

격자부호화 직접수열 부호분할 다중접속 채널에서 안테나 배열을 쓴 비동기 여러쓰는이 수신기

(Asynchronous Multiuser Receivers with Antenna Arrays in Trellis Coded DS/CDMA Channels)

金光淳*, 李柱植*, 金倫希*, 朴昭玲*, 尹錫皓*, 宋翊鎬*

(Kwang Soon Kim, Jooshik Lee, Yun Hee Kim, So Ryoung Park, Seokho Yoon, and Ickho Song)

요약

이 논문에서는 비동기 채널에서 쌍직교 신호 별자리를 갖는 격자부호화 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에 알맞도록 역상관 여파기와 비터비 복호기를 쓰는 여러쓰는이 수신기를 제안하고 그 성능을 분석한다. 쌍직교성은 쓰는이 서명파와 역상관 여파기로 구현한다. 제안한 시스템 성능의 점근 성능을 증점적으로 분석하였다. 제안한 시스템을 쓰면 부호 이득을 얻을 수 있고 원근 문제에 강하다는 것을 보인다. 또한, 제안한 시스템에 기지국 안테나 배열을 썼을 때 성능을 분석한다.

Abstract

In this paper, we propose and analyze a multiuser receiver using a decorrelating filter and Viterbi decoders for trellis coded DS/CDMA systems with biorthogonal signal constellation in asynchronous channels. The biorthogonality is implemented by user signature waveforms and the decorrelating filter. The performance of the proposed system is investigated with emphasis on the asymptotic cases. It is shown that the proposed system can provide us with some coding gain and near-far resistance. We also analyze the performance of the proposed system with base-station antenna array.

I. 머리말

직접수열 부호분할 다중접속 시스템은 이동 통신에 적용할 수 있기 때문에 여러 사람이 많은 관심을 두고 연구해 왔다. 이에 따라 부호분할 다중접속 시스템의 큰 단점인 쓰는이사이 간섭과 (interuser interference) 원근 문제에 (near-far problem) 대처할 수 있도록 여

러쓰는이 (multiuser) 수신기에 대한 연구가 많이 이루어져 왔다^{[1]-[4]}.

이제까지 여러쓰는이 수신기에 대한 많은 연구가 부호화하지 않은 시스템에서 이루어져 왔으나, 좀 더 믿을 수 있는 통신을 하려면 부호화하여야 한다. 길쌈부호화 (convolutionally coded) 부호분할 다중접속 시스템이 여러쓰는이 수신기에 쓰였고^[5], 격자부호 변조방식의 (trellis coded modulation) 뛰어난 주파수 효율이 연구 되었다. 한편, 격자부호화 부호분할 다중접속 시스템에 알맞은 여러쓰는이 검파 방식을 연구하는 것은 가치있는 일일 것이다. 위상 변조방식을 (phase shift keying modulation) 쓰는 격자부호화 부호분할 다중접

* 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1月8日, 수정완료일:1999年8月30日

속 시스템에서 여러쓰는이 수신기가 연구되었고^[6], 부호분할 다중접속 시스템에 알맞도록 쌍직교 신호 별자리를 (biorthogonal signal constellation) 쓰는 격자부호 변조방식이 [7]에서 제안되었다. 여기서, 쌍직교성은 쓰는이마다 이진 위상 변조방식과 서명파를 (signature waveforms) $\frac{C}{2}$ 개 써서 구현할 수 있다 (C 는 심볼 수). 격자부호화 부호분할 다중접속 시스템에는 위상 변조방식보다는 쌍직교 신호 별자리를 쓰는 것이 더 알맞고, 쌍직교 신호 별자리의 특성 때문에 여러쓰는이 수신기를 쓰는 것이 알맞다. 한편, 여러길 감쇄를 (multipath fading) 줄이고 이동통신 시스템의 성능을 좋게 하고자 안테나 배열을 쓰는 다양성 수신을 많이 써 왔다. 이것은 감쇄 포락값들이 상관없이 없도록 충분히 멀리 떨어 뜨려 놓은 여러 안테나에서 받은 신호들을 결합하므로써 감쇄의 효과를 줄일 수 있다는 것이다. 이렇게 해서 더 많은 신호 에너지를 얻어낼 뿐만 아니라 공간 다양성을 (spatial diversity) 쓸 수 있어 서명파형과 채널벡터로 다른 쓰는이들을 구별할 수 있기 때문에, 여러쓰는이 수신기의 성능이 좋아진다는 것이 알려져 있다^{[8],[9]}. 이 논문에서는 쌍직교 신호 별자리를 쓰는 격자부호 변조화된 직접수열 부호분할 다중접속 시스템을 살펴 보고, 이 시스템에 알맞은 역상관 여파기와 비터비 복호기를 쓰는 준최적 (suboptimum) 여러쓰는이 수신기를 제안한다. 또한, 기지국 안테나 배열을 썼을 때 제한한 시스템의 성능이 얼마나 좋아지는지를 알아본다.

II. 시스템 모형

쌍직교 신호 집합을 갖는 $\frac{m}{m+1}$ 격자부호 변조를 생각해 보자. 쌍직교 신호 집합은 다음과 같이 정의할 수 있다.

- 쌍직교 신호 집합에 있는 신호마다에 반대 신호가 오직 하나 있다.
- 쌍직교 신호 집합에 있는 신호는 반대 신호가 아닌 다른 신호와 직교한다.

동기 부호분할 다중접속 시스템에서는 이와 같은 쌍직교성을 잘 만들어진 수열 집합으로 구현할 수 있다^[7]. 그러나, 비동기 부호분할 다중접속 시스템에서는 쌍직교 신호 집합을 만들 때 [8]에서 말한 방법을 쓸 수 없

다. 이러한 때에 쌍직교성은 여러쓰는이 수신기와 거의 직교하는 의사확률 수열로 구현할 수 있다.

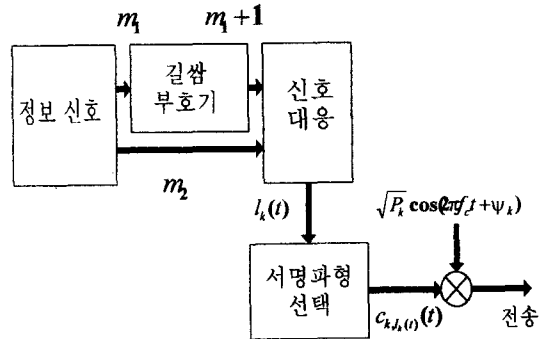


그림 1. 격자부호화 부호분할 다중접속 시스템의 송신 쪽 열개

Fig. 1. Transmitter structure of the trellis coded DS/CDMA systems.

