

論文 2000-37TC-1-5

여러 반송파 부호분할 다중접속 방식의 순방향에서의 적응 보냄 방식

(An Adaptive Transmission Scheme for the Forward Links of Multicarrier CDMA Systems)

金倫希*, 元大漢*, 宋翊鎬*, 尹錫皓*, 朴昭玲*

(Yun Hee Kim, Dae Han Won, Ickho Song, Seokho Yoon,
and So Ryoung Park)

요약

이 논문에서는, 순방향에서 적응 부채널 배정 방식을 쓰는 여러 반송파 부호분할 다중접속 방식을 제안한다. 제안한 시스템에서는, 한 직접 수열 파형을 여러 부채널에 나란히 보내는 대신, 쓰는 이의 직접 수열 파형을 모든 부채널 가운데서 감쇄 진폭이 가장 큰 부채널로 (채널 상태가 가장 좋은 부채널) 보내다. 제안한 시스템의 성능과 이제까지의 여러 반송파 직접 수열 부호분할 다중접속 시스템의 성능을 견주어 본다. 또한, 신호가 가장 좋은 부채널에 정확히 배정되지 않았을 때 성능이 어떻게 바뀌는지도 살펴본다.

Abstract

In this paper, we propose a multicarrier CDMA system with an adaptive subchannel allocation method for forward links. In the proposed system, instead of transmitting identical DS waveforms over a number of subchannels in parallel, each user's DS waveform is transmitted over the user's favorite subchannel which has the largest fading amplitude among all the subchannels. The proposed system is shown to have performance gain over the conventional multicarrier DS/CDMA system. We also investigate how the performance is influenced when the signal is not perfectly allocated into the best subchannel.

I. 서론

무선 통신에서 직접 수열 (direct sequence: DS) 부호분할 다중접속 방식은 용량 증가, 간섭 제거 능력, 보안성과 같은^{[1]-[3]} 좋은 특성 때문에 큰 관심을 끌어왔다. 직접 수열 부호분할 다중접속 방식에 바탕을 둔 디지털 셀룰러 시스템이 이미 상용화되었는데, 다가오는 제3, 4세대 시스템에서 더욱 빠른 속도의 데이터 전송 서비스를 제공하려면, 직접 수열 부호분할 다중접속

방식에서 새로운 기술이 개발되어야 한다.

이와 같은 시스템을 구현하는 한 방법으로 대역폭 효율성과 주파수 다중화의 이용, 간섭 차단 효과와 같은 장점 때문에 여러 반송파 (multi-carrier) 전송 방식을 부호분할 다중접속 시스템에 도입하였다^{[4]-[7]}. 이와 같은 방식들은 크게 의사 잡음 부호화 열개인 직교 주파수 분할 다중화 부호분할 다중접속 방식과 주파수 영역에서의 협대역 직접 수열 파형의 병렬 전송으로 나눌 수 있다. [4]에서 제안한 여러 반송파 직접 수열 부호분할 다중접속 시스템은 둘째 집단에 속한다. 이 시스템에서는 협대역 직접 수열로 확산된 정보 심볼을 M 부반송파로 변조하여 보내고, 수신기에서는 각 부채널로 받은 신호를 상관시킨 뒤 최대율 결합하여 보낸 정보를 결정한다. 이 논문에서는 [4]에서 제안한 시스템

* 正會員, 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科
(Department of Electrical Engineering Korea Advanced Institute of Science and Technology)
接受日字: 1999年2月12日, 수정완료일: 1999年12月27日

을 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템이라고 부르겠다.

이 논문에서는, 순방향에서의 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템의 성능을 높이는 데에 관심을 두고, 여러 부채널에 같은 직접 수열 파형을 나란히 보내는 대신, 모든 부채널 가운데 채널 감쇄 진폭 (fading amplitude) 값이 가장 큰 부채널에 (채널 상태가 가장 좋은 부채널) 쓰는 이의 직접 수열 파형을 보내는 방식을 제안한다. 사실 역방향에서 가장 좋은 부채널로 도약하는 방식을 쓰는 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템이 제안되었는데, 이 시스템에서는 물 채우기 (water filling) 알고리즘을 바탕으로 한 주파수 도약 모형 형성 방식을 사용하였다^[6]. 한편, 순방향에서는 기지국이 이동국이 받은 신호의 특성이나 채널 상태에 대한 정보를 모르고, 이에 대한 정보를 이동국이 기지국으로 모두 보내기에는 되먹임 채널에 부하가 크기 때문에 물 채우기 알고리즘을 쓰기가 어렵다.

이 논문에서는, 순방향에서 간단한 적응 부채널 배정 방식을 쓰는 여러 반송파 부호분할 다중접속 방식을 제안한다. 이동국은 모든 부채널의 감쇄 진폭을 추정하여, 감쇄 진폭이 가장 큰 부채널의 색인을 기지국에 보낸다. 기지국은 색인 정보를 바탕으로 쓰는 이 신호를 가장 좋은 부채널에 배정한다. 이와 같은 배정 방법을 쓰면 다른 부채널로 신호 에너지를 분배하는 방법보다 낫은 비트오류율을 얻을 수 있다.

II. 시스템 모형

이 논문에서 제안한 부호분할 다중접속 방식 셀룰러 시스템의 순방향 모형이 그림 1에 나타나 있다. 시스템 모형은 [4]에서 제안한 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템을 바탕으로 하였는데, 그 시스템에서는 전체 시스템 대역폭 W_T 를 폭이 $W_s = W_T/M$ 로 같은 M 부채널로 나누고, 협대역 직접 수열 파형을 이 M 부채널을 거쳐 나란히 보낸다. 한편, 제안한 시스템에서는 (M 부채널에 일정한 에너지를 배정하는 것 대신) 쓰는 이마다 채널 상태에 따라서 가장 좋은 부채널을 먼저 찾고, 협대역 직접 수열 파형을 이 가장 좋은 부채널로 보낸다.

