

論文2000-37TC-6-2

직접수열 부호분할 다중접속 계통에서의 비모수 의사잡음 부호 획득

(Nonparametric PN code acquisition in DS/CDMA systems)

金洪吉*, 李政勳*, 宋翊鎬*, 鄭惠貞*, 李成魯**

(Hong Gil Kim, Jung Hoon Lee, Ickho Song, Hye Jung Jung, and Seong Ro Lee)

요약

이 논문에서는 직접수열 부호분할 다중접속 계통에서 의사잡음 부호를 획득하는데 알맞은 비모수 방식을 제안한다. 이 방식에서는 매개변수를 쓰지 않기 때문에 시간에 따라 바뀌는 간섭의 분산을 추정하는 과정 없이 검파기의 문턱값을 결정할 수 있다. 이제까지의 검파기와 제안한 검파기의 성능을 수식 결과와 모의 실험 결과로 견주어보았다. 이 결과로부터 간섭의 분산을 정확히 추정할 수 없을 때에는, 제안한 검파기를 쓰는 직접수열 부호분할 다중접속 계통의 성능이 이제까지의 검파기를 쓸 때보다 좋음을 보였다.

Abstract

In this paper, we propose to use nonparametric detector for the PN code acquisition in DS/CDMA systems. Because the detector is nonparametric, we can decide the threshold of the detector without first having to estimate the variance of time-varying interference. We compare the proposed detector with the conventional detector by showing both analytic and simulation results. From these results, we can observe that the DS/CDMA system with the proposed detector have better performance than that with the conventional detector when the exact estimation of the interference variance is not possible.

1. 머리말

직접수열 부호분할 다중접속 계통에서 송신기와 수신기가 통신을 시작하기 전에 수신기는 역확산 의사잡음 부호를 수신된 확산 의사잡음 부호와 동기 시켜야

한다. 일반적으로 동기화 과정은 부호 획득과 추적이라는 두 단계로 나뉜다. 부호 획득 과정은 일련의 결정을 거쳐서 두 부호를 (적어도) 칩 길이 T_c 의 q 비율 안으로 거칠게나마 일치하게 하는 것이다. 부호 획득이 성공하면 부호 추적 회로를 써서 두 부호를 좀 더 정확하게 일치시킨다. 이 논문에서는 부호 획득 문제를 생각한다^{[1][2]}.

부호 획득 과정은 탐색 방법을 따라, 신호 대 잡음비가 작아질수록 성능이 떨어지는 연속 추정 방법, 구현이 복잡한 최대 사후 확률 방법, 그리고 연속 직렬 방식이라는 세 가지 방법으로 나눌 수 있다^{[3]-[5]}. 특히, 직렬 탐색 방식은 직선, 확장 창, 그리고 Z 탐색 방법으로 더 나눌 수 있다^[6]. 요즘에는 병렬 획득을 연구한

* 正會員, 韓國科學技術院 電子電算學科

(Department of Electrical Engineering and Computer Science Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST))

** 正會員, 木浦大學校 電子工學科

(Department of Electronic Engineering College of Engineering Mokpo National University)

接受日字:1999年7月28日, 수정완료일:2000年5月24日

논문이 많이 있으나^{[7][8]} 이러한 방법은 비싸고 복잡하다.

획득 수신기의 기본 구성 요소가 판단 장치, 곧 검파기이다. 검파기의 종류는 동기 방식과 비동기 방식으로 나눌 수 있으며, 검파 기준을 따라서는 베이스, 네이먼-피어슨 검파기와 같은 것으로 나눌 수 있다. 한편, 모수 검파기를 쓸 때에는 문턱값을 결정할 때 간섭의 분산에 대한 사전 정보가 있어야 하는데, 미리 이러한 정보를 알 수 없으므로 추정해야만 한다. 하지만, 추정에서 오차가 일어나, 이 오차가 모수 검파기의 성능을 나쁘게 만들 수 있다.

이 논문에서는 직접수열 부호분할 다중접속 계통에서 의사잡음 부호를 획득하는데 알맞은 비모수 검파기를 제안한다. 이 논문에서 생각하는 동기, 비동기 검파기는 매개변수를 필요로 하지 않기 때문에 먼저 간섭의 분산을 추정하는 과정 없이 검파기의 문턱값을 결정할 수 있다^{[9][11]}. 이러한 검파기를 직접 연속 직렬 방식에 적용하여 그 시스템의 성능을 살펴본다.