이 논문에서 생각한 격자부호 변조화된 부호분할 다중접속 시스템의 전송 방식은 그림 1에 나타나 있다. 먼저, 한 정보 신호를 이루는 m 비트를 m_1 과 m_2 비트로 나눈다. m_1 비트는 $\frac{m_1}{m_1+1}$ 격자부호기로 들어가 m_1+1 비트가 나오고, m_2 비트는 신호 대응기의 신호점을 결정한다. 그 다음 서명 수열 선택기에서 신호 대응기 출력에 해당하는 서명 수열을 고른다. 선택된 서명 수열은 반송파로 변조된 뒤에 보내진다. 집합 $\{c_{k,l}(t) | k=1,2,\dots,K, l=1,2,\dots,L\}$ 를 주기가 T_s 인 서명 수열 집합이라 하자. 여기서, K 는 쓰는이 수이고 $L=2^m$ 이다. 그러면, k 째 쓰는이의 쌍직교 신호 집합은 $\{c_{k,l}(t) | l=1,2,\dots,2L\} = \{c_{k,1}(t), \dots, c_{k,L}(t), -c_{k,1}(t), \dots, -c_{k,L}(t)\}$ 이고, k 째 이동 단말기가 보내는 신호는 다음과 같다.

$$u_k(t) = \text{Re}\{\sqrt{P_k} c_{k,i_k}(t) e^{j(2\pi f_c t + \phi_k)}\}. \quad (1)$$

여기서, P_k 는 k 째 쓰는이 신호의 송신 전력이고, f_c 는 반송파 주파수, ϕ_k 는 k 째 반송파의 위상이고 i_k 는 k 째 쓰는이의 신호 대응기 출력이다. 채널은 느리게 바뀌는 비선택성 레일리 감쇄 채널이고 위상을 정확히 추정할 수 있다고 하자. 그러면 기지국에서 받은 바탕 대역 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{2L} \sqrt{P_k} \alpha_k e^{j\phi_k} I_{k,l}(t - \tau_k) c_{k,l}(t - \tau_k) + n(t). \quad (2)$$

여기서, $\alpha_k e^{j\phi_k}$ 는 k 째 쓰는이의 복소 감쇄 과정, τ_k 는 k 째 쓰는이의 시간 늦음, $n(t)$ 는 분산이 σ_n^2 인 덧셈 흰빛 정규 잡음이고 $I_{k,l}(t)$ 는 다음과 같이 정의되는 k 째 쓰는이의 지시 함수이다.

$$I_{k,l}(t) = \begin{cases} 1, & l_k = l \text{ 일 때,} \\ 0, & \text{그 밖에.} \end{cases} \quad (3)$$

인 정규 확률 변수로 그 자기상관함수는 다음과 같다.

$$E\{n_{p,q}(n) n_{k,l}^*(n+m)\} = \begin{cases} \frac{\sigma_n^2 \gamma_{p,q,k,l}^{(m)}}{T_s}, & m = -1, 0, 1, \\ 0, & \text{그 밖에.} \end{cases} \quad (6)$$

III. 역상관 여파기와 비터비 복호기

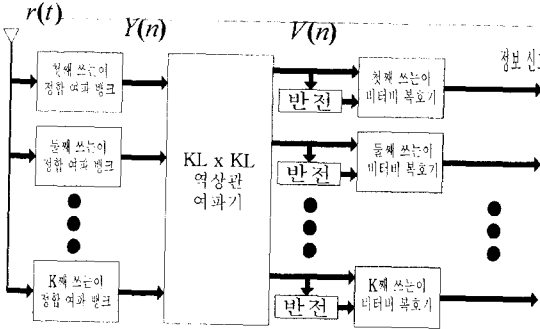


그림 2. 제안한 시스템의 수신쪽 열개
Fig. 2. The receiver structure of the proposed system.

이 논문에서 생각한 수신기 열개는 그림 2와 같다. 이때, l 째 정합 여파기 출력값에 -1 을 곱하여 $(L+l)$ 째 정합 여파기 출력을 쉽게 얻을 수 있다. 그러므로, KL 정합 여파기와 (각각 L 개의 정합 여파기로 이루어진 K 여파기 뱅크들) $KL \times KL$ 역상관기만 필요하다. 받은 신호는 KL 정합 여파기를 거치고 역상관 여파기를 거쳐서 비터비 복호기로 복호된다. 정합 여파기 출력 벡터는 다음과 같다.

$$Y(n) = [y_{1,1}(n) \cdots y_{1,L}(n) \cdots y_{K,1}(n) \cdots y_{K,L}(n)]^T. \quad (4)$$

여기서,

$$y_{p,q}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{m=-1}^1 \sqrt{P_k} \alpha_k e^{j\phi_k} x_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l}^{(m)} + n_{p,q}(n), \quad (5)$$

$x_{k,l}(t) = I_{k,l}(t) - I_{k,L+l}(t)$, $l = 1, 2, \dots, L$ 이고, $\gamma_{p,q,k,l}^{(-1)}$, $\gamma_{p,q,k,l}^{(0)}$, 그리고 $\gamma_{p,q,k,l}^{(1)}$ 는 각각 n 째 심볼 구간에서 p 째 쓰는이의 q 째 서명 수열과 $(n-1)$ 째, n 째, $(n+1)$ 째 심볼 구간에서 k 째 쓰는이의 l 째 서명 수열과의 상호상관관계를 나타내고, $n_{p,q}(n)$ 은 평균이 0

격자부호화 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에 알맞은 역상관 여파기와 비터비 복호기를 생각해 보자. 정합 여파기 뱅크 출력을 벡터꼴로 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$Y(n) = W\Gamma^{(-1)}X(n-1) + W\Gamma^{(0)}X(n) + W\Gamma^{(1)}X(n+1) + N(n). \quad (7)$$

여기서, $W = \text{diag}\{w_{1,1} \cdots w_{1,L} \cdots w_{K,1} \cdots w_{K,L}\}$, $w_{k,l} = \sqrt{P_k} \alpha_k e^{j\phi_k}$, $X(n) = [x_{1,1}(n) \cdots x_{1,L}(n) \cdots x_{K,1}(n) \cdots x_{K,L}(n)]^T$, $N(n) = [n_{1,1}(n) \cdots n_{1,L}(n) \cdots n_{K,1}(n) \cdots n_{K,L}(n)]^T$ 이고, $\Gamma^{(m)}$ 은 $k \cdot l = (k-1)L + l$ 일 때 $(p \cdot q, k \cdot l)$ 째 원소가 $\gamma_{p,q,k,l}^{(m)}$ 인 $KL \times KL$ 행렬이다. 그러면 $Y(n)$ 의 Z 변환은

$$Y(Z) = W(\Gamma^{(-1)}Z^{-1} + \Gamma^{(0)} + \Gamma^{(1)}Z)X(Z) + N(Z) \quad (8)$$

