

[4 - 6] 격자부호를 쓰는 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에 알맞은 여러쓰는이 검파기

김 광 순, 박 소 령, 송 의 호, 이 주 식, 윤 석 호

한국과학기술원 전기 및 전자공학과

A Multiuser Detector for DS/CDMA Systems Using TCM

Kwang Soon Kim, So Ryoung Park, Ickho Song,
Jooshik Lee, and Seok Ho Yoon

Department of Electrical Engineering
Korea Advanced Institute of Science and Technology

초 록

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 성능은 점근 성능에 중점을 두어 분석하였다. 제안한 시스템을 쓰면 부호 이득을 얻을 수 있고 원근 문제에 강하다는 것을 볼 수 있다.

1. 머리말

직접수열 부호분할 다중접속 시스템은 이동 통신에 쓸모있게 적용할 수 있기 때문에 여러 사람이 많은 관심을 두고 연구해 왔다. 이와 함께, 부호분할 다중접속 시스템의 큰 단점인 쓰는이사이 간섭과 원근 문제에 대처할 수 있도록 여러쓰는이 수신기에 대한 연구가 많이 이루어져 왔다 [1]-[5].

이제까지 여러쓰는이 수신기에 대한 연구는 거의 부호화하지 않은 시스템에서 이루어져 왔다. 그러나, 좀 더 믿을 수 있는 통신을 하려면 시스템을 부호화하여야 한다. 한편 격자부호 변조방식은 주파수 효율이 좋아서 통신 시스템에 많이 쓰인다. 따라서 앞으로의 이동 통신 시스템에서 빠르고 믿을 수 있는 종합 정보 서비스를 제공하려면 고리 부호화 부호분할 다중접속 시스템에서 내부부호로 주파수 효율이 좋은 격자부호를 쓰면 좋을 것이다. 그러므로, 격자부호화 부호분할 다중접속 시스템에 알맞은 여러쓰는이 검파 방식을 연구하는 것은 가치있는 일일 것이다.

부호분할 다중접속 시스템에 쓸만한 쌍직교 신호 별자리를 쓰는 격자부호 변조방식이 [6]에서 제안되었고, 이 방

법이 위상 변조방식을 쓰는 격자부호 변조방식보다 성능이 더 좋음을 보였다. 여기서 쌍직교성은 쓰는이마다 이진 위상 변조방식과 $\frac{C}{2}$ 서명파를 써서 구현할 수 있다 (C 는 심볼 수). 이렇게 격자부호화 부호분할 다중접속 시스템은 위상 변조방식보다는 쌍직교 신호 별자리를 쓰는 것이 더 알맞고, 쌍직교 신호 별자리의 특성 때문에 여러쓰는이 수신기를 쓰는 것이 알맞다. 이 논문에서는 쌍직교 신호 별자리를 쓰는 격자부호 변조화된 직접수열 부호분할 다중접속 시스템을 살펴 보고, 이 시스템에 알맞은 역상관 여파기와 비터비 복호기를 쓰는 준최적 여러쓰는이 수신기를 제안한다.

2. 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 쌍직교성은 잘 만들어진 수열 집합으로 구현할 수 있다 [6]. 그러나, 비동기 부호분할 다중접속 시스템에서는 쌍직교 신호 집합을 만들 때 [6]에서 말한 방법을 쓸 수 없다. 이러한 때에 쌍직교성은 여러쓰는이 수신기와 거의 직교하는 의사확률 수열로 구현할 수 있다.

이 논문에서 생각한 격자부호 변조한 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 $\frac{m_1}{m_1+1}$ 길쌘부호기로 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 $\{c_k(t) | k=1, 2, \dots, K, l=1, 2, \dots, L\}$ 를 주기가 T_s 인 서명 수열 집합이라 하자. 여기서 K 는 쓰는이 수이고 $L=2^m$ 이다. 그러면, k 째 쓰는이에 대한 쌍직교 신호 집합은 $\{c_k(t) | l=1, 2, \dots, 2L\} = \{c_{k,1}(t), \dots, c_{k,L}(t), -c_{k,1}(t), \dots, -c_{k,L}(t)\}$ 이다. 이 때, k 째 이동 단말기가 보내는 신호는 다음과 같다.

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

여기서 P_k 는 k 째 쓰는이 신호의 송신 전력이고, f_c 는 반송파 주파수, ϕ_k 는 k 째 반송파의 위상이고 l_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.

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

여기서 $a_k e^{j\phi_k}$ 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.

