

# 평균 최대 비슷함 함수를 바탕으로 한 유사동기 직접수열 부호분할 다중접속 시스템의 여러쓰는이 검파

(Multiuser Detection of QS-CDMA Systems Based on the  
Expected ML Function)

金光淳\*, 李姪美\*, 宋翊鎬\*, 金善勇\*\*, 尹炯植\*

(Kwang Soon Kim, Ju Mi Lee, Ickho Song, Sun Yong Kim,  
and Hyoung Sik Yun)

## 요 약

여러쓰는이 검파는 간섭과 근원 효과 문제를 해결할 수 있기 때문에 널리 연구되고 있다. 이 논문에서는 유사동기 채널에서 안테나 배열을 쓰는 역방향 연결 시스템에서의 유사최대비슷함 검파기를 생각하였다. 제안한 시스템은 다른 쓰는이들의 정보를 모두 알지 않더라도 쓰는이 사이 간섭을 줄일 수 있음과 이제까지의 정합 여파기보다 성능이 더 뛰어난 것을 보였다.

## Abstract

Recently, multiuser detection has been investigated as an interesting topic because of its capability of eliminating multiuser interference and resistance to the near-far problem. In this paper, we consider a quasi maximum likelihood detector in the reverse link system which uses antenna arrays in quasi-synchronous channels. It is shown that the proposed system can suppress the interuser interference without using the side information of the other users. It is also shown that the performance of the proposed system is superior to that of the conventional matched filter system.

## I. 서 론

부호분할 다중접속 시스템은 몇 가지 뛰어난 특성 때문에 흥미 있는 연구분야이고, 그 대역 효율이 다른

시스템보다 높기는 하지만, 그 용량이 가까운 미래에 이동통신에 대한 폭발적 수요를 감당하지는 못 할 것이다. 따라서, 대역 효율을 높이려면 몇 가지 새로운 방법들을 생각해야만 한다. 다행스럽게도, 안테나 배열을 씬으로써 그 효율을 높일 수 있음이 알려졌다<sup>[1][3]</sup>.

한편, 쓰는이 (user) 사이의 간섭과 근원 (near-far) 효과문제를 해결하는 방법으로 여러쓰는이 (multiuser) 검파가 연구되어왔다. 최적 여러쓰는이 검파기가 가장 성능이 좋기는 하지만, 그 결정 알고리즘의 복잡도는 쓰는이의 수를 따라 지수적으로 커진다. 이러한 최적 여러쓰는이 검파기의 복잡도 때문에 부최적 여러쓰는이 검파기로 상관 없음 방법이 고려되었고, 상관제거기

\* 正會員, 韓國科學技術院 電氣·電子工學科  
(Department of Electrical Engineering Korea Advanced  
Institute of Science and Technology)

\*\* 正會員, 翰林大學校 電子工學科  
(Department of Electronics Engineering, Hallym  
University)

接受日字:1999年3月8日, 수정완료일:1999年7月8日

와 안테나 배열을 쓰는 시스템이 소개되었다<sup>[4],[5]</sup>. 이러한 시스템의 성능은 잡음 상관을 크게 하기는 하지만 여러쓰는이 간섭을 없앨 수 있기 때문에 이제까지의 시스템보다 성능이 뛰어나고 자연스럽게 근원효과를 없애준다.

이동통신 시스템의 여러쓰는이 검파에서는 이동국들과 기지국 사이의 거리가 서로 다르고 여러 길 감쇄가 일어나므로 비동기 채널을 생각해야한다. 그러나, 시간 늦음 차이가 작다면 유사동기 (quasi-synchronous) 채널로 다룰 수 있다. 모든 쓰는이들이 동기를 맞춰 전송하고 동기의 기준으로 지구 위치 시스템을 (global positioning system: GPS) 쓰는 유사동기 채널에서의 직접수열 부호분할 다중접속 시스템은 최근 지구 위치 시스템 수신기의 발전 때문에 흥미 있는 연구 분야가 되었다. 이러한 시스템에서는 늦음 불확정성을 몇 칩 주기 안으로 줄일 수 있다. 이때 주파수 선택적 감쇄에 대응하고자 안내 (pilot) 신호, 안내 심볼, 또는 갈퀴 (rake) 수신기를 자주 쓴다. 안내 신호나 심볼을 쓰면 좀더 쉽게 쓰는이 신호들의 크기와 시간 늦음을 추정할 수 있다. 따라서, 갈퀴 수신기와 결합된 상관제거기는 성능과 복잡도 사이의 좋은 절충이다. 이러한 접근 방식은 기지국에 설치된 갈퀴 수신기에 상관제거기 부분만을 간단하게 더해서 쓸 수 있기 때문에 구현하기도 쉽다.

2. 시스템 모형

유사동기 채널 이동단말기에서 안테나 배열을 쓰는 기지국까지의 역방향 (reverse link) 연결을 생각해보자. 이 유사동기 채널 모형에서 늦음 불확정성은 심볼 주기보다 훨씬 작다. 시간 늦음 들은 서로 독립이고  $[-\frac{Q}{2} T_c, \frac{Q}{2} T_c]$ 에서 고르게 퍼져 있는 확률 변수라고 둔다. 여기서,  $Q$ 는 자연수이고  $T_c$ 는 칩 주기이다.

$k$ 제 쓰는이의 바탕대역 (baseband) 정보 신호를 다음과 같다고 하자.

$$x_k(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} x_k(p) P_{T_s}(t - pT_s). \tag{1}$$

여기서,  $T_s$ 는 심볼주기이고  $P_{T_s}(\cdot)$ 는 주기가  $T_s$ 인 사각 펄스이며,  $x_k(p)$ 는  $p$ 제 심볼 주기동안  $k$ 제 쓰는이의 바탕대역 심볼이다. 비슷하게,  $k$ 제 쓰는이의 서명 파형은 다음과 같이 정의된다.

$$c_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_k(n) P_{T_c}(t - nT_c). \tag{2}$$

여기서,  $c_k(n)$ 은 서명 파형의  $n$ 제 칩이고,  $T_c = \frac{T_s}{N}$ 이며,  $N$ 은 처리 이득이다. 그러면, 반송 주파수  $f_c \gg \frac{1}{T_c}$ 로 변조된 전송 신호는 다음과 같다.

$$u_k(t) = \sqrt{2P_k} \text{Re}\{x_k(t) c_k(t) \exp [j(\omega_c t + \phi_k)]\}. \tag{3}$$

여기서,  $\omega_c = 2\pi f_c$ 이고,  $\phi_k$ 는  $k$ 제 반송파의 위상이며,  $P_k$ 는  $k$ 제 쓰는이의 전송 전력이다.