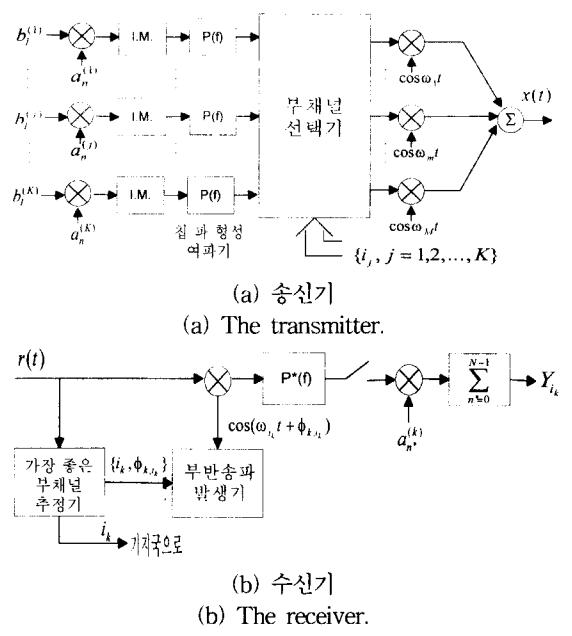


그림 1. 제안한 시스템 모형
Fig. 1. The proposed system model.

기지국에서는 그림 1(a)에서 볼 수 있듯이 j 째 쓰는 이의 l 째 이진 심벌 $b_l^{(j)}$ 를 쓰는 이 서명 수열 (user signature sequence) $a_n^{(j)}$ 로 확산하고, 수열 $b_l^{(j)}a_n^{(j)}$ 이 충격 열을 변조한 뒤 칩 파형성기를 거친다. 쓰는 이는 주기가 N 인 서로 다른 서명 수열을 갖는다고 두고, 출력 신호의 칩 에너지는 E_c 로 둔다. 부채널 선택기는 색인 $\{i_j, j=1,2,\dots,K\}$ 에 따라 쓰는 이마다 가장 좋은 채널을 하나 고르고, 칩 파형성기 출력을 쓰는 이마다 색인에 해당하는 부반송파로 변조한다. 색인 i_j 는 j 째 쓰는 이의 모든 부채널 가운데에서 감쇄 진폭이 가장 큰 부채널을 (수신 신호 진폭이 가장 큰 부채널) 나타낸다. 이동국은 감쇄 진폭을 주기적으로 추정해서 기지국으로 색인들을 보내주고, 이동국과 기지국은 색인들을 함께 고친다. 그러면, 기지국에서 보낸 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x(t) = \sqrt{2E_c} \sum_{j=1}^K \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l^{(j)} a_n^{(j)} (t - lT) \sum_{m=1}^M \Delta_m(i_j) \cos(\omega_m t). \quad (1)$$

여기서,

$$\Delta_m(i_j) = \begin{cases} 1, & \text{for } i_j = m, \\ 0, & \text{for } i_j \neq m \end{cases} \quad (2)$$

으로 쓰는이 j 신호가 i_j 째 채널로만 전송됨을 나타내는 함수이고,

$$a^{(j)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(j)} p(t - nT_c) \quad (3)$$

는 쓰는이 j 의 서명수열 파형이다.

식 (1)에서, T_c 가 칩 주기일 때 $T = NT_c$ 는 심벌 주기이다. 칩 파형 $p(t)$ 의 주파수 응답 $P(f)$ 는 W_s 로 대역폭 제한되고, $G(f) = |P(f)|^2$ 은 나이퀴스트 기준과 다음 조건을 만족시킨다:

$$\int_{-\frac{W_s}{2}}^{\frac{W_s}{2}} G(f) df = 1 \quad (4)$$

와

$$F^{-1}\{G(f)\} = g(t). \quad (5)$$

여기서, F^{-1} 은 역 푸리에 변환이다.

채널은 느리게 바뀌어 가장 좋은 부채널의 색인이 색인 고침 주기 동안은 바뀌지 않는다고 둔다. 또한, 채널은 주파수 선택적인 레일리 감쇄 채널이지만, 부채널은 주파수 비선택적이고 서로 독립이다: 이것은 [4]에 있는 것처럼 M 을 일맞게 고르면 된다. 그러면, 기지국에서 k 째 이동국으로 가는 부채널의 복소 저주파 통과 충격 응답은

$$h_{k,m}(t) = \alpha_{k,m} e^{j\phi_{k,m}} \delta(t), \text{ for } m = 1, 2, \dots, M, \quad (6)$$

이 되고, 여기서 $\alpha_{k,m}$ 과 $\phi_{k,m}$ 은 k 번째 쓰는이의 m 번째 부채널의 감쇄 진폭과 확률 위상이다. 진폭 $\{\alpha_{k,m}, m = 1, 2, \dots, M\}$ 은 분포가 같고 서로 독립인 레일리 감쇄 확률 변수이고 $(\phi_{k,m}, m = 1, 2, \dots, M)$ 은 $[0, 2\pi]$ 에 고루 펴져 있고 서로 독립인 확률 변수이다. 그러면, 덧셈 흰빛 정규 잡음 $n(t)$ 이 더해진 뒤, k 째 이동국에서 받은 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sqrt{2E_c} \sum_{j=1}^K \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l^{(j)} a^{(j)}(t - lT) \sum_{m=1}^M \triangle_m(i_j) \alpha_{k,m} \\ &\quad \cos(\omega_m t + \phi_{k,m}) + n(t). \end{aligned} \quad (7)$$

그림 1(b)는 k 째 이동국의 수신기를 나타낸다. 수신기에서는 가장 좋은 부채널 추정기에서 모든 부채널들

의 감쇄 진폭을 추정하여 가장 좋은 부채널의 색인을 결정한다. 수신기는 일정 주기 동안 색인 값을 바꾸지 않고 유지하면서, 그에 해당하는 부반송파로 위상이 같은 수신 신호를 복조한다. 복조된 신호가 칩 파형성 여파기 $P^*(f)$ 를 거친 다음, 여파기 출력은 다음과 같다.