II. 시스템 모형

주기가 L 인 k 째 쓰는이 부호 수열을 $\{a_k^{(0)}\}$ 이라고 할 때, 이를 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$(\dots, a_k^{(0)}(-1), a_k^{(0)}(0), a_k^{(0)}(1), a_k^{(0)}(2), \dots), k=1, 2, \dots, K_u. \tag{1}$$

식 (1)에서 K_u 는 쓰는이 수를 나타내며, $a_k^{(0)}(n) \in \{-1, +1\}, n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 이다. 이제, m 째 수열 $\{a_k^{(m)}\}$ 의 위상은 $\{a_k^{(0)}\}$ 을 m 번 평행 이동한 값이다.

$$a_k^{(m)}(n) = a_k^{(0)}(n+m), n=0, \pm 1, \pm 2, \dots. \tag{2}$$

m 칩만큼 늦은 k 째 쓰는이 펄스 열을 $c_k^{(m)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_k^{(m)}(n)h(t-nT_c)$ 라고 하자. 여기서, $h(t)$ 는 $T_c/2$ 에 중심을 둔 주기가 T_c 인 파형 변형여파기의 충격 응답이다.

이제 직접수열 부호분할 다중접속 계통에서 쓰는 비동기 이진위상변이 키잉 변조기와 복호기를 생각해 보자. 먼저 부호 획득을 나타내는 전송 정보를 +1로 두자. 이 때 k 째 쓰는이 이진위상 키잉 변조기의 출력 $s(t)$

는 아래와 같다.

$$s(t) = \sqrt{2E_k}c_k^{(0)}(t) \cos 2\pi f_o t. \tag{3}$$

여기서, E_k 는 k 째 쓰는이 칩 에너지이고, $2\pi f_o$ 는 반송파의 각속도를 radian/sec 단위로 나타낸 것이다. k 째 쓰는이 복호기 입력 $r(t)$ 는

$$r(t) = \sum_{i=1}^{K_u} [\sqrt{2E_i}c_i^{(0)}(t+\tau_i) \cos(2\pi f_o t + \omega_i t + \phi_i)] + n(t). \tag{4}$$

식 (4)에서 τ_i 는 입력으로 들어오는 i 째 쓰는이 확산 의사잡음 수열과 복호기의 k 째 쓰는이 역확산 수열 사이의 시간 차이를 나타내며, ω_i 는 i 째 쓰는이 도플러 이동을 radian/sec 단위로 표현한 것이다. 또 ϕ_i 는 쓰는이 위상 성분이며, $n(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 $N_o/2$ 인 덧셈꼴 흰빛 정규잡음을 나타낸다. 이 논문에서는, 반송파 주파수 f_o 는 알려져 있으며 $\omega_i=0$ 으로 두기로 한다. 그림 1은 k 째 쓰는이 비동기 이진위상 키잉 복호기를 나타낸다.

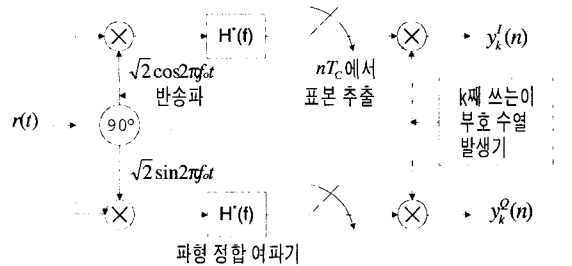


그림 1. k 째 사용자 비동기 이진위상 키잉 복호기 열개
Fig. 1. A block diagram of the k -th user's noncoherent BPSK demodulator.

먼저, 모든 간섭 성분의 평균이 0이기 때문에 k 째 쓰는이 n 째 칩에 해당하는 동위상 출력 $y_k^I(n)$ 와 직교 위상 출력 $y_k^Q(n)$ 는 전송 정보의 함수가 된다. 파시발의 정리와 $(a_k^{(m)}(n))^2 = 1$ 을 쓰면, $E[y_k^I(n)] = \sqrt{E_k}R(\tau_k) \cos \phi_k$ 이고, $E[y_k^Q(n)] = \sqrt{E_k}R(\tau_k) \sin \phi_k$ 이며, 여기서, $R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \cos(2\pi f\tau) df$ 이다.

k 째 쓰는이 n 째 칩에 대응하는 출력의 이차 통계량은 $Var[y_k^I(n)] = Var[y_k^Q(n)] = V_I + V_N + V_M \approx V_N + V_M$ 이

고, 여기서 칩 사이 간섭 분산 V_I , 배경잡음 분산 V_N , 그리고 여러 쓰는이 간섭 분산 V_M 은 각각 다음과 같음을 알 수 있다.

$$V_I = E_k \sum_{m \neq 0} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \cos(2\pi m f T_c) |H(f)|^2 df \right]^2, \quad (5)$$

$$V_N = \frac{N_0}{2}, \quad (6)$$

$$V_M = \sum_{i=1}^{K_i} E_i \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^4 df (2T_c). \quad (7)$$

이 논문에서는, V_I 가 다른 두 성분보다 일반적으로 매우 작으므로 무시하기로 한다^[1]. 파형 변환 여파기는 시간 제한되어 있고, $y_k^I(n)$ 와 $y_k^Q(n)$ 은 분산이 $V = V_N + V_M$ 인 정규 확률 변수라고 두자.