이고 여기서 $X(Z)$ 와 $N(Z)$ 는 $X(n)$ 과 $N(n)$ 의 Z 변환이다. $G(Z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} T(k)Z^{-k} = (\Gamma^{(-1)}Z^{-1} + \Gamma^{(0)} + \Gamma^{(1)}Z)^{-1}$ 이라 하면, 역상관 여파기 출력 $V(Z)$ 는

$$\begin{aligned} V(Z) &= [G(Z)Y(Z) \quad -G(Z)Y(Z)]^T \\ &= [WX(Z) + G(Z)N(Z) \quad -WX(Z) - G(Z)N(Z)]^T \\ &= WX'(Z) + N'(Z) \end{aligned} \quad (9)$$

이다. 여기서, $W = \text{diag}\{w_{1,1} \cdots w_{1,2L} \cdots w_{K,1} \cdots w_{K,2L}\}$, $X'(Z) = [X^T(Z) \quad -X^T(Z)]^T$ 이고, $N'(Z) = [N^T(Z)G^T(Z) \quad -N^T(Z)G^T(Z)]^T$ 이다. 그러면, (모든 쓰는이의 위상을 정확히 추정한다고 두면) k 째 쓰는이 역상관 여파기 출력에 $e^{-j\phi_k}$ 를 곱한 값 $v_{k,l}(n)$ 는

$$v_{k,l}(n) = \sqrt{P_k} \alpha_k x'_{k,l}(n) + e^{-j\phi_k} n'_{k,l}(n) \quad (10)$$

이고, $x_{k,l}(n)$ 와 $n_{k,l}(n)$ 는 각각 $X(Z)$ 와 $N(Z)$ 의 역 Z 변환의 (k, l)째 원소이다.

먼저 채널 상태 정보가 없다고 하자. 격자부호의 복호 길이를 η 라 하고, \mathcal{E} 를 길이가 η 인 모든 길의 집합이라 하자. 그러면, k 째 쓰는이 $\xi_i \in \mathcal{E}$ 의 척도는

$$\Delta_{k,\xi_i} = \sum_{j=1}^{\eta} v_{k,l'_j}(j) \quad (11)$$

이다. 여기서 $\xi_i = (l'_1, \dots, l'_\eta)$ 이고, l'_j 는 k 째 쓰는이의 j 째 길의 j 째 심볼 구간의 서명 수열을 가리킨다. 그러면, 비터비 알고리즘으로 모든 $\xi_i \in \mathcal{E}$ 에서 가장 큰 Δ_{k,ξ_i} 를 고를 수 있다.

다음으로 수신쪽에서 채널상태정보를 완벽히 알 수 있다고 두자. 쓰는이사이 간섭은 역상관기로 없앴기 때문에 최적 가중치는 채널 감쇄 변수값이다^[10]. 그러면 k 째 쓰는이 $\xi_i \in \mathcal{E}$ 의 척도는

$$\Delta_{k,\xi_i} = \sum_{j=1}^{\eta} a_k(j) v_{k,l'_j}(j) \quad (12)$$

이다. 여기서 $a_k(j)$ 는 j 째 심볼 구간에서 k 째 쓰는이의 감쇄 과정이다. 그러면 비터비 알고리즘으로 모든 $\xi_i \in \mathcal{E}$ 에서 가장 큰 Δ_{k,ξ_i} 를 고를 수 있다.

IV. 성능 분석

여러쓰는이 수신기의 성능 척도로 접근 효율이 (asymptotic efficiency) 널리 쓰이고 있다^[1]. 그러나, 부호화 시스템에서는 부호 이득 때문에 접근 효율을 직접 쓸 수 없고, 다양성 차수와 (diversity order) 부호 이득으로 (coding gain) 여러쓰는이 수신기의 접근 성능을 (asymptotic performance) 살펴보아야 한다.

정의 1 간섭 전력이 모두 0이라 할 때 부호화 시스템의 k 째 쓰는이의 비트오류율을 P_b , 쓰는이가 하나인 이진 위상 변조 시스템의 비트오류율을 P_b^* 라 하고, 잡음 전력을 σ_n^2 이라 하자. 그러면, k 째 쓰는이의 접근 다양성 차수는 다음과 같다.

$$ADO_k = \sup_O \left\{ O \lim_{\sigma_n^2 \rightarrow 0} \frac{P_b}{(P_b^*)^O} < \infty \right\}. \quad (13)$$

정의 2 k 째 쓰는이의 비트 오류율을 P_b , 부호화 시스템에서 k 째 쓰는이의 심볼 에너지를 E_k , 심볼 에너지가 E 이고 다양성 차수가 O 일 때 쓰는이가 하나인 이진 위상 변조 시스템의 비트 오류율을 $P_b^*(E, O)$ 이라 하고, 잡음 전력을 σ_n^2 이라 하자. 이 때 k 째 쓰는이의 접근 이득을 다음과 같이 정의한다.

$$AG_k = \max \left\{ \arg \lim_{\sigma_n^2 \rightarrow 0} \frac{P_b}{P_b^*(GE_k, O)} = 1, 0 \right\}. \quad (14)$$

곧, 접근 다양성 차수가 O 이고 접근 이득이 G 인 부호화한 부호분할 다중접속 시스템은 다양성 차수가 O 이고, 쓰는이가 하나이면서 부호화하지 않은 시스템과 견줄 때 부호 이득이 G 이다.

1. 끼워넣기를 (interleaving) 하지 않고 채널상태 정보가 없을 때

먼저, 끼워넣기를 하지 않을 때를 생각한다. 먼저, ξ_d 를 옳은 길이라 하고, ξ_c 를 옳은 길과의 거리가 $D_{\xi_d, \xi_c} = \sum_{j=1}^{\eta} D_{\xi_d, \xi_c}(j) = \sum_{j=1}^{\eta} (x'_{k,l'_j}(j) - x'_{k,l'_j}(j))$ 인 오류 사건이라 하자. 그러면, 오류 확률은

$$\begin{aligned} P_{\xi_d \rightarrow \xi_c} &= \Pr \{ \Delta_{k, \xi_d} < \Delta_{k, \xi_c} \} \\ &= \Pr \left\{ \sum_{j=1}^{\eta} v_{k,l'_j}(j) - \sum_{j=1}^{\eta} v_{k,l'_j}(j) < 0 \right\} \\ &= \Pr \{ \sqrt{P_k} a_k D_{\xi_d, \xi_c} + \bar{n}_{k, \xi_d, \xi_c} < 0 \} \end{aligned} \quad (15)$$