안테나

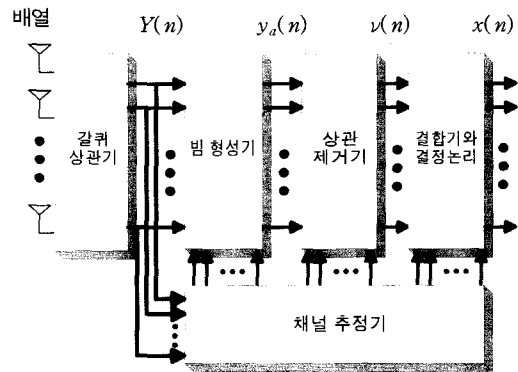


그림 1. 수신 시스템 열개  
Fig. 1. The receiver system architecture.

레이리 주파수 선택적 감쇄 채널을 생각할 때, 안테나 배열을 쓰는 기지국의 수신기에서 복소 바탕대역 수신 신호 벡터는

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_k(t - \tau_{k,l}) \mathbf{a}_{k,l} + \mathbf{n}(t) \tag{4}$$

$$s_{k,l}(t) = \sqrt{P_k} a_{k,l} x_k(t) e^{j\phi_{k,l}} \tag{5}$$

이다. 여기서,  $K$ 는 쓰는이 수이고,  $a_{k,l} e^{j\phi_{k,l}}$ 은  $k$ 제 쓰는이의  $l$ 제 길의 복소 감쇄 (fading) 과정이며,  $\tau_{k,l}$ 은  $k$ 제 쓰는이 신호의  $l$ 제 길의 시간 늦음이다. 또한,  $\mathbf{a}_{k,l}$ 은  $k$ 제 쓰는이의  $l$ 제 길의  $M \times 1$  채널 벡터이고,  $M$ 은 안테나 수이며,  $\mathbf{n}(t)$ 는 공분산 행렬이  $\sigma_n^2 \mathbf{I}$ 인  $M \times 1$  복소 흰빛 정규 잡음 벡터이다.

이 논문에서의 수신기 열개는 그림 1에 보였다. 안테나 배열에서  $M \times 1$  수신 신호 벡터  $r(t)$ 는 갈퀴 수신기를 지나간다. 이 갈퀴 수신기의 출력  $Y(n)$ 은  $M \times KL$  행렬이다. 이 출력은 빔 형성기와 채널 추정

2) 평균 최대 비슷함 함수를 바탕으로 한 유사동기 직접수열 부호분할 다중접속 시스템의 여러쓰는이 검파 金光淳 外

기의 입력이 된다. 출력  $\mathbf{Y}(n)$ 과 채널 추정기의 출력으로부터  $KL \times 1$  빔 형성 신호 벡터  $\mathbf{y}_a(n)$ 을 얻는다. 상관을 없애고 결정을 내리면 쓰는이의 정보 신호를 얻을 수 있다.  $M$  안테나 요소로 이루어진 균일 선형 배열을 생각하자. 그러면,  $\mathbf{Y}(n)$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{Y}(n) = [\mathbf{y}_{1,1}(n) \cdots \mathbf{y}_{1,L}(n) \cdots \mathbf{y}_{K,1}(n) \cdots \mathbf{y}_{K,L}(n)], \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{p,q}(n) &= \frac{1}{T_s} \int_{\tau_{p,q} + (n-1)T_s}^{\tau_{p,q} + nT_s} \gamma(t) c_p(t - \tau_{p,q}) dt \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l}(n) \mathbf{a}_{k,l} + \mathbf{n}_{p,q}(n) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서,  $\mathbf{y}_{p,q}(n)$ 은  $p$ 째 쓰는이의  $q$ 째 길의 정합 여파기 출력을 표시하는  $M \times 1$  열벡터이다. 식 (7)에서  $\gamma_{p,q,k,l}(n) = \gamma_{p,q,k,l} + g_{p,q,k,l}(n) \cdot \gamma_{p,q,k,l}^e$ 은  $q$ 째 길을 거친  $p$ 째 쓰는이 서명 파형과  $l$ 째 길을 거친  $k$ 째 쓰는이 서명 파형 사이의 교차 상관을 나타내고,

$$\mathbf{n}_{p,q}(n) = \frac{1}{T_s} \int_{\tau_{p,q} + (n-1)T_s}^{\tau_{p,q} + nT_s} \mathbf{n}(t) c_p(t - \tau_{p,q}) dt \quad (8)$$

이다. 이때

$$\gamma_{p,q,k,l} = \frac{1}{T_s} \int_{\max(\tau_{p,q}, \tau_k) + (n-1)T_s}^{\min(\tau_{p,q}, \tau_k) + nT_s} c_k(t - \tau_k) c_p(t - \tau_{p,q}) dt \quad (9)$$

이고,

$$\gamma_{p,q,k,l}^e = \frac{1}{T_s} \int_{\min(\tau_{p,q}, \tau_k) + nT_s}^{\max(\tau_{p,q}, \tau_k) + nT_s} c_k(t - \tau_k) c_p(t - \tau_{p,q}) dt \quad (10)$$

이며,

$$g_{p,q,k,l}(n) = \begin{cases} x_k(n)x_k(n-1), & \tau_{k,l} > \tau_{p,q}, \\ x_k(n)x_k(n+1), & \tau_{k,l} < \tau_{p,q} \end{cases} \quad (11)$$

이다. 이제  $x_k(n)$ ,  $k=1, \dots, K$ 가  $P_r\{x_k(n)=1\} = P_r\{x_k(n)=-1\} = \frac{1}{2}$ 이고 서로 독립이며 분포가 같은 확률 과정이라고 둔다. 그러면,  $P_r\{g_{p,q,k,l}(n)=i | x_k(n)=j\} = P_r\{x_k(n+u)=ij\} = \frac{1}{2}$  ( $i=-1, 1$ ,  $j=-1, 1$ )이기 때문에  $g_{p,q,k,l}(n)$ 은  $x_k(n)$ 과 독립이다. 여기서  $\tau_{k,l} < \tau_{p,q}$  일 때  $u=1$ 이고,  $\tau_{k,l} > \tau_{p,q}$  일 때  $u=-1$ 이

