국으로부터 각 사용자 간 거리 r_k 에 대한 조건부 캡처확률은 식 (3.2)와 같다.

$$P\left(\frac{S_c}{I_c} \geq \delta \mid r_1, \dots, r_K\right) = P\left(\frac{X_i}{\sum_{k=1}^K X_k} \geq \delta \mid r_1, \dots, r_K\right) \\ = P(X_i \geq \delta \sum_{k=1}^K X_k \mid r_1, \dots, r_K) \\ = \int_0^\infty \dots \int_0^\infty \left[\int_{\delta I_c}^\infty f_{X_i}(x_i) dx_i \right] \\ \times \prod_{k=1}^K f_{X_k}(x_k) dx_1 \dots dx_{i-1} dx_{i+1} \dots dx_K \\ = \prod_{k=1}^K \int_0^\infty \frac{1}{\Gamma(m)} \Gamma(m, mr_k^4 \delta x_k) (mr_k^4)^m \\ \times \frac{x_k^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp(-mr_k^4 x_k) dx_k = \prod_{k=1}^K Q_k \quad (3.2)$$

여기서

$$Q_k = \frac{\Gamma(2m)}{(\Gamma(m))^2} \frac{\delta^m}{m} \left(\frac{1}{\left(\frac{r_i}{r_k}\right)^4 \delta + 1} \right)^m \\ \cdot \left(\frac{1}{\delta + \left(\frac{r_i}{r_k}\right)^4} \right)^m \cdot {}_2F_1\left(1, 2m; m+1; \frac{1}{\left(\frac{r_i}{r_k}\right)^4 \delta + 1}\right) \quad (3.3)$$

이고, ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ 는 초기하 함수로써

$${}_2F_1(a, b, c, z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Gamma(a+k)\Gamma(b+k)\Gamma(c)}{\Gamma(a)\Gamma(b)\Gamma(c+k)} \frac{z^k}{k!} \text{이다.}$$

식 (3.3)에서 $z_k = \frac{r_i}{r_k}$ 라 하면 간섭사용자 거리에 대한 기준사용자 거리의 비 Z_k 의 확률밀도함수는 식 (3.4)와 같다.

$$\begin{aligned} f_{Z_i}(z_k) &= \int_0^{\infty} r_k f_{R_i}(r_k, z_k r_k) dr_k = \int_0^{\infty} r_k f_{R_i}(r_k) f_{R_i}(z_k r_k) dr_k \\ &= \frac{1}{\left\{ \text{erfc}\left(\frac{\pi}{2} \sqrt{z_k}\right) \right\}^2} \left\{ I_{(0,1)}(z_k) \frac{4z_k}{(1+z_k)\pi} \right. \\ &\quad \times \exp\left[-\frac{1+z_k}{4} \pi \left(\frac{1}{z_k}\right)^4\right] \\ &\quad \left. + I_{(1,\infty)}(z_k) \frac{4z_k}{(1+z_k)\pi} \exp\left[-\frac{1+z_k}{4} \pi z_k^4\right] \right\} \end{aligned} \quad (3.4)$$

모든 패킷이 상호 독립적으로 수신기에 도달한다고 가정하면 캡춰확률은 식 (3.5)와 같다.

$$\begin{aligned} P\left(\frac{S_c}{I_c} \geq \delta\right) &= \int_{r_1}^{\infty} \dots \int_{r_i}^{\infty} \int_{r_i}^{\infty} P\left(\frac{S_c}{I_c} \geq \delta \mid r_1, \dots, r_K\right) f_{R_i}(r_i) dr_i \\ &\quad \times \prod_{k=1}^K f_{R_k}(r_k) dr_1 \dots dr_{i-1} dr_{i+1} \dots dr_K \\ &= \int_{r_1}^{\infty} \dots \int_{r_i}^{\infty} \int_{r_i}^{\infty} Q_k f_{R_i}(r_k) f_{R_i}(r_i) dr_1 \dots dr_K \\ &= q_r^{K-1} \end{aligned} \quad (3.5)$$