이고, 여기서 $\bar{n}_{k, \xi_d, \xi_c} = e^{-j\phi_k} \sum_{j=1}^{\eta} (n'_{k,l'_j}(j) - n'_{k,l'_j}(j))$ 이다. Q_a^b 와 R_a^b 를

$$Q_a^b = \begin{cases} 1 & l_a^b > L, \\ 0 & l_a^b \leq L \end{cases}, \quad (16)$$

그리고

$$R_a^b = \begin{cases} l_a^b - L & l_a^b > L, \\ l_a^b & l_a^b \leq L \end{cases} \quad (17)$$

이라고 정의하자. 그러면, $\bar{n}_{k, \xi_d, \xi_c}$ 는 평균이

$$E\{\bar{n}_{k, \xi_d, \xi_c}\} = 0 \quad (18)$$

이고 분산이

$$\text{Var}\{\bar{n}_{k, \xi_d, \xi_c}\} = \frac{\sigma_n^2 \beta_{\xi_d, \xi_c}}{T_s} \quad (19)$$

인 정규 잡음임을 쉽게 알 수 있다. 여기서

$$\begin{aligned} \beta_{\xi_i, \xi_j} = & \sum_{j_1=1}^n \sum_{j_2=1}^n \left\{ (-1)^{Q_{j_1}^i + Q_{j_2}^i} \right. \\ & [T^k(j_2 - j_1)]_{R_{j_1}^i, R_{j_2}^i} + (-1)^{Q_{j_1}^i + Q_{j_2}^i} \\ & [T^k(j_2 - j_1)]_{R_{j_2}^i, R_{j_1}^i} \\ & - (-1)^{Q_{j_1}^i + Q_{j_2}^i} [T^k(j_2 - j_1)]_{R_{j_1}^i, R_{j_2}^i} \\ & \left. - (-1)^{Q_{j_1}^i + Q_{j_2}^i} [T^k(j_2 - j_1)]_{R_{j_2}^i, R_{j_1}^i} \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

이고 $[\cdot]_{i,j}$ 는 행렬의 ij 째 원소를 가리키며, $T^k(\cdot)$ 은 $KL \times KL$ 행렬 $T(\cdot)$ 의 k 째 부행렬로서 $[T^k(\cdot)]_{i,j} = [T(\cdot)]_{i+k, j}$ 로 정의된다. 그러면, k 째 쓰는이의 순간 신호대잡음비 ν_k 는

$$\nu_k = \frac{E_k \alpha_k^2 D_{\xi_i, \xi_j}^2}{2 \sigma_n^2 \beta_{\xi_i, \xi_j}} \quad (21)$$

이다. 여기서, $E_k = P_k T_s$ 는 송신 심볼 에너지이고, 조건 짝 사이 오류율은

$$P_{\xi_i \rightarrow \xi_j}(\nu_k) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\nu_k) \quad (22)$$

이다. 그러므로, 짝 사이 오류율은 다음과 같다.

$$P_{\xi_i \rightarrow \xi_j} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{x}{x+1}} \right). \quad (23)$$

여기서 $x = \frac{E_k E(\alpha_k^2) D_{\xi_i, \xi_j}^2}{2 \sigma_n^2 \beta_{\xi_i, \xi_j}}$ 이고, (23)은 신호대잡음비가 클 때 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{\xi_i \rightarrow \xi_j} \approx \frac{1}{4x}. \quad (24)$$

식 (23)과 (24)에서 볼 수 있듯이 k 째 쓰는이 성능은 다른 쓰는이의 에너지와 관련이 없다. 다시 말해서 제안한 시스템은 원근 문제에 강하다.

이제, $g(\xi_i, \xi_j)$ 를 ξ_i 와 ξ_j 에서 서로 다른 정보 비트 수라 하자. 그러면, 제안한 시스템의 비트 오류율은 다음을 만족시킨다.

$$P_b \leq \sum_{\xi_i \in \Xi} g(\xi_i, \xi_d) P_{\xi_i \rightarrow \xi_j}. \quad (25)$$

신호대잡음비가 어느 정도 클 때 비트 오류율은 오류사건의 자유거리에 크게 영향을 받기 때문에^[11] 비트

오류율은

$$P_b \approx g_f P_{\xi_i \rightarrow \xi_j} \quad (26)$$

으로 쓸 수 있고, 여기서 $g_f = \sum_{\xi_i \in \Xi} g(\xi_i, \xi_d)$ 이고 Ξ_f 는 자유거리를 갖는 오류 사건 집합이다.

정리 1 제안한 시스템의 접근 다양성 차수는 1이다.

증명: 부호화하지 않고 쓰는이가 하나인 이전 위상 변조 시스템의 비트 오류율은 $P_b^s = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{x_s}{x_s+1}} \right)$ 이고 신호대잡음비가 클 때 $P_b^s \approx \frac{1}{4x_s}$ 로 쓸 수 있다는 것은 잘 알려져 있다. 여기서, $x_s = \frac{E_k E(\alpha_k^2)}{2 \sigma_n^2}$ 이다. 그러므로 접근 다양성 차수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} ADO_k &= \sup_O \left\{ O \lim_{\sigma_n^2 \rightarrow 0} \frac{\frac{g_f}{4x}}{\left(\frac{1}{4x_s} \right)^O} < \infty \right\} \\ &= \sup_O \left\{ O \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{\frac{g_f}{4x}}{\left(\frac{1}{4D^2 x / \beta} \right)^O} < \infty \right\} \quad (27) \\ &= 1. \end{aligned}$$

정리 2 제안한 시스템의 접근 이득은 $\frac{D^2}{g_f \beta}$ 이다. 여기서, $D^2 = D_{\xi_i, \xi_j}^2$, $\beta = \beta_{\xi_i, \xi_j}$ 이고, ξ_j 는 자유거리를 갖는 오류 사건이다.

증명: 제안한 시스템은 접근 다양성 차수가 1이기 때문에, 접근 이득은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} AG_k &= \max \left\{ \arg_G \lim_{\sigma_n^2 \rightarrow 0} \frac{\frac{g_f}{4x}}{\frac{1}{4Gx_s}} = 1, 0 \right\} \\ &= \max \left\{ \arg_G \lim_{x \rightarrow 0} \frac{g_f G}{D^2 / \beta} = 1, 0 \right\} \quad (28) \\ &= \frac{D^2}{g_f \beta}. \end{aligned}$$

제안한 시스템과 같은 격자부호화 비터비 복호기를 쓰지만 역상관 여파기가 없는 시스템과 (이제부터 이 시스템을 기존 시스템이라 부르기로 한다.) 제안한 시스템을 견주어 보자. 이 때 기존 시스템 성능의 가장

큰 한계값과 견주어 볼 수 있도록 기존 시스템에서는 전력 조정이 완벽하다고 둔다.