$$y(t) = \sqrt{E_c} a_{k,i_k} \sum_{j \in U_i} \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l^{(j)} \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(j)} g(t - (lN + n)T_c) + \tilde{n}(t), \quad (8)$$

여기서, U_{i_k} 는 K 쓰는이 가운데에서 i_k 째 부채널을 공유하는 쓰는이의 집합이고, $\tilde{n}(t)$ 는 여파된 덧셈 정규 잡음이다. 수신기는 여파기 출력을 T_c 마다 표본 추출하고, 이동국 k 에 배정된 서명 수열로 상관시킨 뒤, 상관기 출력 Y_{i_k} 로 보내온 정보를 결정한다. l 째 자료 비트에 대한 상관기의 결과 신호는

$$Y_{i_k} = \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(k)} y((n - lN)T_c) = S_{i_k} + I_{i_k} + N_{i_k} \quad (9)$$

이고, 여기서

$$S_{i_k} = N\sqrt{E_c} a_{k,i_k} b_l^{(k)} \quad (10)$$

은 바라는 신호 성분,

$$I_{i_k} = N\sqrt{E_c} a_{k,i_k} \sum_{j \in U_i, j \neq k} C_{k,j}(0) b_l^{(j)} \quad (11)$$

은 다른 쓰는이로부터의 간섭 성분, 그리고

$$N_{i_k} = \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(k)} \tilde{n}((n - l)T_c) \quad (12)$$

는 덧셈 정규잡음 성분이다.

식 (11)에서, $C_{k,j}(0)$ 은 k 째와 j 째 쓰는이 서명 수열 사이의 교차상관계수이고^[8] 다음과 같이 정의된다.

$$C_{k,j}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(k)} a_n^{(j)}. \quad (13)$$

여기서, $G(f) = |P(f)|^2$ 나이퀴스트 조건을 만족시키기 때문에, $n \neq n'$ 일 때, $g((n' - n)T_c) = 0$ 이다.

III. 성능 분석

1. 정확한 부채널 배정

이 절에서는, 가장 좋은 채널이 정확히 추정되었을 때의 시스템 성능을 살펴본다. 먼저, 쓰는이 서명 수열로 직교 수열을 (orthogonal sequence) 썼을 때의 성능을 생각해 보자. 직교 수열을 (보기)를 들자면, 월시-하다마드 수열) 쓰면, $j \neq k$ 일 때 $C_{k,j}(0) = 0^\circ$ 이 때문에, I_{i_k} 는 0° 된다. 따라서, $\beta = \alpha_{k,i_k}^2$ 라고 했을 때의 비트 오류율은

$$P_{be,o}(\beta) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b\beta}{N_o}}\right) \quad (14)$$

인데, 여기서 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$ 이고, $E_b = NE_c$ 는 비트당 에너지이다. 이제, $\{\alpha_{k,1}^2, \alpha_{k,2}^2, \dots, \alpha_{k,M}^2\}^\circ | y_M \leq y_{M-1} \leq \dots \leq y_1$ 이 되도록 줄 서 있는 집합 $\{y_1, y_2, \dots, y_{M-1}\}$ 을 생각해 보자. 그러면, y_q 의 확률 밀도 함수, $q = 1, 2, \dots, M$ 는

$$f_q(y) = \frac{M!}{(M-q)!(q-1)!} F_{\alpha^2}(y)^{M-q} (1 - F_{\alpha^2}(y))^{q-1} f_{\alpha^2}(y) \quad (15)$$

인데, 여기서 f_{α^2} 는 $\alpha_{k,m}^2$ 의 확률 밀도 함수이고, F_{α^2} 는 그 누적 분포 함수이다^[9]. 이 논문에서는 $\alpha_{k,m}^\circ$ 레일리 분포를 따른다고 두었으므로, (15)는 $\sigma^2 = \frac{1}{2} E\{\alpha_{k,m}^2\}$ 라고 했을 때,

$$f_q(y) = \frac{M!}{(M-q)!(q-1)!} \left(1 - e^{-\frac{y}{2\sigma^2}}\right)^{M-q} \left(e^{-\frac{y}{2\sigma^2}}\right)^{q-1} \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{y}{2\sigma^2}} \quad (16)$$

이 된다. $\beta = y_1^\circ$ 이므로, β 에 대해 평균한 비트 오류율은, $\bar{\gamma} = E\{\alpha_{m,k}^2 E_b / N_o\}$ 일 때,

$$P_{be,o} = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{2E_b\beta}{N_o}}\right) f_1(\beta) d\beta = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sum_{t=1}^M \binom{M}{t} (-1)^t \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{t+\bar{\gamma}}} \quad (17)$$

이 된다. 식 (17)은 부록 1에 자세히 유도되어 있다. 여기서, 비트 오류율 (17)의 쓰는이의 수 K 와 상관없음을 알 수 있다.

다음으로, 쓰는이 서명 수열로 확률 수열을 (random sequence) 썼을 때를 살펴본다. 먼저, 새로운 확률 변수

$$\chi(k) = \sum_{\substack{j \in U_i \\ j \neq k}} C_{k,j}(0) b_i^{(j)} \quad (18)$$

을 생각하자. k 는 집합 U_{i_k} 의 크기, 곧, 동시에 i_k 째 부채널을 배정받는 쓰는이의 수이다.