여기서

$$\begin{aligned} q_r &= \int_0^{\infty} \frac{\Gamma(2m)}{(\Gamma(m))^2} \frac{\delta^m}{m} \left(\frac{1}{z_k^2 \delta + 1}\right)^m \left(\frac{1}{\delta + \left(\frac{1}{z_k}\right)^4}\right)^m \\ &\quad \cdot {}_2F_1\left(1, 2m; m+1; \frac{1}{z_k^2 \delta + 1}\right) f_{Z_i}(z_k) dz_k \end{aligned}$$

3.2 채널처리용량

식 (2.12)의 출력신호 $r_d(t)$ 가 Hard-limiting 상관수 신기를 통과할 때 사용자 i 의 u 번째 심벌에 대한 q 번째 반송파에서 Hard-limiting 상관수신기 출력은 식 (3.6)과 같다.

$$\begin{aligned} Z_{i,q}^u &= \sqrt{\frac{2}{T_{c,Nc}}} \int_0^{T_{c,Nc}} r_d(t) a_i(t) \cos(2\pi f_q t + \phi_{i,q}^u(t)) dt \\ &= D_{i,q}^u + ICI_{i,n}^u + ICI_{k,n}^u + MAI_{k,q}^u + \eta_d \end{aligned} \quad (3.6)$$

여기서 $D_{i,q}^u$ 는 사용자 i 의 정보신호성분 출력, $ICI_{i,n}^u$ 와 $ICI_{k,n}^u$ 는 각각 기준사용자 반송파들과 다른

사용자 반송파들로 인한 인접반송파간 간섭성분의 출력을 나타낸다. 또한 $MAI_{k,q}^u$ 는 동일 채널 내 다른 사용자 접속으로 인해 생기는 다원접속 간섭성분의 출력이며 η_d 는 가우시안 잡음의 출력이 된다.

식 (3.6)의 칩 결정변수 $Z_{i,q}^u$ 를 각 신호성분별로 분석하면 다음과 같다.

식 (3.6)에서 사용자 i 의 u 번째 심벌에 대한 q 번째 반송파 정보신호성분 출력 $D_{i,q}^u$ 는 식 (3.7)과 같다.

$$\begin{aligned} D_{i,q}^u &= \sqrt{\frac{2}{T_{c,Nc}}} \int_0^{T_{c,Nc}} \sqrt{\frac{E_b}{2T_{c,Nc}}} a_{i,q} b_{i,q}^u(t) a_i^u(t) \\ &\quad \times \cos^2(2\pi f_q t + \phi_{i,q}^u(t)) dt = \frac{\alpha_{i,q}}{2} \sqrt{E_b} b_{i,q}^u \end{aligned} \quad (3.7)$$

식 (3.6)에서 자기 사용자와 다른 사용자의 인접 반송파간 간섭 성분에 대한 출력 $ICI_{i,n}^u, ICI_{k,n}^u$ 는 각각 식 (3.8)과 (3.9)가 된다.

$$\begin{aligned} ICI_{i,n}^u &= \sqrt{\frac{2}{T_{c,Nc}}} \int_0^{T_{c,Nc}} \sqrt{\frac{E_b}{2T}} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq q}}^{N_c-1} a_{i,n} b_{i,n}^u(t) \\ &\quad \times \frac{1}{2} \cos[2\pi(f_n - f_q)t + \phi_{i,q}^u(t) - \phi_{i,n}^u(t)] dt \\ &= 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} ICI_{k,n}^u &= \frac{\sqrt{E_b}}{2T_{c,Nc}} \int_0^{T_{c,Nc}} \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq q}}^{N_c-1} a_{k,n} b_{k,n}^u(t) a_k(t) a_i(t) \\ &\quad \times \cos[2\pi(f_n - f_q)t + \phi_{i,q}^u(t) - \phi_{k,n}^u(t)] dt \\ &= \frac{\sqrt{E_b}}{2T_{c,Nc}} \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq q}}^{N_c-1} a_{k,n} ICI_{k,n}^u \end{aligned} \quad (3.9)$$