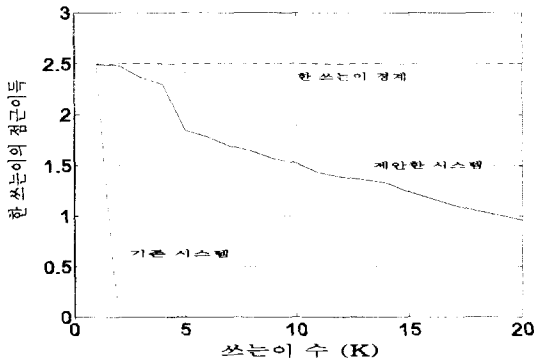


그림 3. 제안한 시스템과 기존 시스템의 점근이득: 끼워넣기가 없을 때
Fig. 3. Asymptotic gain of the proposed and conventional systems: no interleaving.

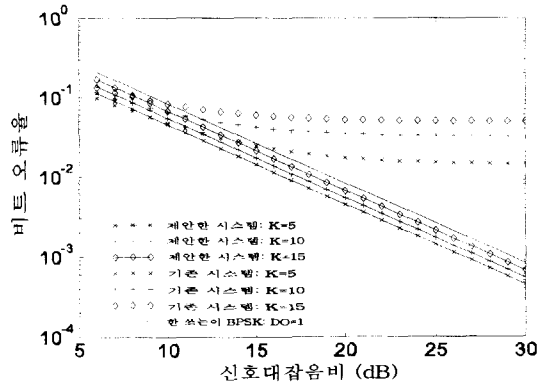


그림 4. 제안한 시스템과 기존 시스템의 비트 오류율: 끼워넣기가 없을 때
Fig. 4. Bit error probabilities of the proposed and conventional systems: no interleaving.

4-상태 $\frac{1}{2}$ -부호율 격자부호를 쓰고 끼워넣기를 하지 않았을 때 점근 이득과 비트 오류율을 그림 3과 4에 보였다. 서명 수열로 길이가 63인 골드 수열을 쓰고 쓰는이의 시간 늦음은 $[0, T]$ 에 균일하게 분포한다고 두었다. 제안한 시스템 성능이 기존의 시스템보다 훨씬 좋으며, 기존 시스템은 쓰는이 수가 늘어날수록 오류율이 크게 높아지지만 제안한 시스템은 쓰는이 수의 영향을 적게 받음을 볼 수 있다. 한편, 기존 시스템의 점

근 다양성 차수는 1이고 점근이득은 0임을 보일 수 있다^[2].

2. 끼워넣기를 하고 채널상태정보가 있을 때 끼워넣기가 완벽하여 한 심볼에 영향을 미치는 감쇄 과정이 다른 심볼에 영향을 미치는 것과 독립이고 채널상태정보를 수신쪽에서 완벽히 알 수 있다고 하자. 이제, $D_{\xi_c, \xi_s}^c = \sum_{j=1}^n \alpha_k^2(j) (x_{k, l_j'}(j) - x_{k, l_j''}(j))$ 이라 하면 쌍 사이 오류율은

$$\begin{aligned} P_{\xi_c, \xi_s} &= \Pr(D_{\xi_c, \xi_s}^c < \Delta_{k, \xi_s}^c) \\ &= \Pr\left\{\sum_{j=1}^n \alpha_k(j) (v_{k, l_j'}(j) - v_{k, l_j''}(j)) < 0\right\} \quad (29) \\ &= \Pr(\sqrt{P_k} D_{\xi_c, \xi_s}^c + \bar{n}_{k, \xi_s, \xi_s}^c < 0) \end{aligned}$$

이고 여기서 $\bar{n}_{k, \xi_s, \xi_s}^c = \sum_{j=1}^n \alpha_k(j) e^{-j\phi_k(j)} (n_{k, l_j'}(j) - n_{k, l_j''}(j))$ 이다. 그러면, k 째 쓰는이의 순간 신호대잡음비 ν_k 는 다음과 같다.

$$\nu_k = \frac{E_k D_{\xi_c, \xi_s}^c}{2\beta\sigma_n^2} \quad (30)$$

따라서, $E(\alpha_k^2(j)) = E(\alpha^2)$, $j=1, 2, \dots, \eta$ 이라 두면, ν_k 의 적률 생성 함수는

$$\begin{aligned} \Phi_k(s) &= \frac{1}{(1-sx)^{L_1(\xi_c)} (1-2sx)^{L_2(\xi_c)}} \quad (31) \\ &= \sum_{l=1}^{L_1(\xi_c)} \frac{\pi_{1, l}}{(1-sx)^l} + \sum_{l=1}^{L_2(\xi_c)} \frac{\pi_{2, l}}{(1-2sx)^l} \end{aligned}$$

이고 여기서 $L_1(\xi_c)$ 는 $D_{\xi_c, \xi_s}(j)=1$ 인 j 의 수, $L_2(\xi_c)$ 는 $D_{\xi_c, \xi_s}(j)=2$ 인 j 의 수이고, $\pi_{1, l} = (-1)^{L_2(\xi_c) - L_1(\xi_c) - l}$ $\left(\frac{L_1(\xi_c) + L_2(\xi_c) - l - 1}{L_2(\xi_c) - 1}\right)$ 이며, $\pi_{2, l} = (-1)^{L_2(\xi_c) - 2L_1(\xi_c) - l}$ $\left(\frac{L_1(\xi_c) + L_2(\xi_c) - l - 1}{L_1(\xi_c) - 1}\right)$ 이다.

이제, 짝사이 오류율은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{\xi_c, \xi_s} &= \sum_{l=1}^{L_1(\xi_c)} \frac{\pi_{1, l}}{2^l} \left(1 - \sqrt{\frac{x}{x+1}}\right)^l \sum_{i=0}^{l-1} \binom{l-1+i}{i} \\ &\quad \left(\frac{1 + \sqrt{\frac{x}{x+1}}}{2}\right)^i \\ &+ \sum_{l=1}^{L_2(\xi_c)} \frac{\pi_{2, l}}{2^l} \left(1 - \sqrt{\frac{2x}{2x+1}}\right)^l \sum_{i=0}^{l-1} \binom{l-1+i}{i} \\ &\quad \left(\frac{1 + \sqrt{\frac{2x}{2x+1}}}{2}\right)^i. \quad (32) \end{aligned}$$

여기서, $x = \frac{E_k E(a_k^2)}{2\sigma_n^2 \beta}$ 이다. 신호대잡음비가 클 때 (32)를 다음과 같이 쓸 수 있다 [12].

$$P_{\xi_f \rightarrow \xi_c} \approx \frac{(2L_1(\xi_c) + 2L_2(\xi_c) - 1)}{(4x)^{L_1(\xi_c)} (8x)^{L_2(\xi_c)}}. \quad (33)$$

식 (32)와 (33)에서 볼 수 있듯이 k 째 쓰는이의 성능은 다른 쓰는이의 에너지와 관련이 없다. 다시 말해서, 제안한 시스템은 원근 문제에 강하다. $L_1 = L_1(\xi_f)$, $L_2 = L_2(\xi_f)$ 그리고 $L = L_1 + L_2$ 이라고 두자. 그러면, 비트 오류율은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_b \approx \frac{g_f \left(\frac{2L-1}{L} \right)}{(4x)^{L_1} (8x)^{L_2}}. \quad (34)$$

정리 3 제안한 시스템의 접근 다양성 차수는 L 이다.