이제, 보낸 심벌 $b_i^{(j)}$ 가 -1° 이라고 두면, α_{k,i_k} 와 $\chi(k)$ 가 주어졌을 때 비트 오류 확률은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{be,r}(\alpha_{i_k}, \chi(k)) = \Pr\{S_{i_k} + I_{i_k} + N_{i_k} > 0 | b_i^{(k)} = -1, \alpha_{k,i_k}, \chi(k)\} = \Pr\{N_{i_k} > \sqrt{E_c} \alpha_{k,i_k} (1 - \chi(k)) + \alpha_{k,i_k} \chi(k)\} = \begin{cases} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b\beta}{N_o}} (1 - \chi(k))\right) & \text{if } \chi(k) < 1, \\ 1 - Q\left(\sqrt{\frac{2E_b\beta}{N_o}} (\chi(k) - 1)\right) & \text{if } \chi(k) \geq 1. \end{cases} \quad (19)$$

따라서, $\chi(k)$ 가 주어졌을 때, β 에 대해 평균한 비트 오류율은 $\bar{\gamma}$ 대신 $\bar{\gamma}(1 - \chi(k))$ 를 써서 식 (17)에서와 같은 계산을 하면 얻을 수 있다.

$$P_{be,r}(\chi(k)) = \int_0^\infty P_{be,r}(\beta, \chi(k)) d\beta = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sum_{t=1}^M \binom{M}{t} (-1)^t \sqrt{\frac{\bar{\gamma}(1-\chi(k))^2}{t+\bar{\gamma}(1-\chi(k))^2}} & \text{if } \chi(k) < 1, \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sum_{t=1}^M \binom{M}{t} (-1)^t \sqrt{\frac{\bar{\gamma}(\chi(k)-1)^2}{t+\bar{\gamma}(\chi(k)-1)^2}} & \text{if } \chi(k) \geq 1. \end{cases} \quad (20)$$

이때, 다른 쓰는이들의 자료 심벌 $b_j^{(l)}$ 들의 $\Pr\{b_j^{(l)} = 1\} = \Pr\{b_j^{(l)} = -1\} = 0.5^\circ$ 이고 분포가 같으며 서로 독립이고, 확률 서명 수열의 침들 또한 $\Pr\{a_n^{(j)} = 1\} = \Pr\{a_n^{(j)} = -1\} = 0.5^\circ$ 이고 분포가 같으며 서로 독립이라면, $\chi(k)$ 의 평균은 0° 이고, $\chi(k)$ 의 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\chi(k)}^2 &= E\{\chi^2(k)\} = \sum_{j \neq k} \sum_{i \neq k} E\{C_{k,j}(0) C_{k,i}(0)\} E\{b_i^{(j)} b_i^{(j)}\} = \sum_{j \neq k} E\{C_{k,j}^2(0)\} = \frac{\kappa - 1}{N}. \end{aligned} \quad (21)$$

그런데, $\chi(\kappa)$ 가 임의의 이진 수열의 합으로 만들어지기 때문에, $N\phi_i$ 클 때, $\chi(\kappa)$ 는 정규 근사화 기법을 써서 정규 확률 변수로 둘 수 있다^[10, 11]. 그러면, $\chi(\kappa)$ 의 확률 밀도 함수는

$$f_{\chi(\kappa)}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\chi(\kappa)}^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_{\chi(\kappa)}^2}} \quad \text{for } -\infty < x < \infty, \quad (22)$$

이고, $\kappa \geq 2\phi_i$ 면, $\chi(\kappa)$ 에 대해서 평균한 비트 오류율은,

$$\begin{aligned} P_{be, \# \kappa} &= \int_{-\infty}^{\infty} P_{be}(x) f_{\chi(\kappa)}(x) dx \\ &= \int_{-\infty}^1 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sum_{t=1}^M \binom{M}{t} (-1)^t \frac{(1-x)}{\sqrt{\frac{t}{\gamma} + (1-x)^2}} \right] \\ &\quad \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\chi(\kappa)}^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_{\chi(\kappa)}^2}} dx \\ &\quad + \int_1^{\infty} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sum_{t=1}^M \binom{M}{t} (-1)^t \frac{(x-1)}{\sqrt{\frac{t}{\gamma} + (x-1)^2}} \right] \\ &\quad \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\chi(\kappa)}^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_{\chi(\kappa)}^2}} dx \\ &= \frac{1}{2} + \sum_{t=1}^M \binom{M}{t} (-1)^t \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\chi(\kappa)}^2}} \int_0^{\infty} \frac{u}{\sqrt{\frac{t}{\gamma} + u^2}} e^{-\frac{u^2+1}{2\sigma_{\chi(\kappa)}^2}} \\ &\quad \sinh\left(\frac{u}{\sigma_{\chi(\kappa)}^2}\right) du. \end{aligned} \quad (23)$$

이 된다. 여기서, $\kappa = 1$ 일 때, 식 (23)은 식 (17)과 같아진다.

이동국의 채널이 다른 이동국의 채널과 독립이고, 부채널들을 가장 좋은 부채널로 고를 확률이 모두 같다면, 평균 비트 오류율은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{be, r} = \sum_{\kappa=1}^K \binom{K}{\kappa} \left(\frac{1}{M}\right)^{\kappa} \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{K-\kappa} P_{be, \# \kappa}. \quad (24)$$

2. 정확하지 않은 부채널 배정

이제, 쓰는이 신호를 가장 좋은 부채널로 배정하는 문제에서의 잘못이 제안한 시스템의 성능에 미치는 영향을 살펴본다. 감쇄 크기가 정확하게 추정되지 않았거나 고침 주기 (updating period) 내에 채널이 바뀔 때는, a_{k,i_k} 는 $\{a_{k,m}, m=1, 2, \dots, M\}$ 가운데에서 가장 큰 값인 때도 있고 그렇지 않은 때도 있다. 이 때, a_{k,i_k}^2 이 늘 y_q 라면, 곧 쓰는이 k 가 항상 q 째 큰 크기를 갖는

부채널을 고른다고 하면, 부록 1에 있는 것처럼, 평균 비트 오류율은 직교 서명 수열을 썼을 때 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{be, o}^q &= \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b\beta}{N_o}}\right) f_q(\beta) d\beta \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{M!}{(M-q)!(q-1)!} \sum_{t=0}^{M-q} \binom{M-q}{t} \\ &\quad \frac{(-1)^{t+1}}{t+q} \sqrt{\frac{\gamma}{t+q+\gamma}}. \end{aligned} \quad (25)$$

따라서, 잘못 배정했을 때의 비트 오류율은

$$P_{be, \# \kappa}^{er} = \sum_{q=1}^M \rho_q P_{be, o}^q \quad (26)$$

인데, 여기서, ρ_q 는 q 째 큰 감쇄 크기를 갖는 부채널의 배정률이고, $\sum_{q=1}^M \rho_q = 1$ 이라는 조건을 만족시킨다.