식 (3.9)의 평균과 분산은 식 (3.10), (3.11)과 같다.

$$E[ICI_{k,n}^u] = 0 \quad (3.10)$$

$$VAR[ICI_{k,n}^u] = \frac{E_b}{4} (K-1) \frac{\rho_{nr}}{8\pi^2} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq q}}^{N_c-1} \frac{1}{(n-q)^2} \quad (3.11)$$

식 (3.6)에서 다원접속간섭성분에 대한 출력 $MAI_{k,q}^u$ 는 식 (3.12)와 같다.

$$\begin{aligned} MAI_{k,q}^u &= \sqrt{\frac{2}{T_{c,Nc}}} \int_0^{T_{c,Nc}} \sqrt{\frac{E_b}{2T_{c,Nc}}} \sum_{k=1}^K a_{k,q} b_{k,q}^u(t) \\ &\quad \times a_k(t) a_i(t) \frac{1}{2} \cos[\phi_{k,q}^u(t) - \phi_{i,q}^u(t)] dt \\ &= \frac{\sqrt{E_b}}{2T_{c,Nc}} \sum_{k=1}^K a_{k,q} \cos(\phi_{k,q}^u(t) - \phi_{i,q}^u(t)) \\ &\quad \times \int_0^{T_{c,Nc}} b_{k,q}^u(t) a_k(t) a_i(t) dt \end{aligned} \quad (3.12)$$

식 (3.12)의 평균과 분산은 식 (3.13), (3.14)와 같다.

$$E[MAI_{k,q}^n] = 0 \tag{3.13}$$

$$VAR[MAI_{k,q}^n] = E_b(K-1) \frac{\rho_{nr}}{8} \tag{3.14}$$

식 (2.12)의 대역제한 가우시안 잡음 $\hat{n}(t)$ 에 대한 Hard-limiting 상관수신기 출력 η_d 는 식 (3.15)와 같다.

$$\eta_d = \sqrt{\frac{2}{T_c N_c}} \int_0^{T_c N_c} \hat{n}(t) a(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_{i,q}^n) dt \tag{3.15}$$

식 (3.15)의 η_d 에 대한 평균과 분산은 식 (3.16), (3.17)이다.

$$E[\eta_d] = 0 \tag{3.16}$$

$$VAR[\eta_d] = \frac{N_{Nc} N_0}{8} \tag{3.17}$$

식 (3.7)에서 (3.17)까지 유도된 식들로부터, 전송된 비트 값이 1일 때 식 (3.6)인 칩 결정변수의 평균과 분산을 구하면 식 (3.18), (3.19)와 같다.

$$E[Z_{i,q}^n | b_{i,q}^n = 1] = \alpha_{i,q}^n \frac{\sqrt{E_b}}{2} \tag{3.18}$$

$$\begin{aligned} \sigma_{N_c}^2 &= VAR[Z_{i,q}^n | b_{i,q}^n = 1] \\ &= E_b(K-1) \frac{\rho_{nr}}{8} + E_b(K-1) \frac{\rho_{nr}}{32\pi^2} \\ &\quad \times \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq q}}^{N_c-1} \frac{1}{(n-q)^2} + \frac{N_{Nc} N_0}{8} \end{aligned} \tag{3.19}$$

식 (2.3), (3.18), (3.19)로부터 K 사용자가 있을 때 평균 칩 오류확률은 식(3.20)과 같다.

$$\begin{aligned} P_c &= \int_0^\infty Q\left(\frac{x\sqrt{E_b}}{2\sigma_{N_c}}\right) f_{\alpha,1}^n(x) dx \\ &= \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(m)} \frac{m^{m-1}}{r_c^m} {}_2F_1\left(m, m + \frac{1}{2}; m+1; -\frac{m}{r_c}\right) \end{aligned} \tag{3.20}$$

여기서 r_c 는 식 (3.21)과 같다.

$$\begin{aligned} r_c &= \left[\sigma_{N_c}^2 / \frac{E_b \rho_r}{16} \right]^{-1} = \left[2(K-1) \cdot \frac{\rho_{nr}}{\rho_r} \right. \\ &\quad \left. + \frac{(K-1)}{2\pi^2} \cdot \frac{\rho_{nr}}{\rho_r} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq q}}^{N_c-1} \frac{1}{(n-q)^2} + \frac{2N_0 N_{Nc}}{E_b} \right]^{-1} \end{aligned} \tag{3.21}$$

여기서 $\overline{E_b} = \rho_r E_b$ 이다.