다.  $M \times 1$  열 벡터인 잡음  $\mathbf{n}_{p,q}(n)$ 은  $\sigma_n^2 = \frac{\sigma_n^2}{T_s}$ 이라 둘 때 그 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{n}_{p,q}(n) \mathbf{n}_{p,q}^H(n)\} &= \frac{1}{T_s^2} \int_{\tau_{p,q} + (n-1)T_s}^{\tau_{p,q} + nT_s} \int_{\tau_{p,q} + (n-1)T_s}^{\tau_{p,q} + nT_s} \\ &\quad [c_p(t - \tau_{p,q}) c_p(\sigma - \tau_{p,q}) \\ &\quad \cdot E\{\mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(\sigma)\}] d\sigma dt \\ &= \gamma_{p,q,k,l} \sigma_n^2 \mathbf{I}, \end{aligned} \quad (12)$$

### 3. 유사최대비슷함 검파기

이제, 쓰는이 신호의 유사최대비슷함 검파기를 생각해본다. 먼저,  $\gamma_{p,q}(n) = (\gamma_{p,q,1,1}(n), \dots, \gamma_{p,q,1,L}(n), \dots, \gamma_{p,q,K,1}(n), \dots, \gamma_{p,q,K,L}(n))$ 라고 두면, 대수최대비슷함 함수  $L_{p,q}(n)$ 을 다음과 같이 얻는다.

$$\begin{aligned} L_{p,q}(n) &= C \log f_{n_s}(y_p(n) | \gamma_{p,q}(n)) \\ &= - \left\| \mathbf{y}_{p,q}(n) - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l}(n) \mathbf{a}_{k,l} \right\|^2. \end{aligned} \quad (13)$$

여기서,  $C$ 는 상수이다. 식 (13)에서  $s_{p,q}(n)$ 의 최대비슷함 추정을 얻으려면 다른 쓰는이들의 정보에 의존하는  $\gamma_{p,q}(n)$ 을 알아야만 한다. 이러한 문제점은 [6]에서와 같이 비동기 채널 모형을 쓰거나 [7]에서와 같이 복소 결정 케환 열개를 쓰면 해결할 수 있다. 이 논문에서는  $\gamma_{p,q}(n)$ 를 바탕으로 하는  $L_{p,q}(n)$ 대신 평균 비슷함 함수  $\bar{L}_{p,q}(n) = E\{L_{p,q}(n)\}$ 을 쓰겠다. 그러면,  $\gamma_{p,q}(n)$ 을 추정할 필요가 없다. 이 때에는  $\bar{L}_{p,q}(n)$ 을 가장 크게 하는  $s_{p,q}(n)$ 을 찾으면  $s_{p,q}(n)$ 의 추정  $\hat{s}_{p,q}(n)$ 을 얻을 수 있다. 곧,  $\bar{L}_{p,q}(n)$ 을  $s_{p,q}(n)$ 으로 편미분하여 그 결과를 0으로 놓으면 다음과 같다.

$$0 = 2\gamma_{p,q,p,q} \left[ \mathbf{a}_{p,q}^H \mathbf{y}_{p,q}(n) - \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l} \mathbf{a}_{p,q}^H \mathbf{a}_{k,l} \right]. \quad (14)$$

따라서, 다음 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_{p,q}(n) &= (\gamma_{p,q,p,q} \|\mathbf{a}_{p,q}\|)^{-1} \times \left[ \mathbf{a}_{p,q}^H \mathbf{y}_{p,q}(n) / \|\mathbf{a}_{p,q}\| \right. \\ &\quad \left. - \sum_{\substack{k=1 \\ (k,l) \neq (p,q)}}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l} \mathbf{a}_{p,q}^H \mathbf{a}_{k,l} / \|\mathbf{a}_{p,q}\| \right]. \end{aligned} \quad (15)$$

식 (15)에서  $s_{p,q}(n)$ 을 추정하려면  $s_{k,l}(n)$ 을 알아야

한다. 이제, 식 (15)의 오른쪽에서  $s_{k,l}(n)$ 을  $\hat{s}_{k,l}(n)$ 으로 바꾸고 쓰는이들의 모든 비스합 함수들을 생각하면 다음 식을 얻는다.

$$\mathbf{W} \widehat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{y}_a(n). \quad (16)$$

여기서,  $\mathbf{W}$ 는  $k \cdot l$ 째 원소가  $w_{k,l} = \sqrt{P_k} \alpha_k e^{j\phi_{k,l}}$ 인  $KL \times KL$  대각 행렬이고,  $k \cdot l = (k-1)L + l$ ,  $\mathbf{A}$ 은  $(p \cdot q, k \cdot l)$ 째 원소가  $\gamma_{p,q,k,l} v_{p,q,k,l}$ 인  $KL \times KL$  행렬이며,  $v_{p,q,k,l} = \mathbf{a}_{p,q}^H \mathbf{a}_{k,l} / (\|\mathbf{a}_{p,q}\| \|\mathbf{a}_{k,l}\|)$ ,  $\mathbf{x}(n) = [x_a(n) \mathbf{1}_L^T, \dots, x_K(n) \mathbf{1}_L^T]^T$ 이다. 또한  $\mathbf{1}_L$ 은 원소가 모두 1인  $L \times 1$  벡터이며,  $\widehat{\mathbf{x}}(n)$ 은  $\mathbf{x}(n)$ 의 추정이고, 마지막으로  $\mathbf{y}_a(n) = [\mathbf{a}_{1,1}^H \mathbf{y}_{1,1}(n) / \|\mathbf{a}_{1,1}\| \dots \mathbf{a}_{K,L}^H \mathbf{y}_{K,L}(n) / \|\mathbf{a}_{K,L}\|]^T$ 이다. 곧,  $\mathbf{a}_{1,1}, \dots, \mathbf{a}_{K,L}$ 을 안다면 쓰는이 신호의 유사최대비슷함 추정을 얻을 수 있다.