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

이 논문에서 생각한 수신기 열개는 그림 2와 같다. 여파기 뭉치마다 l 째 정합 여파기 출력값에 -1 을 곱하여 $(L+1)$ 째 정합 여파기 출력을 쉽게 얻을 수 있다. 그러므로, KL 정합 여파기와 (L 개의 정합 여파기를 갖는 K 개의 여파기 뭉치) $KL \times KL$ 역상관기만 필요하다: 받은 신

호는 KL 정합 여파기 뭉치를 거치고 역상관 여파기를 거쳐서 비터비 복호기로 복호된다. 정합 여파기 출력 벡터는 다음과 같다.

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

여기서 $y_{p,q}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{m=-1}^1 \sqrt{P_k} a_k e^{j\phi_k} x_{k,l}(n) \gamma_{p,q,k,l}^{(m)} + n_{p,q}(n)$, $x_{k,l}(t) = I_{k,l}(t) - I_{k,L+l}(t)$, $l=1, 2, \dots, L$, $\gamma_{p,q,k,l}^{(-1)}$, $\gamma_{p,q,k,l}^{(0)}$, 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 0인 정규 확률 변수로 그 자기상관함수는 다음과 같다.

$$E\{n_{p,q}(n) n_{k,l}^*(n+m)\} = \begin{cases} \frac{\sigma_n^2 \gamma_{p,q,k,l}^{(m)}}{T_s}, & m = -1, 0, 1, \\ 0, & \text{그 밖에.} \end{cases} \quad (5)$$

3. 역상관 여파기와 비터비 복호기

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

$$Y(n) = W\Gamma^{(-1)}X(n-1) + W\Gamma^{(0)}X(n) + W\Gamma^{(1)}X(n+1) + N(n) \quad (6)$$

여기서

$$W = \text{diag}([w_{1,1} \dots w_{1,L} \dots w_{K,1} \dots w_{K,L}]), \quad (7)$$

$$w_{k,l} = \sqrt{P_k} a_k e^{j\phi_k},$$

$$X(n) = [x_{1,1}(n) \dots x_{1,L}(n) \dots x_{K,1}(n) \dots x_{K,L}(n)]^T,$$

$$N(n) = [n_{1,1}(n) \dots n_{1,L}(n) \dots n_{K,1}(n) \dots n_{K,L}(n)]^T$$

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

$$V(Z) = [G(Z)Y(Z) - G(Z)Y(Z)]^T = [WX(Z) + G(Z)N(Z) - WX(Z) - G(Z)N(Z)]^T = WX^T(Z) + N^T(Z) \quad (9)$$

이다. 여기서 $W = \text{diag}([w_{1,1} \dots w_{1,2L} \dots w_{K,1} \dots w_{K,2L}])$, $X^T(Z) = [X^T(Z) - X^T(Z)]^T$ 이고, $N^T(Z) = [N^T(Z)G^T(Z) - N^T(Z)G^T(Z)]^T$ 이다. 그러면, k 째 쓰는이 역상관 여파

기 출력에 $e^{-j\phi_k}$ 를 (모든 쓰는이의 위상을 정확히 추정한다고 가정) 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 $(k \cdot l) = (k-1)L + l$ 제 원소이다.

먼저 채널 상태 정보가 없다고 하자. 격자부호의 복호 깊이를 η 라 하고, \mathcal{E} 를 길이가 η 인 모든 길의 집합이라 하자. 그러면, k 제 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 $\xi_i = (l_1^i, \dots, l_\eta^i)$ 이고, l_j^i 는 k 제 쓰는이의 i 제 길의 j 제 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.

4. 성능 분석

이 논문에서는 키워닝기를 하지 않고 채널이 느리게 바뀔 때를 생각한다. 그러면 감쇄 과정 α_k 는 오류 사건 동안 일정하다고 가정할 수 있다. ξ_d 를 올바른 길이라 하고, ξ_c 를 올바른 길과의 거리가 $D_{\xi_c, \xi_d} = \sum_{j=1}^{\eta} D_{\xi_c, \xi_d}(j) = \sum_{j=1}^{\eta} (x'_{k,l_j^c}(j) - x'_{k,l_j^d}(j))$ 인 오류 사건이라 하자. 그러면, 이 때 오류 확률은

$$\begin{aligned} P_{\xi_c \rightarrow \xi_d} &= \Pr\{\Delta_{k,\xi_c} < \Delta_{k,\xi_d}\} \\ &= \Pr\left\{\sum_{j=1}^{\eta} v_{k,l_j^c}(j) - \sum_{j=1}^{\eta} v_{k,l_j^d}(j) < 0\right\} \quad (12) \\ &= \Pr\{\sqrt{P_k} \alpha_k D_{\xi_c, \xi_d} + \bar{n}_{k,\xi_c, \xi_d} < 0\} \end{aligned}$$