증명: 식 (33)과 (34)에서, 시스템의 k 째 쓰는이의 접근 성능 차수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} ADO_k &= \sup_O \left\{ O \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{g_f \left(\frac{2L-1}{L} \right)}{(4x)^{L_1} (8x)^{L_2}} \left(\frac{1}{4x_s} \right)^O < \infty \right\} \\ &= \sup_O \left\{ O \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{g_f \left(\frac{2L-1}{L} \right)}{(4x)^{L_1} (8x)^{L_2}} \left(\frac{1}{4D^2 \beta x} \right)^O < \infty \right\} \\ &= L. \end{aligned} \quad (35)$$

정리 4 제안한 시스템의 접근 이득은 $\frac{2^{L_2/L}}{g_f^{1/L} \beta}$ 이다.

증명: 다양성 차수가 O 이고 부호화하지 않은 이진 위상변조 시스템의 비트 오류율은 쓰는이가 하나이고 신호대잡음비가 클 때 $P_b \approx \frac{(2O-1)}{(4x_s)^O}$ 로 쓸 수 있다. 이 시스템의 접근 다양성 차수가 L 이기 때문에 k 째 쓰는이의 접근 이득은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} AG_k &= \max \left\{ \arg_G \lim_{\sigma_s^2 \rightarrow 0} \frac{g_f \left(\frac{2L-1}{L} \right)}{(4x)^{L_1} (8x)^{L_2}} \left(\frac{1}{4Gx_s} \right)^L = 1, 0 \right\} \\ &= \max \left\{ \arg_G \lim_{x \rightarrow 0} \frac{g_f (G\beta)^L}{2^{L_2}} = 1, 0 \right\} \\ &= \frac{2^{L_2/L}}{g_f^{1/L} \beta}. \end{aligned} \quad (36)$$

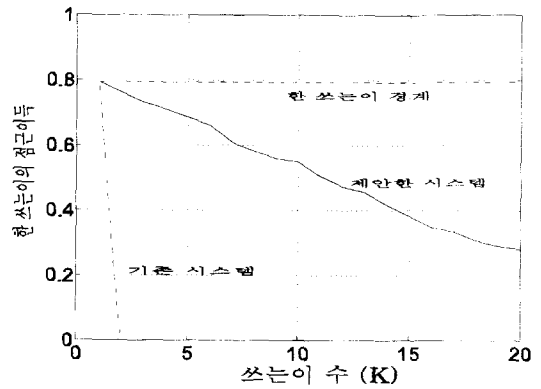


그림 5. 제안한 시스템과 기존 시스템의 접근이득: 끼워넣기와 완벽한 채널상태정보가 있을 때

Fig. 5. Asymptotic gain of the proposed and conventional systems: interleaving and perfect CSI.

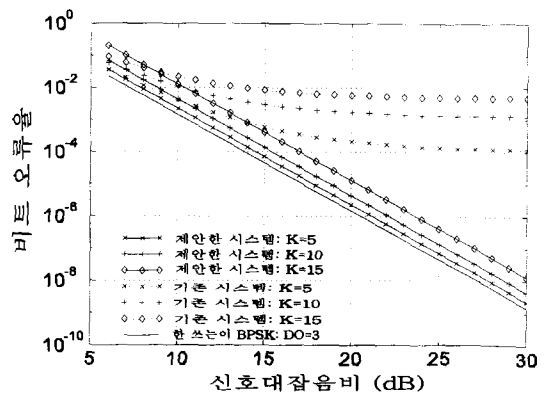


그림 6. 제안한 시스템과 기존 시스템의 비트 오류율: 끼워넣기와 완벽한 채널상태정보가 있을 때

Fig. 6. Bit error probabilities of the proposed and conventional systems: interleaving and perfect CSI.

앞에서와 마찬가지로 4-상태 $\frac{1}{2}$ -부호율 격자부호 변조를 쓰는 제안한 시스템과 기존 시스템의 접근 이득과 비트 오류율을 그림 5와 6에 보였다. 이 두 그림에서도 제안한 시스템 성능이 기존 시스템보다 훨씬 좋음을 볼 수 있고, 쓰는이가 늘어나도 제안한 시스템의 성능은 그다지 떨어지지 않음을 볼 수 있다.

V. 기지국 안테나 배열을 쓸 때 성능 분석

기지국 안테나 배열을 썼을 때 제안한 시스템의 성능을 살펴보자. a_k 를 k 째 쓰는이의 채널벡터로 놓고, $d_{p,k} = a_p^H a_k / \|a_p\| \|a_k\|$ 로 정의한다. 그때, 상관없앰 여파기의 전달함수는

$$G(Z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \overline{T}(k)Z^{-k} \quad (37)$$

$$= (\Lambda^{(-1)} + \Lambda^{(0)} + \Lambda^{(1)}Z)^{-1}$$

로 나타난다. 여기서, $[\Lambda^{(m)}]_{p,q,k,l} = \gamma_{p,q,k,l}^{(m)} d_{p,k}$ 이다. 그러므로, 제안한 시스템의 접근 성능이 서명파형의 교차상관이 작을수록 더 좋아짐을 쉽게 알 수 있다. 이제, M 균일 선형 배열을 쓸 때 제안한 시스템의 접근 다양성 차수를 살펴보자.

정리 5 끼워넣기를 하지 않고 안테나 배열을 쓴 제안한 시스템의 접근 다양성 차수 ADO 는 $1 \leq ADO \leq M$ 을 만족시킨다.

증명: 완전한 상관관계를 보일 때, 모든 안테나에서 쓰는이 신호들의 감쇄과정은 같다. 그때, k 째 쓰는이의 순간 신호대잡음비 ν_k 는 자유도가 2인 카이-제곱 확률변수이고 접근 다양성 차수는 1이다. 상관관계가 없을 때, 감쇄과정들은 독립이다. 그때, k 째 쓰는이의 순간 신호대잡음비 ν_k 는 자유도가 M 인 카이-제곱 확률변수이고 접근 다양성 차수는 M 이다. 따라서, 시스템의 접근 다양성 차수는 $1 \leq ADO \leq M$ 을 만족시킨다.