갈퀴 수신기의 출력  $\mathbf{y}_{k,l}(n)$ 의 공분산 행렬을 써서 일반화된 고유값 문제를 풀면  $\mathbf{a}_{k,l}$ 을 추정할 수 있다. 이 논문에서는 그와 비슷하지만 좀 더 나은 추정 방법을 쓰겠다. 식 (6)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{B}(n)(\mathbf{I} + \mathbf{I}^e(n)) + \mathbf{N}(n). \quad (17)$$

여기서,

$$\mathbf{B}(n) = [s_{1,1}(n) \mathbf{a}_{1,1} \dots s_{1,L}(n) \mathbf{a}_{1,L} \dots s_{K,1}(n) \mathbf{a}_{K,1} \dots s_{K,L}(n) \mathbf{a}_{K,L}], \quad (18)$$

$$\mathbf{N}(n) = [n_{1,1}(n) \dots n_{1,L}(n) \dots n_{K,1}(n) \dots n_{K,L}(n)] \quad (19)$$

이고,  $\mathbf{I}$ 는  $(p \cdot q, k \cdot l)$ 째 원소가  $\gamma_{p,q,k,l}$ 인  $KL \times KL$  행렬,  $\mathbf{I}^e(n)$ 는  $(p \cdot q, k \cdot l)$ 째 원소가  $g_{p,q,k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l}$ 인  $KL \times KL$  행렬이다. 이제,  $\mathbf{Y}(n)$ 의 뒤에  $\mathbf{I}^{-1}$ 을 곱해주면 다음을 얻는다.

$$\widehat{\mathbf{B}}(n) = \mathbf{B}(n) + \mathbf{B}(n) \mathbf{I}^e \mathbf{I}^{-1} + \mathbf{N}(n) \mathbf{I}^{-1}. \quad (20)$$

여기서,  $\mathbf{a}_{p,q}$ 을 추정하고자  $\widehat{\mathbf{B}}(n)$ 의  $p \cdot q$ 째 열인  $\widehat{\mathbf{b}}_{p,q}(n)$ 을 생각한다. 그리고,  $\widehat{\mathbf{b}}_{p,q}(n)$ 의 공분산 행렬을 다음과 같이 계산한다.<sup>[8]</sup>

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\widehat{\mathbf{b}}_{p,q}} &= E\{\widehat{\mathbf{b}}_{p,q}(n) \widehat{\mathbf{b}}_{p,q}^H(n)\} \\ &= P_p E\{\alpha_{p,q}^2\} (1 + \zeta_{p,q,p,q}) \mathbf{a}_{p,q} \mathbf{a}_{p,q}^H \\ &\quad + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{(k,l) \neq (p,q)} P_k E\{\alpha_{k,l}^2\} \zeta_{p,q,k,l} \mathbf{a}_{k,l} \mathbf{a}_{k,l}^H \\ &\quad + \sigma_n^2 [\mathbf{I}^{-1}]_{p \cdot q, p \cdot q} \mathbf{I}. \end{aligned} \quad (21)$$

여기서,

$$\zeta_{p,q,k,l} = \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^L \sum_{i_2=1}^L \gamma_{k,l,i,j}^e \gamma_{k,l,i_2,j_2}^e [\mathbf{I}^{-1}]_{i \cdot j_1, p \cdot q} [\mathbf{I}^{-1}]_{i \cdot j_2, p \cdot q} \mathbf{u}_{k,l,i,j,k,l,i_2,j_2}, \quad (22)$$

$$\mathbf{u}_{k_1,l_1,i_1,j_1,k_2,l_2,i_2,j_2} = U((\tau_{k_1,l_1} - \tau_{i_1,j_1})(\tau_{k_2,l_2} - \tau_{i_2,j_2})), \quad (23)$$

$[\cdot]_{ij}$ 는 행렬의  $ij$ 째 요소이고,  $U(\cdot)$ 는  $t \geq 0$ 일 때  $U(t) = 1$ ,  $t < 0$ 일 때  $U(t) = 0$ 인 단위 계단 함수이다. 곧,  $|\gamma_{p,q,k,l}^e [\mathbf{I}^{-1}]_{k \cdot l, p \cdot q}| \ll 1$ 이기 때문에  $\mathbf{R}_{\widehat{\mathbf{b}}_{p,q}}$ 의 가장 큰 고유값에 대응하는 고유 벡터로  $\mathbf{a}_{p,q}$ 의 추정  $\widehat{\mathbf{a}}_{p,q}$ 를 얻을 수 있다.

식 (16)에서 제안한 유사최대비슷함 검파기가 상관없음 행렬이  $\mathbf{A}^{-1}$ 인 상관제거기임을 보였다. 이제,  $KL \times 1$  빔 형성 신호 벡터  $\mathbf{y}_a(n)$ 을 다시 쓰면

$$\mathbf{y}_a(n) = (\mathbf{A} + \mathbf{A}^e(n)) \mathbf{W} \mathbf{x}(n) + \mathbf{n}_a(n) \quad (24)$$

가 된다. 여기서,  $\mathbf{A}^e(n)$ 는  $(p \cdot q, k \cdot l)$ 째 원소가  $g_{p,q,k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l} v_{p,q,k,l}$ 인  $KL \times KL$  행렬이고,  $\mathbf{n}_a(n) = [\mathbf{a}_{1,1}^H \mathbf{n}_{1,1}(n) / \|\mathbf{a}_{1,1}\| \dots \mathbf{a}_{1,L}^H \mathbf{n}_{1,L}(n) / \|\mathbf{a}_{1,L}\| \dots \mathbf{a}_{K,1}^H \mathbf{n}_{K,1}(n) / \|\mathbf{a}_{K,1}\| \dots \mathbf{a}_{K,L}^H \mathbf{n}_{K,L}(n) / \|\mathbf{a}_{K,L}\|]^T$ 이다. 이 때,  $E\{\mathbf{n}_a \mathbf{n}_a^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{A}$  라고 하면  $KL \times 1$  상관제거기 출력 벡터  $\mathbf{v}(n)$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}(n) &= \mathbf{A}^{-1} \mathbf{y}_a(n) \\ &= \mathbf{W} \mathbf{x}(n) + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{A}^e(n) \mathbf{W} \mathbf{x}(n) + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{n}_a(n). \end{aligned} \quad (25)$$

#### 4. 성능 분석

이제, 제안한 시스템의 성능을 분석해 보자.

1) 제대로 추정하였을 때

먼저,  $d$ 째 쓰는이의 상관제거기 출력은 다음 식과 같다.

$$\mathbf{v}_d(n) = (\mathbf{I} + [\mathbf{H}(n)]_d) \mathbf{w}_d x_d(n) + \mathbf{i}_d(n) + \mathbf{n}'_d(n). \quad (26)$$

여기서,  $\mathbf{w}_d = [w_{d,1} \cdots w_{d,L}]^T$ ,  $\mathbf{i}_d(n) = [i_{d,1}(n) \cdots i_{d,L}(n)]^T$ ,  $\mathbf{n}'_d(n) = [n'_{d,1}(n), \cdots, n'_{d,L}(n)]^T$ ,  $i_{d,m}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L [\mathbf{H}(n)]_{d,m,k,l} w_{k,l} x_k(n)$ ,  $\mathbf{H}(n) = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{A}^e(n)$ ,