이고, 여기서 $\bar{n}_{k,\xi_c, \xi_d} = e^{-j\phi_k} \sum_{j=1}^{\eta} (n'_{k,l_j^c}(j) - n'_{k,l_j^d}(j))$

이다. Q_a^b 와 R_a^b 를

$$Q_a^b = \begin{cases} 1 & l_a^b > L, \\ 0 & l_a^b \leq L \end{cases} \quad (13)$$

그리고

$$R_a^b = \begin{cases} l_a^b - L & l_a^b > L, \\ l_a^b & l_a^b \leq L \end{cases} \quad (14)$$

이라고 정의하자. 그러면 \bar{n}_{k,ξ_c, ξ_d} 는 평균이

$$E\{\bar{n}_{k,\xi_c, \xi_d}\} = 0 \quad (15)$$

이고 분산이

$$\text{Var}\{\bar{n}_{k,\xi_c, \xi_d}\} = \frac{\sigma_n^2 \beta_{\xi_c, \xi_d}}{T_s} \quad (16)$$

인 정규 잡음임을 쉽게 알 수 있다. 여기서

$$\begin{aligned} \beta_{\xi_c, \xi_d} &= \sum_{i_1=1}^{\eta} \sum_{i_2=1}^{\eta} \left\{ (-1)^{Q_{i_1}^c + Q_{i_2}^c} [T^k(j_2 - j_1)]_{R_{i_1}^c, R_{i_2}^c} \right. \\ &\quad + (-1)^{Q_{i_1}^d + Q_{i_2}^d} [T^k(j_2 - j_1)]_{R_{i_1}^d, R_{i_2}^d} \\ &\quad - (-1)^{Q_{i_1}^c + Q_{i_2}^d} [T^k(j_2 - j_1)]_{R_{i_1}^c, R_{i_2}^d} \\ &\quad \left. - (-1)^{Q_{i_1}^d + Q_{i_2}^c} [T^k(j_2 - j_1)]_{R_{i_1}^d, R_{i_2}^c} \right\} \quad (17) \end{aligned}$$

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

$$\nu_k = \frac{E_k \alpha_k^2 D_{\xi_c, \xi_d}^2}{2\sigma_n^2 \beta_{\xi_c, \xi_d}} \quad (18)$$

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

$$P_{\xi_c \rightarrow \xi_d}(\nu_k) = \frac{1}{2} \text{erfc}(\nu_k) \quad (19)$$

이다. 그러므로, 쌍 사이 오류율은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{\xi_c \rightarrow \xi_d} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{x}{x+1}} \right). \quad (20)$$

여기서 $x = \frac{E_k E(\alpha_k^2) D_{\xi_c, \xi_d}^2}{2\sigma_n^2 \beta_{\xi_c, \xi_d}}$ 이고, (20)는 신호대잡음비가 클 때 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{\xi_c \rightarrow \xi_d} \approx \frac{1}{4x}. \quad (21)$$

식 (20)과 (21)에서 볼 수 있듯이 k 제 쓰는이 성능이 다른 쓰는이의 에너지의 영향을 받지 않는다. 다시 말해서 제안한 시스템은 원근 문제에 강하다.

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

$$P_b \leq \sum_{\xi_i \in \mathcal{E}} g(\xi_i, \xi_d) P_{\xi_c \rightarrow \xi_i}. \quad (22)$$

신호대잡음비가 어느 정도 클 때 비트 오류율은 오류 사건의 자유거리에 크게 영향을 받기 때문에 [7] 비트 오류율은

$$P_b \approx g_f P_{\xi_c \rightarrow \xi_f} \quad (23)$$

로 쓸 수 있고, 여기서 $g_f = \sum_{\xi_i \in \mathcal{E}_f} g(\xi_i, \xi_d)$ 이고 \mathcal{E}_f 는 자유 거리를 갖는 오류 사건 집합이다.