식 (3.21)에서 h_r 명으로부터 충돌이 발생했을 때의 조건부 칩 오류확률은 식 (3.22)로 주어진다.

$$P_c(h_r) = \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(m)} \frac{m^{m-1}}{r_c^m} {}_2F_1\left(m, m + \frac{1}{2}; m+1; -\frac{m}{r_c}\right) \tag{3.22}$$

여기서

$$\begin{aligned} \overline{r_c} &= \left[2h_r \left(\frac{r_i}{r_k}\right)^4 + \frac{h_r}{2\pi^2} \left(\frac{r_i}{r_k}\right)^4 \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq q}}^{N_c-1} \frac{1}{(n-q)^2} + \frac{N_0}{E_b} \right]^{-1} \\ &= \left[2h_r z_k^4 + \frac{h_r}{2\pi^2} z_k^4 \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq q}}^{N_c-1} \frac{1}{(n-q)^2} + \frac{2N_0 N_{Nc}}{E_b} \right]^{-1} \end{aligned} \tag{3.23}$$

h_r 명으로부터 충돌이 발생했을 때 원근효과를 고려한 칩 오류확률은 식 (3.24)와 같다.

$$\overline{P_c}(h_r) = E[P_c(h_r)] = \int_0^\infty P_c(h_r) f_{z_k}(z_k) dz_k \tag{3.24}$$

조건부 비트 오류확률 $P_c(h_r)$ 는 -1을 보냈다고 가정했을 때 누적결정변수가 양수일 확률이 되므로 식 (3.25)와 같다.

$$\begin{aligned} P_c(h_r) &= P(Y_N > 0 | b_i = -1) \\ &= \begin{cases} \sum_{j=(N_{Nc}+1)/2}^{N_{Nc}} \binom{N_{Nc}}{j} [\overline{P_c}(h_r)]^j [1 - \overline{P_c}(h_r)]^{N_{Nc}-j} & N_{Nc}: \text{홀수} \\ \sum_{j=N_{Nc}/2+1}^{N_{Nc}} \binom{N_{Nc}}{j} [\overline{P_c}(h_r)]^j [1 - \overline{P_c}(h_r)]^{N_{Nc}-j} \\ \quad + \frac{1}{2} \binom{N_{Nc}}{N_{Nc}/2} [\overline{P_c}(h_r)] [1 - \overline{P_c}(h_r)]^{N_{Nc}/2} & N_{Nc}: \text{짝수} \end{cases} \end{aligned} \tag{3.25}$$

이를 이용하여 평균 비트 오류확률을 구하면 식 (3.26)과 같다.

$$P_e = \sum_{k=0}^{K-1} P_c(h_r) P_k(h_r) \tag{3.26}$$

여기서 $P_k(h_r) = \binom{K-1}{h_r} \left(\frac{1}{q}\right)^{h_r} \left(1 - \frac{1}{q}\right)^{K-h_r-1}$ 로서 h_r 명으로부터 충돌이 일어날 확률이다. 따라서 L 개의 비트로 구성된 패킷이 오류없이 수신될 때 MC DS/FH 시스템의 채널처리용량은 식 (3.27)과 같다.

$$S = G \sum_{K=1}^{\infty} \frac{e^{-G} G^{K-1}}{(K-1)!} q_r^{K-1} \cdot (1 - P_e)^L \quad (3.27)$$

평균패킷지연은 패킷이 성공적으로 수신되기까지 걸리는 시간으로 정의할 때, 송신단에서 발생된 패킷이 성공적으로 수신되기까지의 평균지연시간 D 는 식 (3.28)과 같다⁵⁾.

$$D = 1.5 + T_d + \left[\frac{G}{S} - 1 \right] \left[\frac{N_{AT}}{2} + 1 + 2T_d \right] \quad (3.28)$$

여기서 $\frac{G}{S} - 1$ 은 평균 재전송 수이고, $N_{AT}/2$ 는 평균 재전송지연, T_d 는 전파지연이다.