$E\{\mathbf{n}'_d(n) \mathbf{n}'_d^H(n)\} = [\mathbf{A}^{-1}]_d \sigma_n^2$ , 그리고  $[\mathbf{R}]_d$ 는  $ij$  짝 요소가  $[\mathbf{R}]_{d,i,d}$ 인  $\mathbf{R}$ 의  $L \times L$  부행렬이다.  $[\mathbf{H}(n)]_d$ 가 매우 작기 때문에  $(\mathbf{I} + [\mathbf{H}(n)]_d) \approx \mathbf{I}$ 로 두면 식 (26)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{v}_d(n) \approx \mathbf{w}_d x_d(n) + \mathbf{i}_d(n) + \mathbf{n}'_d(n). \quad (27)$$

이제,  $\mathbf{u}_d(n) = \mathbf{i}_d(n) + \mathbf{n}'_d(n)$ 라고 하자. 그러면 다음 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{u}_d} &= E\{\mathbf{i}_d(n) \mathbf{i}_d^H(n)\} + E\{\mathbf{n}'_d(n) \mathbf{n}'_d^H(n)\} \\ &= \mathbf{R}_{i_d} + [\mathbf{A}^{-1}]_d \sigma_n^2. \end{aligned} \quad (28)$$

여기서,

$$\begin{aligned} [\mathbf{R}_{i_d}]_{m,s} &= E\{i_{d,m}(n) i_{d,s}^*(n)\} \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L P_k E\{\alpha_{k,l}^2\} \xi_{m,s,k,l} \end{aligned} \quad (29)$$

이고,

$$\begin{aligned} \xi_{m,s,k,l} &= E\{[\mathbf{H}(n)]_{d,m,k,l} [\mathbf{H}(n)]_{d,s,k_2,l_2}^*\} \\ &= \sum_{p_1=1}^K \sum_{q_1=1}^L \sum_{p_2=1}^K \sum_{q_2=1}^L [\mathbf{A}^{-1}]_{d,m,p_1,q_1} \\ &\quad [\mathbf{A}^{-1}]_{d,s,p_2,q_2}^* \gamma_{p_1,q_1,k,l}^e \gamma_{p_2,q_2,k,l}^e \\ &\quad v_{p_1,q_1,k} v_{p_2,q_2,k}^* u_{p_1,q_1,k,l} u_{p_2,q_2,k,l} \end{aligned} \quad (30)$$

이다.

$\mathbf{R}_{\mathbf{u}_d}$ 가  $\boldsymbol{\tau} = (\tau_{1,1} \cdots \tau_{1,L} \cdots \tau_{K,1} \cdots \tau_{K,L})$ 의 함수임을 눈여겨보고, 바라지 않는 신호  $\mathbf{u}_d$ 를 정규 확률 벡터라고 두면  $\mathbf{u}_d$ 의 상관 행렬은  $\mathbf{R}_{\mathbf{u}_d}$ 이고 이것은 서명 수열, 추정된 복소 크기, 쓰는이 신호의 추정된 시간 늦음을 써서 계산할 수 있다. 콜레스키 (Cholesky) 분해로 얻은  $L \times L$  흰빛 만들기 (whitening) 행렬을  $\mathbf{T}_d$ 라고 하자. 곧,  $\mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d = \mathbf{R}_{\mathbf{u}_d}^{-1}$ . 그러면 최대 비율 결합을 거친 뒤  $d$ 째 쓰는이의 결정 변수

$\rho_d(n)$ 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_d(n) &= \mathbf{w}_d^H \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d \mathbf{w}_d x_d(n) \\ &+ \text{Re}\{\mathbf{w}_d^H \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d \mathbf{i}_d(n) + \mathbf{w}_d^H \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d \mathbf{n}'_d(n)\}. \end{aligned} \quad (31)$$

따라서, 바라지 않는 신호의 분산은

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\text{Re}\{\mathbf{w}_d^H \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d \mathbf{i}_d(n) + \mathbf{w}_d^H \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d \mathbf{n}'_d(n)\}\} \\ = \frac{1}{2} \{\mathbf{w}_d^H \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d \mathbf{w}_d\} \end{aligned} \quad (32)$$

이고, 순간 신호대 잡음비는

$$\begin{aligned} \nu_d &= \frac{(\mathbf{w}_d^H \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d \mathbf{w}_d)^2}{2 \text{Var}\{\text{Re}\{\mathbf{w}_d^H \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d \mathbf{i}_d(n) + \mathbf{w}_d^H \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d \mathbf{n}'_d(n)\}\}} \\ &= \mathbf{w}_d^H \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d \mathbf{w}_d \end{aligned} \quad (33)$$

이다. 여기서,  $\mathbf{w}_d$ 는 공분산 행렬이  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_d \mathbf{w}_d}$ 이고 평균이 0인 복소 정규 벡터인데,  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_d \mathbf{w}_d}$ 는  $i$ 째 원소가  $\mu_i = P_d E\{\alpha_{d,i}^2\} \|\mathbf{a}_{d,i}\|^2$ 인  $L \times L$  대각 행렬이다.  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_d \mathbf{w}_d} \mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d$ 는 대칭이기 때문에  $\nu_d$ 는 특성 함수가 다음과 같은 카이제곱 확률 변수이다.

$$\phi_{\nu_d}(\omega) = \left( \prod_{l=1}^L (1 + 2j\omega x_{d,l}) \right)^{-1}. \quad (34)$$

식 (34)에서  $x_{d,l}$ ,  $l=1, \dots, L$ 은  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}_d \mathbf{w}_d}$  ( $\mathbf{T}_d^H \mathbf{T}_d$ )의 고유값들이다. 따라서  $\tau$ 가 주어졌을 때 비트 오류 확률은 다음과 같다<sup>[9]</sup>.

$$\begin{aligned} P_d(\tau) &= \int_0^\infty \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{x}) f_{\nu_d}(x) dx \\ &= \sum_{l=1}^L \frac{\pi_{d,l}}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{x_{d,l}}{1+x_{d,l}}} \right]. \end{aligned} \quad (35)$$

여기서,  $\pi_{d,l} = \prod_{j=1, j \neq l}^L \frac{x_{d,l}}{x_{d,l} - x_{d,j}}$ .