4-상태 $\frac{1}{2}$ -부호율 적자부호를 쓰고 끼워넣기를 하지 않았을 때 접근 이득과 비트 오류율을 그림 3에 보였다. 서명 수열로 길이가 63인 골드 수열을 쓰고 쓰는이의 시간 늦음은 $[0, T_s]$ 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.

5. 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 시스템은 원근 문제에 강하고 이 시스템을 쓰면 부호화하지 않은 시스템과 견주어 볼 때 부호 이득을 얻을 수 있다. 제안한 시스템은 쓰는이 수가 늘어날수록 성능이 조금 떨어지지만, 이제까지의 격자부호화 부호분할 다중접속 시스템보다 성능이 훨씬 좋다는 것을 보였다.

붙임

이 논문은 한국과학재단이 지원한 1998년 핵심전문연구 981-0915-078-2로 이루어진 연구 결과의 하나이며, 이에 그 고마운 뜻을 적습니다.

참고 문헌

[1] S. Verdu, "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] M. Varanasi, "Noncoherent detection in asynchronous multiuser channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-39, pp. 157-176, January 1993.

[3] A. Duel-Hallen, "A family of multiuser decision-feedback detectors for asynchronous code-division multiple-access channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-43, pp. 421-434, February/March/April 1995.

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

[5] K.S. Kim, S.Y. Kim, J. Lee, I. Song, S.R. Lee, and J. Bae, "Suboptimum multiuser detection of the QS-CDMA systems using antenna array", *Proc. MILCOM*, pp. 798-802, Monterey, CA, U.S.A., November 1997.