VI. 수치해석 및 비교

이 장에서는 앞에서 유도한 수식들을 토대로 캡처확률 및 채널처리용량과 지연시간을 분석한다. 그림 3.1은 간섭패킷 하나일 때 캡처비와 페이딩지수 m 을 변화시킬 때 사용자와 기지국사이의 거리 l 에 따른 캡처확률을 나타낸 것이다. Puncturing된 종형 분포를 가정하였기 때문에 $l=0.5$ 일 때는 0.5이상부터 트래픽이 존재함을 나타낸다. Puncturing에 의한 캡처확률은 모든 캡처비와 페이딩지수에서 사용자와 기지국사이의 거리가 늘어남에 따라 감소함을 알 수 있다. 동일한 캡처비에서는 페이딩지수가 클수록 즉 페이딩이 약할수록 캡처확률이 줄어들고 동일한 페이딩에서는 캡처비가 늘어날수록 캡처확률이 줄어든다. 그리고 각각의 캡처확률은 기지국과 사용자의 거리가 늘어날수록 더욱 더 큰 차이를 보인다.

$N_1 = 256$, $l = 0$, $\bar{E}_b/N_0 = 24dB$ 그리고 캡처비는 1일 때 Hard-limiting 상관수신기를 사용하여 페이딩과 반송주파수수를 변화시키면서 채널처리용량을 그

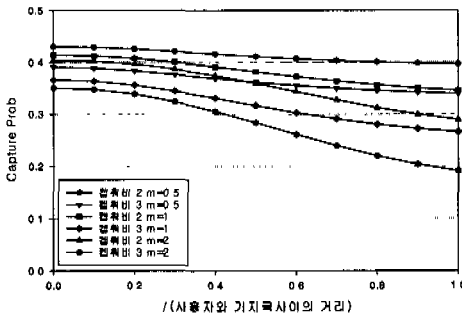


그림 3.1 Puncturing 종형분포의 기지국과 사용자 사이의 정규화된 거리 l 에 따른 캡처확률

림 3.2에서부터 그림 3.4에 나타내었다. 모두 G 가 2에서 최대채널처리용량을 가지며 $q=16$ 일 때보다는 $q=32$ 일 때 반송주파수수가 증가함에 따라 높은 채널처리용량을 나타낸다. 그러나 동일한 반송파 개수에 대해 q 값이 작은 경우 높은 채널처리용량을 가지며 페이딩이 약해질수록 채널처리용량은 더욱 증가함을 알 수 있다. Hard-limiting 상관수신기는 칩 단위로 신호를 추정하므로 칩 개수가 증가하면 비트 오류가 발생할 확률이 감소하고 반송주파수수를 증가시키면 비트당 칩 개수가 늘어나므로 채널처리용량이 증가하게 된다.

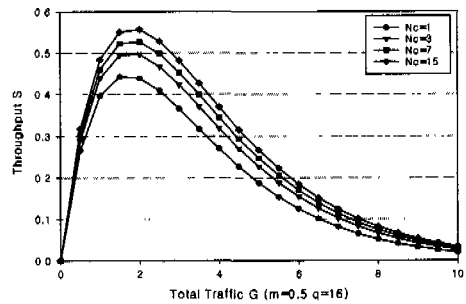


그림 3.2 총트래픽에 따른 채널처리용량 ($m=0.5$, $q=16$)