정리 6 끼워넣기를 하고 채널상태정보를 알 때 안테나 배열을 쓴 제안한 시스템의 접근 다양성 차수는 $L \leq ADO \leq ML$ 을 만족시킨다.

증명: 정리 5의 증명과 마찬가지로, 완전한 상관관계를 보일 때, k 째 쓰는이의 순간 신호대잡음비 ν_k 는 자유

도가 $2L$ 인 카이-제곱 확률변수이고 접근 다양성 차수는 L 이다. 상관관계가 없을 때, k 째 쓰는이의 순간 신호대잡음비 ν_k 는 자유도가 $2ML$ 인 카이-제곱 확률변수이고 접근 다양성 차수는 ML 이다. 따라서, 시스템의 접근 다양성 차수는 $L \leq ADO \leq ML$ 을 만족시킨다.

이제, 시스템의 접근이득을 살펴보자. 접근 다양성 차수와 마찬가지로 접근이득도 안테나 배열에서 받은 신호들의 감쇄 포락값들 사이의 상관정도와 각피침 같은 채널특성에 따라 달라진다. 따라서, 같은 안테나 배열을 쓰는 부호화하지 않은 한 쓰는이 이진 위상편이변조 시스템을 기준으로 살펴보는 것이 좋다. 이때, 끼워넣기를 하지 않을 때의 접근이득은 잡음전력이 0에 가까이 갈 때 안테나 배열을 쓰는 부호화하지 않은 한 쓰는이 이진 위상편이변조 시스템이 같은 안테나 배열을 쓰는 여러 쓰는이 격자부호화 직접수열 부호분할다중접속 시스템과 같은 성능을 나타내는 데 필요한 에너지로 둔다. 끼워넣기를 하고 채널상태정보를 알 때의 접근이득은 잡음전력이 0에 가까이 갈 때 차수 L 인 갈퀴 다양성과 같은 다른 꼴의 다양성을 쓰고 안테나 배열을 쓰는 부호화하지 않은 한 쓰는이 이진 위상편이변조 시스템이 같은 안테나 배열을 쓰는 여러 쓰는이 격자부호화 직접수열 부호분할다중접속 시스템과 같은 성능을 나타내는 데 필요한 에너지로 둔다.

정리 7 끼워넣기를 하지 않고 안테나 배열을 쓴 제안한 시스템의 접근이득은 $\frac{D^2}{g_j^{1/M} \bar{\beta}}$ 이다. 여기서, $\bar{\beta}$ 는

$T^k(\cdot)$ 를 $\overline{T}(\cdot)$ 의 k 째 $L \times L$ 부행렬 $\overline{T}^k(\cdot)$ 로 바꾸면 (20)에서 얻어지고, \overline{M} 은 안테나 배열을 쓸 때 얻어지는 접근 다양성 차수이다.

증명: 제안한 시스템의 순간 신호대잡음비는

$$\nu_k = \frac{E_k \sum_{m=1}^M \|a_{k,m}\|^2 a_{k,m}^2 D^2}{2\sigma_n^2 \bar{\beta}}$$

이다. 여기서, $a_{k,m}$ 은 채널벡터 a_k 의 m 째 원소이고 $a_{k,m}$ 은 m 째 안테나에서 받은 k 째 쓰는이 신호의 감쇄 포락값이다. 한편, 같은 안테나 배열을 쓰고 쓰는이가 하나인 2진 위상편이변조

시스템의 순간 신호대잡음비는 $\nu_k = \frac{E_k \sum_{m=1}^M \|a_{k,m}\|^2 a_{k,m}^2}{2\sigma_n^2}$

이다. 따라서, $\nu_k = \frac{D^2}{\beta} \nu_k$ 라는 것을 쉽게 알 수 있다. 이때, 제안한 시스템의 순간 신호대잡음비의 적률 생성함수는 같은 안테나 배열을 쓰고 쓰는이가 하나인 2진 위상편이변조 시스템의 순간 신호대잡음비의 적률 생성함수에서 신호대잡음비를 나타내는 매개변수를 상수 $\frac{D^2}{\beta}$ 로 바꾸기만 하면 된다. 안테나 배열을 써서 얻어지는 다양성 차수는 \bar{M} 이므로 제안한 시스템의 점근이득은 $\frac{D^2}{g_f^{1/\bar{M}}\beta}$ 이다.

정리 8 끼워넣기를 하고 채널상태정보를 알 때 안테나 배열을 쓴 제안한 시스템의 점근이득은 $\frac{2^{L_2/L}}{g_f^{1/ML}\beta}$ 이다.

여기서, $\bar{\beta}$ 는 $T^k(0)$ 의 대각원소이다.

증명: 정리 7의 증명과 마찬가지로, 채널상태정보를 알고 끼워넣기가 있을 때 제안한 시스템의 적률 생성함수는 곱해지는 상수를 빼면 같은 안테나 배열을 쓰고 차수가 L 인 다른 꼴의 다양성을 쓰는 한 쓰는이 2진 위상편이변조 시스템의 적률 생성함수와 같다. 따라서, 직관적으로 제안한 시스템의 점근이득이 $\frac{2^{L_2/L}}{g_f^{1/ML}\beta}$ 이다.

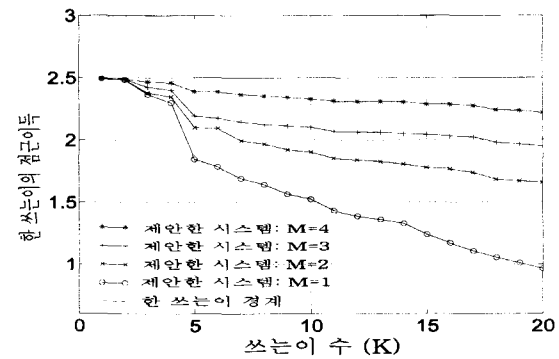


그림 7. 끼워넣기가 없을 때, 기지국 배열 안테나를 쓴 제안한 시스템의 점근 이득
Fig. 7. Asymptotic gain of the proposed system with base-station antenna array: no interleaving.

4-상태 1/2-부호율 격자부호변조를 쓸 때 기지국 안

테나 배열을 쓴 제안한 시스템의 점근이득을 끼워넣기와 채널상태정보가 없을 때와 있을 때로 나누어 그림 7과 그림 8에 보였다. 이 두 그림에서는 $M=1,2,3,4$ 인 균일 선형 배열을 생각했고, 서명파형으로 주기가 63인 골드수열을 썼으며, 쓰는이들의 시간지연 τ_k 는 $[0, T_s]$ 에서 균일하게 나타난다고 두었다. 채널벡터들은 10 배열응답벡터들의 기중결합으로 얻었는데, 배열응답벡터들의 각은 $[0, 2\pi]$ 에서 균일 분포를 나타내고, 기중값들은 복소정규확률변수들이다. 제안한 시스템의 성능이 기지국 안테나 배열을 써서 상당히 나아짐을 볼 수 있고, 실제 쓰는이 수가 클수록 성능이득이 큼을 알 수 있다.