확률 서명 수열을 쓸 때에는, 배정된 부채널에 쓰는 이가 κ 있을 때, 비트 오류율이

$$P_{be, \# \kappa}^{er} = \sum_{q=1}^M \rho_q P_{be, \# \kappa}^q \quad (27)$$

이고, 여기서,

$$\begin{aligned} P_{be, \# \kappa}^q &= \frac{1}{2} + \frac{M!}{(M-q)!(q-1)!} \sum_{t=0}^{M-q} \binom{M-q}{t} \frac{(-1)^{t+1}}{t+q} \\ &\quad \times \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\chi(\kappa)}^2}} \int_0^{\infty} \frac{u\gamma}{\sqrt{t+q+\gamma u^2}} e^{-\frac{u^2+1}{2\sigma_{\chi(\kappa)}^2}} \sinh\left(\frac{u}{\sigma_{\chi(\kappa)}^2}\right) du \end{aligned} \quad (28)$$

이다. 부채널을 잘못 배정했을 때의 확률 서명 수열의 평균 비트 오류율은 (24)에서 $P_{be, \# \kappa}$ 를 $P_{be, \# \kappa}^{er}$ 로 바꾸면 된다.

IV. 수식 결과

이 절에서는 3절의 제안한 시스템의 성능 분석 결과와 부록 2에서 보인 순방향에서 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템의 분석 결과를 바탕으로, 몬테-카를로 모의 실험으로 두 시스템의 성능을 살펴볼 것이다. 이 뒤의 결과에서는 대역폭이 같다고 두었고, $NM=512$ 로 하였으며, 모의실험 횟수는 비트오류율이 10^{-4} 보다 큰 범위에서는 10^6 번을 반복하였고, 10^{-4} 보다 작은 범위에서는 10^8 번을 반복하였다.

그림 2는 직교 서명 수열을 썼을 때 제안한 시스템

과 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템의 성능을 보여준다. 이 그림에서, 부반송파 수 $M=1, 2, 4, 8$ 일 때 부반송파 신호의 처리 이득 N 은 각각 256, 128, 64이다. 모의실험 결과가 분석한 결과와 거의 같음을 볼 수 있고, 제안한 시스템의 성능이 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 방식보다 좋음을 볼 수 있다. 부반송파의 수가 늘어날수록, 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템에 대한 제안한 시스템의 신호 대 잡음비의 이득이 늘어난다.

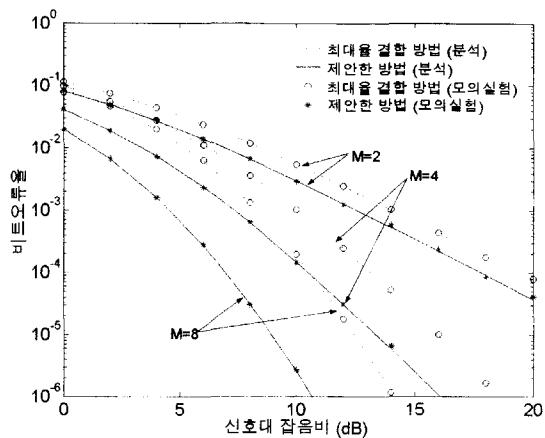


그림 2. 직교 서명 수열을 쓰고, 부채널 배정 잘못이 없으며, $M=2, 4, 8$ 일 때의 비트오류율

Fig. 2. Bit error rate when $M=2, 4, 8$, and orthogonal signature sequences are used without subchannel allocation error.

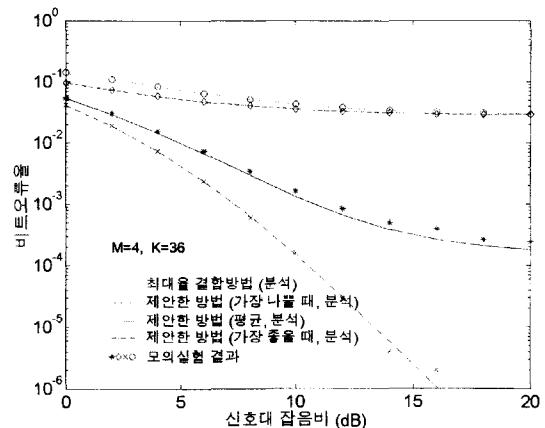


그림 3. 화률 서명 수열을 쓰고, 부채널 배정 잘못이 없으며, $M=4, K=36$ 일 때의 비트오류율

Fig. 3. Bit error rate when $M=4, K=36$, and random signature sequences are used without subchannel allocation error.

그림 3에서는, 화률 서명 수열을 쓸 때, $M=4$ 이고 쓰는이 수 K 가 36인 때에 두 시스템의 성능을 견주었다. 이 그림에서 제안한 시스템의 ‘가장 나쁜’ 때는 모든 쓰는이들이 같은 부채널을 배정받았을 때, 곧, $\kappa = K$ 인 때의 $P_{be, \kappa}$ 를 나타내고 ‘가장 좋은’ 때는 부 쓰는이가 한 명만 부채널에 배정받았을 때이다. 이 그림에서 제안한 시스템이 성능이 언제나 더 나음을 알 수 있다. 화률 서명 수열을 쓸 때에는 간접 잡음을 대한 정규 균사화로 말미암아 신호대잡음비가 크면 모의 실험 결과가 분석 결과가 조금 차이가 남을 볼 수 있다.