신호 대 잡음비가 알맞게 높으면 식 (35)는 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_d(\tau) &\approx \frac{\binom{2L-1}{L}}{4^L \prod_{l=1}^L x_{d,l}} \\ &= \frac{\binom{2L-1}{L} \det(\mathbf{R}_{\mathbf{u}_d})}{4^L \prod_{l=1}^L P_d E\{\alpha_{d,i}^2\} \|\mathbf{a}_{d,i}\|^2}. \end{aligned} \quad (36)$$

따라서 비트 오류 확률은

$$P_d = E\{P_d(\tau)\} \approx \frac{\binom{2L-1}{L} E\{\det(\mathbf{R}_{u,u,d})\}}{4^L \prod_{l=1}^L P_d E\{\sigma_{d,i}^2\} \|\mathbf{a}_{d,l}\|^2}. \quad (37)$$

2) 제대로 추정하지 못하였을 때

먼저,  $\hat{\tau}_{k,l}$  과  $\hat{\mathbf{a}}_{k,l}$ ,  $k=1, \dots, K$ ,  $l=1, \dots, L$  을 각각 추정된 시간 늦음과 채널 벡터라고 하자. 그러면 (9)와 (10)을 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$\gamma_{p,q,k,l} = \frac{1}{T_s} \int_{\max(\hat{\tau}_{p,q}, \tau_k) + (n-1)T_s}^{\min(\hat{\tau}_{p,q}, \tau_k) + nT_s} c_k(t - \tau_k) c_p(t - \hat{\tau}_{p,q}) dt, \quad (38)$$

$$\gamma_{p,q,k,l}^e = \frac{1}{T_s} \int_{\min(\hat{\tau}_{p,q}, \tau_k) + nT_s}^{\max(\hat{\tau}_{p,q}, \tau_k) + nT_s} c_k(t - \tau_k) c_p(t - \hat{\tau}_{p,q}) dt. \quad (39)$$

이제

$$\hat{\gamma}_{p,q,k,l} = \frac{1}{T_s} \int_{\max(\hat{\tau}_{p,q}, \hat{\tau}_k) + (n-1)T_s}^{\min(\hat{\tau}_{p,q}, \hat{\tau}_k) + nT_s} c_k(t - \hat{\tau}_{p,q}) c_p(t - \hat{\tau}_{p,q}) dt \quad (40)$$

으로 두면 정합 여파기 출력  $\hat{\mathbf{y}}_{p,q}(n)$ 은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{y}}_{p,q}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L s_{k,l}(n) (\gamma_{p,q,k,l} + \gamma_{p,q,k,l}^e) \mathbf{a}_{k,l} + \hat{\mathbf{n}}_{p,q}(n). \quad (41)$$

이 때,  $E\{\mathbf{n}_{p,q}(n) \mathbf{n}_{k,l}^H(n)\} = \hat{\gamma}_{p,q,k,l} \sigma_n^2 \mathbf{I}$ 이다. 그리고

$$v_{p,q,k,l} = \hat{\mathbf{a}}_{p,q}^H \mathbf{a}_{k,l} / (\|\hat{\mathbf{a}}_{p,q}\| \|\mathbf{a}_{k,l}\|), \quad (42)$$

$$\hat{v}_{p,q,k,l} = \hat{\mathbf{a}}_{p,q}^H \hat{\mathbf{a}}_{k,l} / (\|\hat{\mathbf{a}}_{p,q}\| \|\hat{\mathbf{a}}_{k,l}\|) \quad (43)$$

$$[\hat{\Lambda}]_{p,q,k,l} = \hat{\gamma}_{p,q,k,l} \hat{v}_{p,q,k,l} \quad (44)$$

로 두면, 빔을 이루고 나면

$$\hat{\mathbf{y}}_a(n) = (\mathbf{A} + \mathbf{A}^e(n)) \mathbf{W} \mathbf{x}(n) + \hat{\mathbf{n}}_a(n) \quad (45)$$

를 얻는다. 여기서,  $E\{\mathbf{n}_a(n) \mathbf{n}_a^H(n)\} = \hat{\Lambda}_{p,q,k,l} \sigma_n^2 \mathbf{I}$ 이다. 따라서 상관제거기 출력  $\hat{\mathbf{v}}(n)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}(n) &= \hat{\Lambda}^{-1} \hat{\mathbf{y}}_a(n) \\ &= \mathbf{W} \mathbf{x}(n) + \mathbf{H}(n) \mathbf{W} \mathbf{x}(n) + \hat{\Lambda}^{-1} \hat{\mathbf{n}}_a(n). \end{aligned} \quad (46)$$

여기서,  $\mathbf{H}(n) = \hat{\Lambda}^{-1} \tilde{\Lambda}(n)$ ,  $\tilde{\Lambda}(n) = \mathbf{A} - \hat{\Lambda} + \mathbf{A}^e(n)$ 이다. 따라서 식 (28)과 식 (30)은 각각 다음과 같이 된다.

$$\mathbf{R}_{u,u,d} = \mathbf{R}_{i,i,d} + [\hat{\Lambda}^{-1}]_d \sigma_n^2 \quad (47)$$

$$\begin{aligned} \xi_{m,s,k,l} &= \sum_{p_1=1}^K \sum_{q_1=1}^L \sum_{p_2=1}^K \sum_{q_2=1}^L [\hat{\Lambda}^{-1}]_{d,m,p_1,q_1} \\ & [\hat{\Lambda}^{-1}]_{d^*,m,p_2,q_2}^* (\gamma_{p_1,q_1,k,l}^e \gamma_{p_2,q_2,k,l}^e v_{p_1,q_1,k,l} \\ & v_{p_2,q_2,k,l}^* u_{p_1,q_1,k,l,p_2,q_2,k,l} \\ & + (\gamma_{p_1,q_1,k,l} v_{p_1,q_1,k,l} - \hat{\gamma}_{p_1,q_1,k,l} \hat{v}_{p_1,q_1,k,l}) \\ & (\gamma_{p_2,q_2,k,l} v_{p_2,q_2,k,l} - \hat{\gamma}_{p_2,q_2,k,l} \hat{v}_{p_2,q_2,k,l})). \end{aligned} \quad (48)$$

여기서,  $\mathbf{R}_{i,i,d}$ 이 시간 늦음과 채널 벡터의 추정 값 뿐만 아니라 참값에도 의존하기 때문에 추정 횟만 들기 행렬  $\mathbf{T}_d$  또한 불완전하다. 그러나, 이것은 큰 영향을 끼치지 않기 때문에 이 불완전성은 무시할 것이다. 그러면, 비트 오류 확률은 식 (38)-(40), (42), (43), (47), (48)에서 보인 매개 변수를 써서 식 (37)에서 얻을 수 있다.