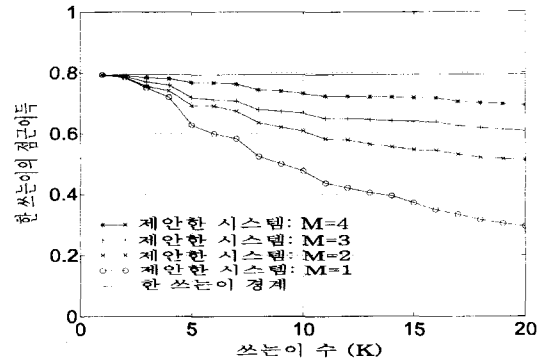


그림 8. 끼워넣기와 채널상태정보가 있을 때, 기지국 배열 안테나를 쓴 제안한 시스템의 점근 이득
Fig. 8. Asymptotic gain of the proposed system with base-station antenna array: interleaving and perfect CSI.

VI. 맺음말

이 논문에서는 비동기 채널에서 쌍직교 신호 별자리를 갖는 격자부호화 부호분할 다중접속 시스템에 알맞은 역상관 여파기와 비터비 복호기를 쓰는 여러쓰는이 수신기를 제안하였다. 비동기 채널에서 쌍직교성은 쓰는이 서명파와 역상관 여파기로 구현할 수 있음을 보였다. 제안한 시스템의 성능은 점근 다양성 차수와 점근 이득으로 살펴보았다. 제안한 시스템은 원근 문제에 강하고 부호화하지 않은 시스템과 견주어 볼 때 부호 이득을 얻을 수 있다. 제안한 시스템은 쓰는이 수가 늘어날수록 성능이 조금 떨어지지만, 이제까지의 격자부

호화 부호분할 다중접속 시스템보다 성능이 훨씬 좋다는 것을 보았다. 또한, 기지국 안테나 배열을 썼을 때 제한한 시스템의 성능을 점근 다양성 차수와 점근 이득으로 살펴보았다. 기지국 안테나 배열을 쓰면 제한한 시스템의 성능이 좋아지고, 안테나 수와 쓰는이 수가 많을수록 성능 이득이 더욱 커짐을 보였다.

참 고 문 헌

[1] S. Verdú, "Multiuser Detection," in *Advances in Signal Processing* (H.V. Poor and J.B. Thomas, eds.), Vol. 2: Signal Detection, pp. 369-409, CT: JAI Press, 1992.

[2] B.-P. Paris, "Finite precision decorrelating receivers for multiuser CDMA communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-44, pp. 496-507, April 1996.

[3] 김광순, 이주식, 윤석호, 송익호, 이민준, "비동기 직접수열 다중접속 계통에서 갈퀴 수신기를 쓴 유사 최대우도 여러 쓰는이 검파: 2. 채널이 시간을 따라 바뀔 때", *한국통신학회논문지*, 23권, 1583-1591쪽, 1998년 6월

[4] 이종찬, 이문호, 문영성, "비동기 CDMA 채널을 위한 의사 역행렬 형태의 역상관 검출기", *한국통신학회논문지*, 23권, 2072-2079쪽, 1998년 8월

[5] T.R. Giallorenzi and S.G. Wilson, "Multiuser ML sequence estimator for convolutionally coded asynchronous DS-SS-CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-44, pp. 997-1008, August 1996.

[6] G. Caire, G. Taricco, J. Ventura-Traveset, and E. Biglieri, "A multiuser approach to narrowband cellular communications," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-43, pp. 1503-1517, September 1997.

[7] B.D. Woerner, *Coded Modulation for Direct Sequence Spread Spectrum Communication*, Ph. D. Dissertation, University of Michigan, 1991.

[8] S.Y. Miller and C. Schwartz, "Integrated spatial-temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple-access channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-43, pp. 396-411, February/March/April 1995.

[9] 김광순, 윤석호, 송익호, 김윤희, 이주식, "유사동기 부호분할다중접속 시스템에서 안테나 배열과 갈퀴 수신기를 쓴 여러 쓰는이 수신기", *한국통신학회논문지*, 23권, 2403-2410쪽, 1998년 9월

[10] J.K. Cavers and P. Ho, "Analysis of the error performance of trellis-coded modulations in Rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-40, pp. 74-83, January 1992.

[11] E. Zehavi and J.K. Wolf, "On the performance of trellis code," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-33, pp. 196-202, March 1987.

[12] 김광순, 직접수열 부호분할 다중접속 이동통신 시스템의 오류 정정 부호 기법과 다중사용자 검파 기법, 박사학위논문, 한국과학기술원 전기및전자공학과, 1999년

저 자 소 개

金光淳(正會員)

1972년 9월 20일 태어남. 1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사. 1996년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1999년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사. 1999년 3월~현재: 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원. 1998년 2월: 삼성 휴먼테크 논문대상 은상 수상. 1998년 10월: LG정보통신 논문상 은상 수상. <주관심분야> 이동통신, 배열신호처리, 여러쓰는이 검파

李柱植(正會員)

1974년 7월 30일 태어남. 1996년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사. 1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1998년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정. <주관심분야> 배열신호처리, 이동통신.

金 倫 希(正會員)

1974년 1월 29일 태어남. 1995년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사. 1997년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1997년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정. <주관심분야> 이동통신, 변복조방식.

朴 昭 玲(正會員)

1974년 11월 22일 태어남. 1997년 2월: 연세대학교 전자공학과 공학사. 1999년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1999년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정. <주관심분야> 이동통신, 신호검파

尹 錫 皓(正會員)

1976년 1월 7일 태어남. 1997년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사 (최우등). 1999년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사. 1999년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정. <주관심분야> 이동통신, 통계학적 신호처리, 적응 신호처리.

宋 翊 鏞(正會員)

1960년 2월 20일 태어남. 1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학사 (준최우등). 1984년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학석사. 1985년 8월: 펜실베니아대학교 전기공학과 공학석사. 1987년 5월: 펜실베니아대학교 전기공학과 공학박사. 1987년 3월~1988년 2월: 벨 통신연구소 연구원. 1988년 3월~1991년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수. 1991년 9월~1998년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수. 1998년 9월~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. 1991년 11월, 1996년 11월: 한국통신학회 학술상 받음. 1993년 11월: 한국음향학회 우수연구상 받음. 1998년 11월: 한국통신학회 LG학술상 받음. 1998년, 1999년: 마퀴스 세계 인명록에 실림. 대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 평생회원; IEE 회원; IEEE 선임회원 <주관심분야> 통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검파와 추정, 이동통신