그림 4와 5는 화산 수열로 각각 직교 수열과 화률 서명 수열을 썼을 때, 부채널 배정 잘못이 성능에 어떤 영향을 미치는지를 보여준다. 부채널을 잘못 배정했을 때 성능이 떨어지는 것을 쉽게 알수 있도록, 감쇄 크기가 q 째로 큰 부채널로 신호를 보냈을 때의 (곧, $\rho_q = 1, q = 2, 3, 4$ 인 때) 성능을 보였다. 그뿐만 아니라, 화률 0.1로 둘째로 좋은 부채널이 가장 좋은 채널로 결정될 때의 (곧, $\rho_1 = 0.9, \rho_2 = 0.1$ 인 때) 비트 오류율 성능도 보였다. 직교 수열을 썼을 때, 쓰는이 신호가 감쇄 크기가 작은 부채널로 배정될수록 제안한 시스템의 성능이 떨어진다. 제안한 시스템이 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템보다 더 좋은 성능을 보이도록 하려면, 믿을만한 채널 추정 기법이 필요하다. 화률 서명 수열을 썼을 때는 직교 수열을 썼을 때보다

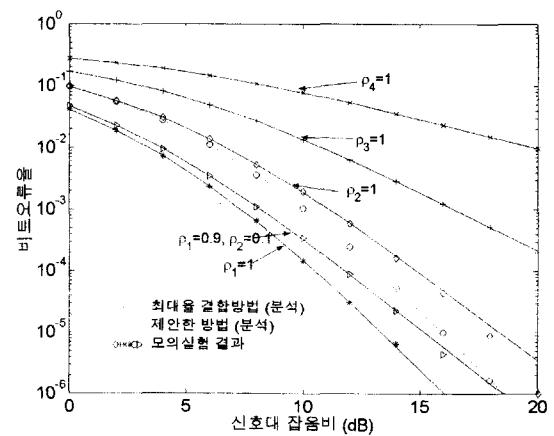


그림 4. 직교 서명 수열을 쓰고, 부채널 배정 잘못이 있으며, $M=4$ 인 때의 비트오류율

Fig. 4. Bit error rate when $M=4$, orthogonal signature sequences are used with subchannel allocation error.

부채널 배정 잘못의 영향이 더 작다. 신호를 보낼 때 크기가 가장 작은 부채널이 늘 선택되는 극단적인 때를 빼면, 제안한 시스템의 성능이 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템의 성능보다 낫다.

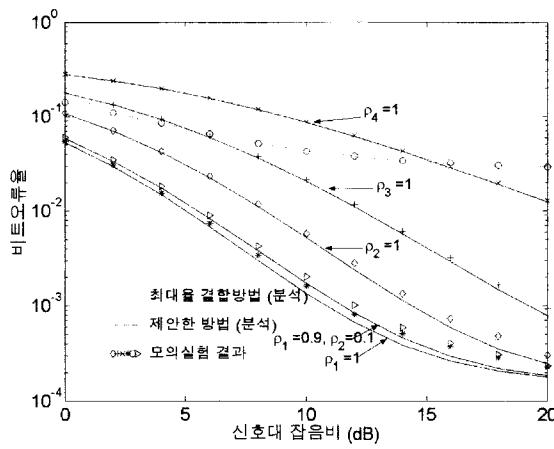


그림 5. 확률 서명 수열을 쓰고, 부채널 배정 잘못이 없으며, $M=4$, $K=36$ 인 때의 비트오류율

Fig. 5. Bit error rate when $M=4$, $K=36$, and random signature sequences are used with subchannel allocation error.

V. 맺음말

이 논문에서는, 순방향에서 간단한 부채널 배정 방법을 쓴 적응 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템을 제안하였다. 이동국은 모든 부채널의 감쇄 크기를 추정하고 가장 큰 감쇄 크기를 갖는 부채널의 색인을 기지국으로 보낸다. 기지국은 이 색인 정보를 바탕으로 쓰는 이의 직접 수열 파형을 가장 좋은 부채널에 배정한다.

직교 서명 수열과 확률 서명 수열을 쓸 때 제안한 시스템의 성능 특성을 분석하였다. 제안한 시스템이 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템과 견주어 성능이 나음을 보였다. 또한 신호가 가장 좋은 채널에 정확히 배정되지 않았을 때 성능에 어떤 영향을 미치는지도 살펴보았다. 확률 서명 수열을 쓸 때보다 직교 서명 수열을 쓸 때 부채널 배정 잘못이 성능에 더 많은 영향을 끼침을 알 수 있다. 극단적인 때를 빼고는 제안한 시스템이 이제까지의 시스템보다 성능이 낫다는 것을 보였다.

부록 1

직교 수열이 쓰이고 감쇄 진폭이 q 제로 큰 부채널이 항상 k 제로 쓰는 이에게 배정될 때의 평균 비트 오류율을 얻는다. y_q 의 확률 밀도 함수는

$$\begin{aligned} f_q(y) &= \frac{M!}{(M-q)!(q-1)!} \left(1 - e^{-\frac{y}{2\sigma^2}}\right)^{M-q} \left(e^{-\frac{y}{2\sigma^2}}\right)^{q-1} \\ &= \frac{M!}{(M-q)!(q-1)!} \sum_{t=0}^{M-q} \binom{M-q}{t} (-1)^t \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{t+q}{2\sigma^2} y} \end{aligned} \quad (29)$$