### 5. 성능 평가

파장의 절반 거리 만큼씩 고르게 줄 모양으로 늘어선  $M=3$ 인 안테나와 [10]에서 제안한 채널 벡터 모형을 생각하자. 쓰는 이들마다 도착 중심 방향은  $[0, 2\pi]$ 의 범위에 고르게 퍼져 있고, 분산 매개 변수  $\eta=0.2$ 이다. 주기가 63인 골드 수열을 쓰는이 서명 수열로 쓴다. 길 수  $L$ 은 2이고 모든 쓰는이들과 여러길들의  $P_k E\{\alpha_k^2\}$ 는 같다고 두고, 첫째 쓰는이를 바라는 쓰는이로 둔다.

그림 2는  $Q$ 가 4, 6, 8일 때  $20 \log \frac{|a^H \hat{a}|}{\|\hat{a}\| \|\hat{a}\|}$ 으로 정의한 채널 벡터 추정 값의 부정합 (mismatch) 손실을 100번 시행에서 얻은 평균으로 나타낸 것이다. 채널 벡터를 꽤 정확하게 추정할 수 있음을 볼 수 있다.

제안한 시스템을 이제까지의 정합 여파기 시스템 및 쓰는이들의 모든 정보를 쓰는 이상 상관제거기 시스템과 견주어보도록 한다. 그림 3과 4는 각각 쓰는이가 5, 15사람일 때 정합 여파기 시스템, 이상 상관제거기 시스템, 제안한 시스템의 비트 오류 확률을 나타낸 것이다. 제안한 시스템의 성능이 정합 여파기 시스템보다

좋은 것을 뚜렷히 알 수 있다. 제안한 시스템의 성능은 신호 대 잡음 비가 알맞을 때에는 이상 상관제거기의 성능에 매우 가까워지고, 안테나 수가 늘어날수록 이 두 시스템의 성능차이는 더욱 줄어든다. 쓰는이 수와  $Q$ 가 작을 때 제안한 시스템은 안테나를 하나만 쓰더라도 복잡도는 크게 낮아지고 이상 상관제거기 시스템과 비슷한 성능을 내준다.

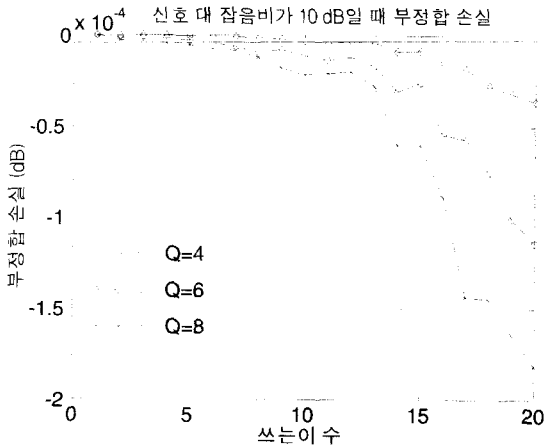


그림 2. SNR = 10dB, 안테나 수  $M=3$ , 골드 수열 주기=63, 늦음 불확정성  $Q=4, 6, 8$ 일 때의 부정합 손실

Fig. 2. The mismatch losses when the SNR is 10dB, the number  $M$  of antennas is 3, the period of Gold sequence is 63, and the delay uncertainty  $Q$  is 4, 6, and 8.

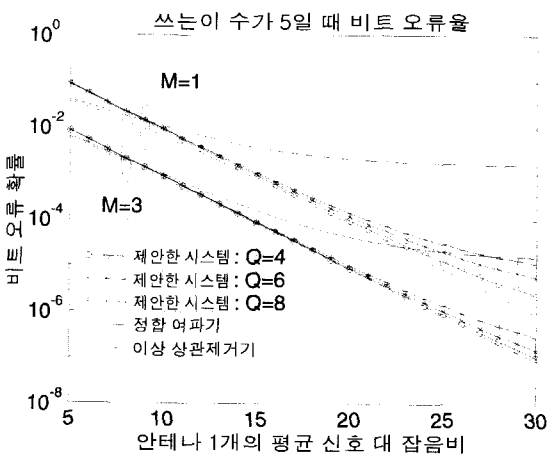


그림 3. 쓰는이 수  $K=5$ , 골드 수열 주기=63, 늦음 불확정성  $Q=4, 6, 8$ 일 때의 비트 오류 확률

Fig. 3. The bit error probabilities when the number  $K$  of active users is 5, the period of Gold sequence is 63, and the delay uncertainty  $Q$  is 4, 6, and 8.

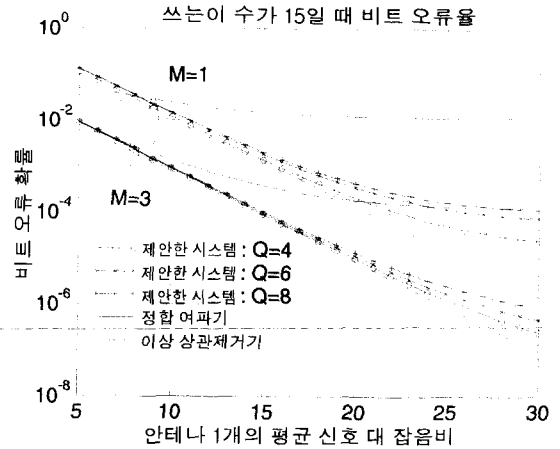


그림 4. 쓰는이 수  $K=15$ , 골드 수열 주기=63, 늦음 불확정성  $Q=4, 6, 8$ 일 때의 비트 오류 확률

Fig. 4. The bit error probabilities when the number  $K$  of active users is 15, the period of Gold sequence is 63, and the delay uncertainty  $Q$  is 4, 6, and 8.

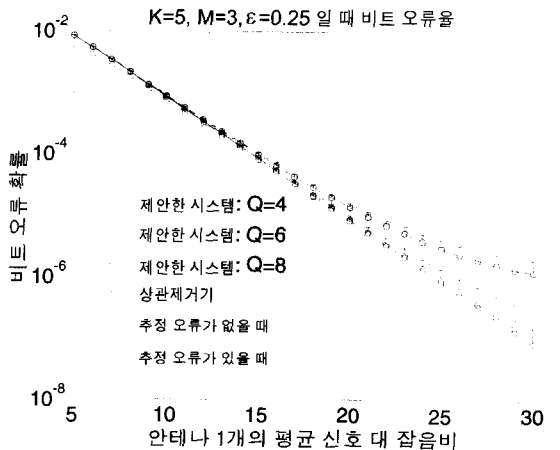


그림 5. 쓰는이 수  $K=5$ , 안테나 수  $M=3$ , 골드 수열 주기=63,  $\epsilon=0.25$ , 늦음 불확정성  $Q=4, 6, 8$ 일 때의 비트 오류 확률

Fig. 5. The bit error probabilities when the number  $K$  of active users is 5, the number  $M$  of antenna arrays is 3, the period of Gold sequence is 63,  $\epsilon$  is 0.25, and the delay uncertainty  $Q$  is 4, 6, and 8.