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

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

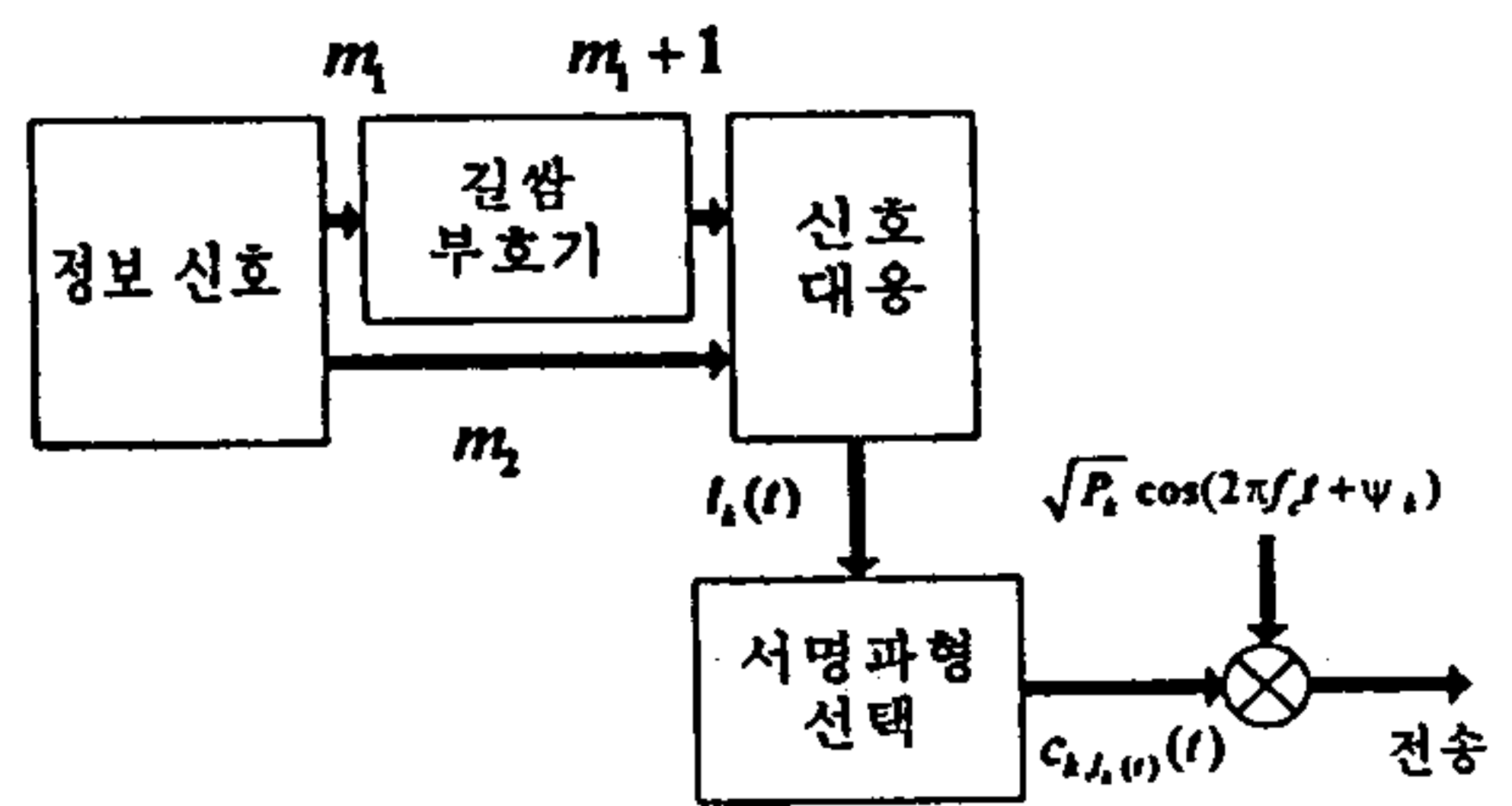