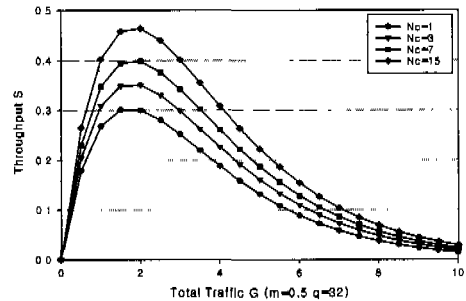


그림 3.3 총트래픽에 따른 채널처리용량 ($m=0.5$, $q=32$)

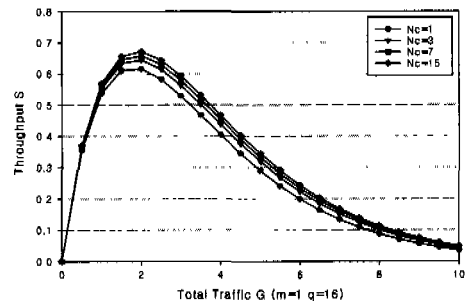


그림 3.4 총트래픽에 따른 채널처리용량 ($m=1$, $q=16$)

그림 3.5과 3.6은 $N_1=256$, $l=0$, 그리고 캡취비가 1일 때 전력제어가 되지 않은 환경에서 m 값이 1이고 반송주파수 N_c 가 1, 3인 경우 즉 DS/FH와 MC DS/FH 시스템의 채널처리용량을 간섭사용자 대 기준사용자 신호의 전력비에 따라 나타낸 것이다. 간섭사용자 신호의 전력이 기준사용자 신호의 전력에 비하여 낮은 상황에서는 q 가 작을수록 높은 채널처리용량을 가지며 간섭사용자 신호의 전력이 기준사용자 신호의 전력에 비하여 높은 상황에서는 q 가 클수록 높은 채널처리용량을 가진다. 반송주파수가 증가할수록 또한 주파수도약수 q 가 증가할수록 간섭사용자 대 기준사용자 신호의 전력비의 증감에 일정한 채널처리용량을 나타낸다. 다수의 사용자가 항상 동일한 주파수를 공유하는 MC DS/CDMA는 간섭전력의 영향을 받기 쉽지만 FH를 사용함으로써 수신강도가 큰 신호와 주파수가 일치하지 않는 한 간섭전력의 영향을 덜 받게 되어 일정한 채널처리용량을 나타낸다.

그림 3.7은 $m=0.5$, $q=16$ 일 때 재전송 평균 지연시간 $N_{ar}=3$, 전파지연 $T_d=74$ 슬랏으로 가정하

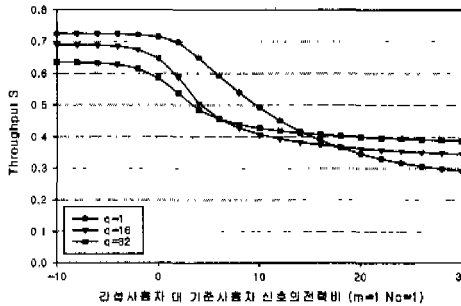


그림 3.5 간섭사용자 대 기준사용자 신호의 전력비에 따른 채널처리용량 ($m=1, N_c=1$)

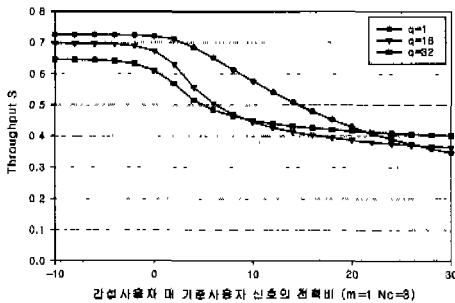


그림 3.6 간섭사용자 대 기준사용자 신호의 전력비에 따른 채널처리용량 ($m=1, N_c=3$)

고 Hard-limiting 상관수신기를 사용한 시스템에서 반송주파수수를 변화시키면서 채널처리용량에 따른 지연시간을 나타낸 것이다. 반송주파수수가 증가함에 따라서 동일 지연에서 더 높은 채널처리용량이 얻어짐을 알 수 있다.