이제 시간 늦음과 채널 벡터의 추정이 불안전할 때 제안한 시스템의 성능을 살펴보자. 시간 늦음 오류가  $[-\frac{\epsilon}{2} T_c, \frac{\epsilon}{2} T_c]$ 의 범위에서 코르다고 둔다. 그림 5에 는 제대로 추정하였을 때 제안한 시스템과 이상 상관제거기 시스템의 비트 오류 확률과 그렇지 않을 때 제

안한 시스템과 이상 상관제거기 시스템의 비트 오류 확률을 보여준다. 추정 잘못이 커질수록 제안한 시스템의 성능이 나빠지기는 하지만, 그 성능은 이상 상관제거기 시스템의 성능과 견줄만함을 다시 볼 수 있다.

#### 6. 맺음말

이 논문에서는 안테나 배열을 쓰는 평균 대수 비슷함 함수를 바탕으로 유사동기 채널에서 유사최대비슷함 검파기를 제안하였다. 제안한 유사최대비슷함 검파기는 쓰는데 서명 수열의 평균 교차 상관 행렬을 쓰는 상관제거 검파기로 볼 수 있다. 상관제거와 고유 분해를 바탕으로 하는 채널 벡터의 추정방법도 보였다. 제안한 시스템이 필요로 하는 정보는 시간 늦음, 서명 수열, 쓰는데들의 채널벡터인데 이것들은 기지국에서 이미 쓸 수 있는 것들이다.

시간 늦음과 채널 벡터의 추정이 완벽할 때와 불완전할 때 제안한 시스템의 성능을 분석하여 다른 쓰는데들에 대한 정보를 쓰지 않고도 간섭을 줄일 수 있음을 보였다. 제안한 시스템의 성능은 이제까지의 정합여파기 시스템의 성능보다 훨씬 좋았다. 안테나 배열을 쓰지 않을 때는 신호 대 잡음비가 커지면 제안한 시스템과 이상 상관제거기 시스템의 성능 차이가 커졌다. 안테나 배열을 쓰면 제안한 시스템의 성능이 이상 상관제거 시스템의 성능에 훨씬 가까워짐과 제안한 시스템의 성능은 시간 늦음과 채널 벡터의 추정이 불완전할 때도 이상 상관제거기의 성능과 견줄만함을 보였다.

※ 이 논문은 한국과학재단이 지원한 1997년 핵심 전문연구 971-0916-097-2로 얻은 연구 결과의 하나이며, 이에 그 고마운 뜻을 적습니다. 덧붙여 이 논문의 심사를 맡아 좋은 의견을 해주신 심사위원께도 고마움을 밝힙니다.

#### 참 고 문 헌

- [1] 정우진, 한영렬, "셀룰라 CDMA 이동통신용 레이크 수신기의 설계," *한국통신학회논문지*, 19권, 560-572쪽, 1994년 3월.
- [2] A.F. Naguib, A. Paulraj, and T. Kailath, "Capacity improvement with base station antenna array in cellular CDMA," *IEEE Trans. Vehic. Techn.*, vol. VT-43, pp. 691-689, August 1994.
- [3] 김광순, 윤석호, 송익호, 김윤희, 이주식, "유사동기 부호분할다중접속 시스템에서 안테나 배열과 갈퀴 수신기를 쓴 여러 쓰는데 수신기," *한국통신학회논문지*, 23권, 2403-2410쪽, 1998년 9월.
- [4] Z. Zvonar, "Combined multiuser detection and diversity reception for wireless CDMA systems," *IEEE Trans. Vehic. Techn.*, vol. VT-45, pp. 205-211, February 1996.
- [5] K.S. Kim, Y.H. Kim, J. Lee, I. Song, and S.C. Kim, "Suboptimum multiuser detection of DS/CDMA systems using antenna arrays in asynchronous channels," *Proc. GLOBECOM*, Phoenix, AZ, U.S.A., pp. 1494-1498, November 1997.
- [6] R. Lupas and S. Verdu, "Near-far resistance of multiuser detector in asynchronous channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34, pp. 496-508, April 1989.
- [7] P. Jung and J. Blanz, "Joint detection with coherent receiver antenna diversity in CDMA mobile radio systems," *IEEE Trans. Vehic. Techn.*, vol. VT-44, pp. 76-88, February 1995.
- [8] 김광순, 직접수열 부호분할 다중접속 이동통신 시스템의 격자부호변조 기법과 여러쓰는데 검파 기법, 박사학위논문, 한국과학기술원, 1999.
- [9] J.G. Proakis, *Digital Communication*, 3rd ed., NY: McGraw-Hill, 1995.
- [10] K.S. Kim, S.R. Park, H.G. Kim, Y.H. Kim and I. Song, "Performance enhancement of the decorrelating detector using antenna arrays," *Proc. ICASSP*, pp. 3321-3324, Seattle, WA, U.S.A., May 1998.



저 자 소 개



金光淳(正會員)

1972년 9월 20일 태어남. 1990년 3월~1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사 (최우등, 학과수석졸업). 1994년 3월~1996년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1996년 3월~1999

년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사. 1999년 3월~현재: 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원, UCSD 연수 연구원. 1998년 2월: 삼성 휴먼테크 논문대상 은상 수상. 1998년 10월: LG정보통신 논문상 은상 수상. 주관심 분야: 이동통신, 배열신호처리, 여러쓰는이 검파

李 姪 美(正會員)

1974년 12월 8일 태어남. 1993년 3월~1998년 2월: 이화여자대학교 수학과 이학사, 전자공학과 공학사. 1998년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정. 주관심 분야: 정보이론, 이동통신

宋 翊 鎬(正會員) 第36卷 S編 第6號 參照

金 善 勇(正會員)

1968년 1월 30일 태어남. 1986년 3월~1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사. 1990년 3월~1993년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1993년 3월~1995년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사. 1996년 3월~1998년 3월: 한림대학교 전자공학부 전임강사. 1998년 4월~현재: 한림대학교 전자공학부 조교수. 1995년 3월~1996년 2월: 일본동경대학교 생산기술연구소 외국인박사연구원. 1996년 9월~현재: 한국전자통신연구원 초빙연구원

尹 炯 植(正會員)

1975년 10월 27일 태어남. 1993년 3월~1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사. 1998년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정. 주관심 분야: 이동통신, 신호검파