그림 1 제안한 시스템의 송신 열개

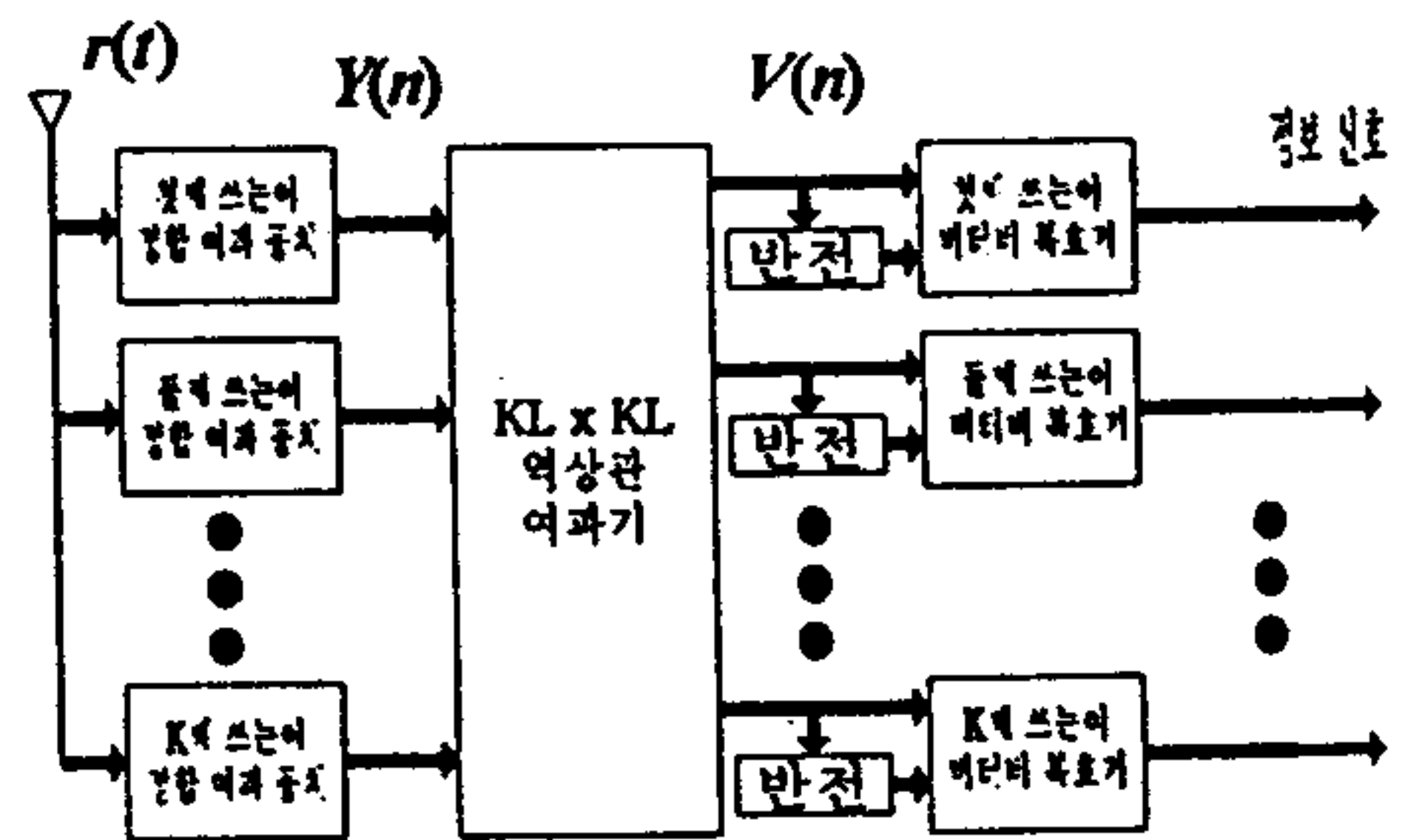


그림 2 제안한 시스템의 수신쪽 열개

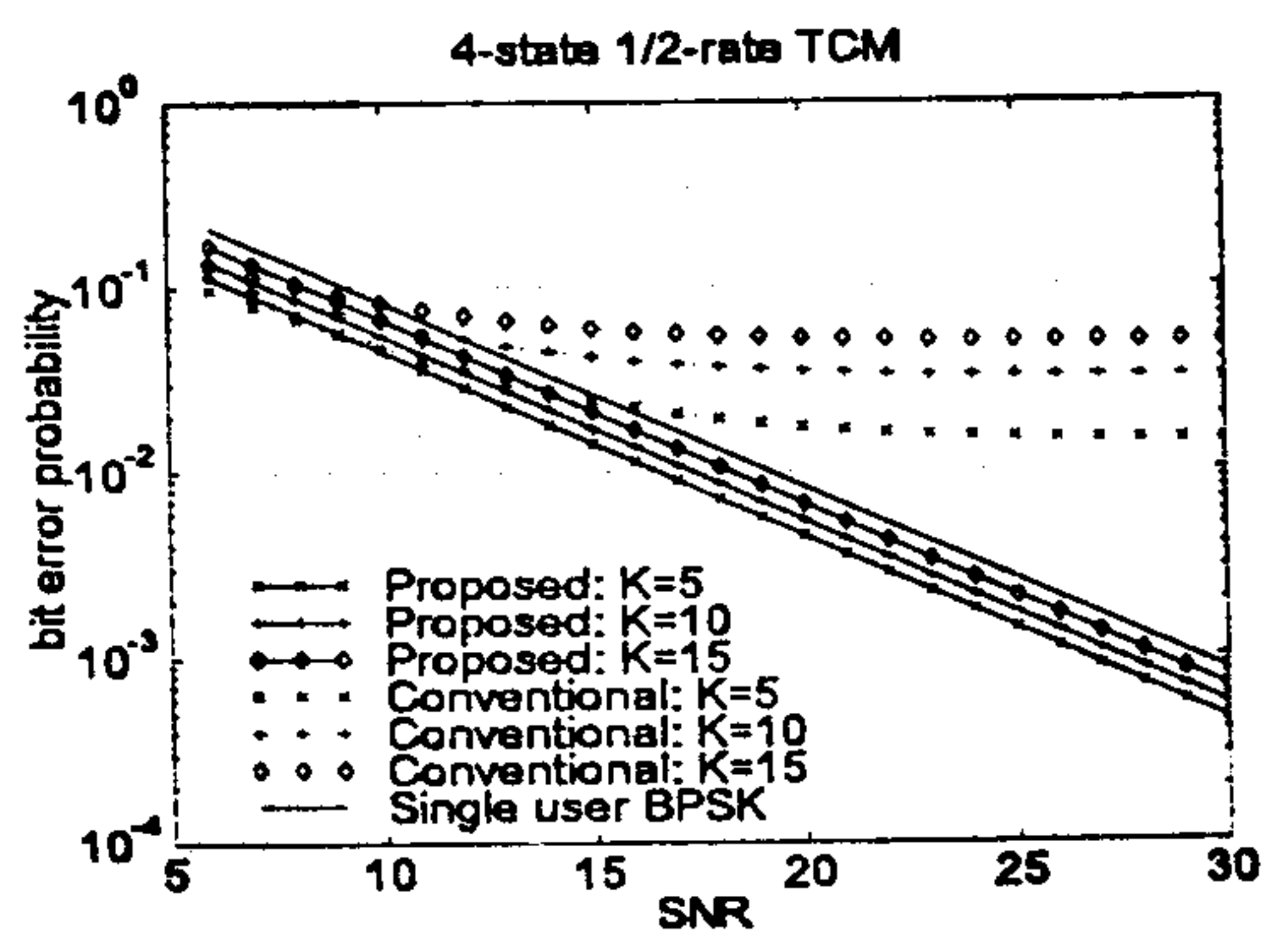


그림 3 비트 오류율