이고, $\beta = y_q$ 에 대해서 평균한 비트 오류율은

$$\begin{aligned} P_{be,o}^q &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{2E_b\beta}{N_o}}\right) f_q(\beta) d\beta \\ &= \frac{M!}{(M-q)!(q-1)!} \sum_{t=0}^{M-q} \binom{M-q}{t} (-1)^t \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{(t+q)\beta}{2\sigma^2}} d\beta \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}} du \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{M!}{(M-q)!(q-1)!} \sum_{t=0}^{M-q} \binom{M-q}{t} \\ &\quad \frac{(-1)^{t+1}}{t+q} \sqrt{\frac{\gamma}{t+q+\gamma}} \end{aligned} \quad (30)$$

이며, 여기서 $\gamma = E\{\alpha_{m,k}^2 E_b / N_o\}$ 이다.

$$\frac{M!}{(M-q)!(q-1)!} \sum_{t=0}^{M-q} \binom{M-q}{t} \frac{(-1)^{t+1}}{t+q} = 1 \quad (31)$$

을 썼다. $q=1$ 일 때, (30)은

$$\begin{aligned} P_{be,o}^1 &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M \sum_{t=0}^{M-1} \binom{M-1}{t} \frac{(-1)^{t+1}}{t+1} \sqrt{\frac{\gamma}{t+1+\gamma}} \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sum_{t=1}^M \binom{M}{t} \sqrt{\frac{\gamma}{t+\gamma}} \end{aligned} \quad (32)$$

와 같이 된다.

부록 2

역방향에서의 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 시스템의 성능은 [4]에서 연구하였다. 여기서는 동기 순방향에 대한 최대율 결합 여러 반송파 부호분

할 다중접속 시스템의 성능을 얻을 것이다. 채널 모형은 2절에서와 같다. 이때, k 째 이동국에서의 최대율 결합 여러 반송파 부호분할 다중접속 방식 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{M}} \sum_{j=1}^K \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l^{(j)}(t-lT) \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \cos(\omega_m t) + n(t). \quad (33)$$

3절에서와 같은 과정을 거친 뒤, (9)와 같이 m 째 부채널에 대한 상관기의 결과 $Y_m = S_m + I_m + N_m$ 을 얻을 수 있다. 여기서, $S_m = N\sqrt{\frac{E_c}{M}} \alpha_{k,m} b_l^{(k)}$ 는 바라는 신호이고, $I_m = N\sqrt{\frac{E_c}{M}} \alpha_{k,m} \sum_{j=1, j \neq k}^K C_{k,j}(0) b_l^{(j)} = N\sqrt{\frac{E_c}{M}} \alpha_{k,m}$ 은 $\chi(K)$ 는 더를 쓰는아로부터 오는 간섭 성분이며, N_m 은 덧셈 정규잡음 성분이다. 결정 변수는 최대율 결합 결과

$$U = \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} Y_m \quad (34)$$

이고, 주어진 $\{\alpha_{k,m}\}, \chi(K), b_l^{(k)} = -1$ 에 대해서 U 의 평균과 분산은 각각

$$E\{U | \alpha_{k,m}, \chi(K), b_l^{(k)} = -1\} = N\sqrt{\frac{E_c}{M}} \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m}^2 (-1 + \chi(K)) \quad (35)$$

와

$$Var\{U | \alpha_{k,m}, \chi(K), b_l^{(k)} = -1\} = \sum_{m=1}^M N_o \frac{N_o}{2} \alpha_{k,m}^2 \quad (36)$$

이다. $z = \frac{E_b}{N_o} \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m}^2$ 이라고 놓으면, 주어진 $\chi(K)$ 에 대해서 비트 오류율은 다음과 같다.

$$P_{be}^{mrc}(z, \chi) = \begin{cases} Q\left(\sqrt{\frac{2z}{M}}(1-\chi(K))\right) & \text{if } \chi(K) < 1, \\ 1 - Q\left(\sqrt{\frac{2z}{M}}(\chi(K)-1)\right) & \text{if } \chi(K) > 1. \end{cases} \quad (37)$$

따라서, γ 가 부록 1에 정의된 것과 같을 때, z 의 확률 밀도 함수는

$$f_Z(z) = \frac{z^{M-1}}{(M-1)!} \frac{e^{-\frac{z}{\gamma}}}{\gamma^M}, \quad \text{for } z \geq 0 \quad (38)$$

이 된다. 만일 $\chi(K) < 1$ 면, z 에 대해 평균한 비트 오류율은 주어진 $\chi(K)$ 에 대해서

$$\begin{aligned} P_{be}^{mrc}(\chi(K)) &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{2z}{M}}(1-\chi(K))\right) f_Z(z) dz \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\frac{Mu^2}{2(1-\chi(K))^2}}{f_Z(z) dz} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}} du \\ &= \int_0^\infty \left[1 - e^{-\frac{Mu^2}{2(1-\chi(K))^2 \gamma}} \right] \sum_{t=0}^{M-1} \frac{1}{t!} \left(\frac{M}{2(1-\chi(K))^2 \gamma} \right)^t u^{2t} \\ &\quad \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}} du \\ &= \frac{1}{2} \sum_{t=0}^{M-1} \frac{1}{t!} \left(\frac{M}{2(1-\chi(K))^2 \gamma} \right)^t \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \\ &\quad \int_0^\infty e^{-\frac{M+(1-\chi(K))^2 \gamma}{2(1-\chi(K))^2 \gamma} u^2} du \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\chi(1-\chi(K))^2}{M+\gamma(1-\chi(K))^2}} \sum_{t=0}^{M-1} A(t) \left(\frac{M}{M+\gamma} \right)^t \right] \\ &= P_{be}^{'}(\chi(K)) \end{aligned} \quad (39)$$

이고, 여기서

$$A(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } t=0 \\ (2t-1)!! / (2^t t!) & \text{if } 1 \leq t \leq M-1 \end{cases} \quad (40)$$