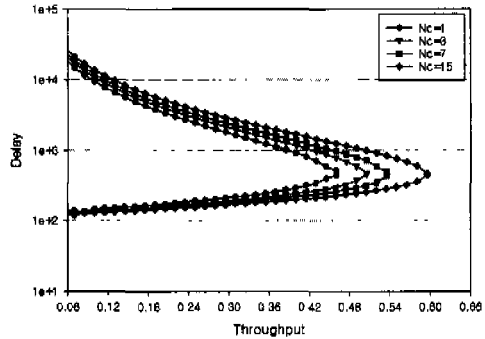


그림 3.7 채널처리용량에 따른 지연시간 (Hard-limiting 상관수신기; $m=0.5, q=16$)

V. 결론

본 논문에서는 실제 무선이동통신환경에 적합한 나카가미 페이딩 채널에서 캡취를 갖는 슬랏 ALOHA 패킷 무선망의 성능을 분석하였다. 페이딩이 강할 때부터 약할 때까지, 전력제어가 된 환경과 전력제어가 되지 않은 환경에서 반송주파수수를 변화시키면서 Hard-limiting 상관수신기를 사용하여 성능을 비교 분석하였다.

공간 트래픽 밀도는 puncturing된 중형분포로 가정하고 패킷은 공통확산부호를 사용하는 DS방식의 헤더부분과 MC DS/FH를 사용한 데이터부분으로 나뉘는데 헤더부분에 캡취효과를 이용함으로써 접속률을 높였다. 페이딩이 약할 때보다는 강할 때 Hard-limiting상관수신기에 의해 성능이 향상되며 반송주파수수가 증가할수록 채널처리용량은 더욱 증가하였다. 간섭 전력과 재밍에 강한 FH를 MC DS/CDMA에 사용함으로써 간섭전력의 변화가 심한 환경에서도 일정한 채널처리용량을 나타내며 반송주파수수가 증가할수록 높은 채널처리용량을 갖는다.

페이딩 환경과 간섭전력의 크기에 따라 도약주파수와 반송주파수의 개수를 결정하고 MC DS/CDMA에 FH를 결합함으로써 간섭전력의 변화가 심한 환경에서 시스템 성능을 개선시킬 수 있다.

참 고 문 헌

[1] E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, No. 3, pp. 356-367, Mar. 1996.

[2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of Multi-carrier CDMA," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 43, No. 2-4, pp. 126-133, Dec. 1997.

[3] N. Grami and S. A. Al-Semari, "Capacity of Slotted ALOHA under Nakagami fading with near-far and shadowing effects," *Electronics Letters*, vol. 35, No. 17, pp. 1419-1421, Aug. 1999.

[4] H. Atarashi and M. Nakagawa, "Partial Capture Effect for Multi-Carrier Radio Packet Communication Network," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E80-B, No. 2, pp. 372-378, Feb. 1997.

[5] A. U. H. Sheikh, Y. Yao and X. Wu, "The ALOHA Systems in Shadowed Mobile Radio Channels with Slow or Fast Fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, No. 4, pp. 289-298, Nov. 1990.

박 상 규(Sang Kyu Park)

정회원



1974년 2월 : 서울대학교

전기공학과 졸업

1980년 5월 : Duke University

통신공학석사

1987년 5월 : University of

Michigan 통신공학사

1976년 7월~1978년 10월 : 국방과학연구소

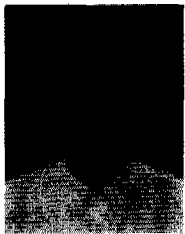
1990년 8월~1991년 8월 : University of Southern California
객원 교수

1987년 3월~현재 : 한양대학교 공과대학 전자 전기 공학부 교수

<주관심 분야> 디지털 통신, 확산 대역 통신, 부호 이론, PCS, IMT-2000

신 동 재(Dong Jae Shin)

정회원



1998년 2월 : 숭실대학교

정보통신공학과 졸업

2000년 2월 : 한양대학교

전자 통신공학 석사

2000년~현재 : 삼성 전자 재직

<주관심 분야> 디지털 이동통신