이며, $(2t-1)!! = (2t-1) \cdot (2t-3) \cdots 3 \cdot 1$ 이다. 만일 $\chi(K) > 1$ 면,

$$P_{be}^{mrc}(\chi(K)) = 1 - P_{be}^{'}(\chi(K)) \quad (41)$$

이다. 직교 서명 수열일 때에는, (39)에서 $\chi(K) = 0$ 이다. 만일 $\chi(K) > 1$ 이라 하면 다음과 같은 비트 오류율을 얻을 수 있다.

$$P_{be,o}^{mrc} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\gamma}{M+\gamma}} \sum_{t=0}^{M-1} A(t) \left(\frac{M}{M+\gamma} \right)^t \right]. \quad (42)$$

비슷하게, 확률 서명 수열에 대해서는 $\sigma_{\chi(K)}^2 = \frac{K-1}{N}$

이고, 정규 잡음 균사화 기법을 쓰면 (22),(39),(41)로부터 비트 오류율이

$$\begin{aligned} P_{be,r}^{mrc} &= \int_{-\infty}^1 P_{be}(x) f_{\chi(K)}(x) dx + \int_1^\infty (1 - P_{be}(x)) f_{\chi(K)}(x) dx \\ &= \frac{1}{2} - \gamma \sum_{t=0}^{M-1} A(t) \frac{1}{\sqrt{2\sigma_{\chi(K)}^2}} \int_0^\infty \frac{u}{(1+u^2/\gamma/M)^{t+1/2}} e^{-\frac{u^2}{2\sigma_{\chi(K)}^2}} du \\ &\quad \sinh\left(\frac{u}{\sigma_{\chi(K)}^2}\right) du \end{aligned} \quad (43)$$

과 같아 된다.

참 고 문 헌

- [1] R. Prasad, *CDMA for Wireless Personal Communications*, Artech House, Boston, 1996.
- [2] 강법주, 강창언, “DS/CDMA 시스템에서의 하이브리드 동기 획득의 성능 분석”, *한국통신학회 논문지*, 23권, 4호, 914-925쪽, 1998년 4월
- [3] K.S. Kim, I. Song, S.I. Park, and B.-H. Chung, “Analysis and performance comparison of the trellis coded and convolutional coded DS/SSMA systems in impulsive noise environment,” *IEE Proc. Commun.*, vol. 145, no. 4, pp. 283-287, Aug. 1998.
- [4] S. Kondo and L.B. Milstein, “Performance of multicarrier DS CDMA Systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.
- [5] E.A. Souror 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.
- [6] Q. Chen, E.S. Sousa and S. Pasupathy, “Multicarrier CDMA with adaptive frequency hopping for mobile radio system,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 14, no. 9, pp. 1852-1858, Dec. 1996.
- [7] 김윤희, 박소령, 송익호, 김홍길, 김석찬, “정보전송률과 대역폭 확장이 일정할 때 부호화 직교 주파수 분할 다중 계통의 성능”, *한국통신학회 논문지*, 24권, 4호, pp. 532-537, 1999년 4월
- [8] M.B. Pursley, “Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication -Part I: System analysis,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, no. 8, pp. 795-799, Aug. 1977.
- [9] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic processes*, Third ed., McGraw-Hill, Inc., Singapore, 1991.
- [10] J.S. Lehnert and M.B. Pursley, “Error probabilities for binary direct sequence spread-spectrum communications with random signature sequences,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 35, no. 1, pp. 87-98, Jan. 1987.
- [11] E. Geraniotis and B. Ghaffari, “Performance of binary and quaternary direct sequence spread-spectrum multiple-access systems with random signature sequences,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 5, pp. 713-724, May 1991.

저 자 소 개

金倫希(學生會員)

1974년 1월 29일 태어남. 1991년 3월~1995년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사. 1995년 3월~1997년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1997년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정. 주관심 분야: 통신이론, 신호검파, 이동통신

元大漢(學生會員)

1977년 4월 1일 태어남. 1994년 3월~1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사. 1998년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정. 주관심 분야: 이동통신, 신호검파

宋 翱 鑄(正會員)

1960년 2월 20일 태어남. 1978년 3월~1982년 2월: 서
울대학교 전자공학과 공학사 (준최우등). 1982년 3월~
1984년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학석사. 1984년
1월~1985년 8월: 펜실베니아대학교 전기공학과 공학석
사. 1985년 9월~1987년 5월: 펜실베니아대학교 전기공
학과 공학박사. 1987년 3월~1988년 2월: 벨 통신연구
소 연구원. 1988년 3월~1991년 8월: 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 조교수. 1991년 9월~1998년 8월:
한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수. 1998년 9
월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수.
1995년 1월~현재: 한국통신학회 논문지 편집위원.
1996년 1월~현재: 한국음향학회 영문논문지 편집위원.
1998년 1월~현재: Journ. Comm., Networks 편집위원.
1993년 11월, 1996년 11월: 한국통신학회 학술상 받음.
1993년 11월: 한국음향학회 우수연구상 받음. 1998년
11월: 한국통신학회 LG학술상 받음. 1999년 11월: 대한
전자공학회 해동상 받음. 1998년, 1999년: 마퀴스 세계
인명록에 실림. 대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통
신학회 평생회원; IEE 회원; IEEE 선임회원. 주관심분
야: 통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검파와 추정,
이동통신

尹 錫 皓(學生會員)

1976년 1월 7일 태어남. 1993년 3월~1997년 2월: 한
국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사 (최우등). 1997
년 3월~1999년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학
과 공학석사. 1999년 3월~현재: 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 박사과정. 주관심분야: 이동통신, 통계학
적 신호처리, 적응 신호처리

朴 昭 玲(學生會員)

1974년 11월 22일 태어남. 1993년 3월~1997년 2월:
연
세대학교 전자공학과 공학사. 1997년 3월~1999년 2월:
한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1999년
3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과
정. 주관심분야: 이동통신, 신호검파