이제 의사잡음 부호 획득 문제를 생각하자. 검증 방식이 없는 직접 직렬 의사잡음 부호 획득기를 생각하자^[12]. 내부에서 만든 의사잡음 부호 수열을 쓰면 대역 정보의 동위상 성분과 직교위상 성분, 곧, $y_k^I(n)$ 와 $y_k^Q(n)$, $n=1,2,\dots,N$ 을 얻고, 검정 통계량을 계산하여 검정 통계량과 문턱값을 견주어 본다. 여기서, N 은 부분 상관 주기이다. 이때, 검정 통계량이 문턱값보다 크면, 내부에서 만든 의사잡음 부호 수열이 수신 의사잡음 부호 수열과 gT_c 안에서 동기 되었다고 생각하여 획득 과정을 마치고 추적 과정을 시작한다. 하지만, 부호 추적 과정이 실패하면 부호 획득 과정을 다시 시작하게 된다. 검정 통계량이 문턱값보다 작으면, 내부에서 만든 의사잡음 부호 수열을 ΔT_c 만큼 왼쪽으로 옮긴 뒤 다시 검정 통계량을 계산하고 문턱값과 견주어 본다. 부호 획득 과정은 검정 통계량이 문턱값보다 클 때 까지 되풀이한다. 여기서, Δ 는 칩 양자화 계수라고 ($\Delta \leq g$) 한다.

위 설명에서 의사잡음 부호 획득 과정은 다음과 같은 이진 가설 검정 문제로 볼 수 있다. 두 관측 벡터 $\underline{y}_k^I = (y_k^I(1), y_k^I(2), \dots, y_k^I(M))$ 과 $\underline{y}_k^Q = (y_k^Q(1), y_k^Q(2), \dots, y_k^Q(M))$ 이 주어졌을 때 귀무 가설 H_0 와 대립 가설 H_1 가운데에서 하나를 골라야 한다. 여기서,

$$H_0: |\tau_k| \geq gT_c, \quad (8)$$

$$H_1: |\tau_k| < gT_c. \quad (9)$$

이 논문에서는 문턱값을 결정할 때 네이먼-피어슨 기준을 쓴다. 곧, 오경보 확률 P_{FA} 가 어떤 주어진 값

c 로 제한되었을 때, 검파 확률 P_D 를 가장 크게 한다. 이 기준에서 $P_{FA} = c$ 가 되도록 문턱값을 결정한다^[13].

이제까지의 비동기식 검파기인 제곱-합 검파기를 생각하자. 이 검파기에서 k 째 쓰는이의 검정 통계량은 다음과 같다^[1].

$$T_{ss}(\underline{y}_k^I, \underline{y}_k^Q) = \left(\sum_{i=1}^N y_k^I(i) \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N y_k^Q(i) \right)^2. \quad (10)$$

제곱-합 검파기의 문턱값을 결정하려면 $y_k^I(i)$ 와 $y_k^Q(i)$ 의 분산을 알아야 한다. 그런데, 미리 이러한 정보를 알 수 없으므로 이들을 추정해야만 한다. 하지만, 추정에서 오차가 일어나고 이 오차가 모수 검파기의 성능을 떨어뜨릴 수 있다. 이 논문에서는 분산을 추정하지 않고 문턱값을 결정할 수 있는 비모수 검파기를 제안하고자 한다.

III. 비모수 검파기 분석

1. 동기 수신

먼저 반송파 위상 ϕ_i 를 정확히 안다고 두면, $\phi_i = 0$ 이라고 할 수 있다. 이 때 의사잡음 부호를 획득하고자 이제까지의 동기 검파기 대신에 부호 검파기를 쓰도록 하자. k 째 쓰는이의 부호 검정 통계량은

$$T_{\text{sign}}(\underline{y}_k^I, \underline{y}_k^Q) = \sum_{i=1}^N U(y_k^I(i)). \quad (11)$$

귀무 가설 H_0 에서, $y_k^I(i)$ 의 확률밀도함수는 0을 중심으로 대칭이므로 $\Pr\{y_k^I(i) > 0\} = 0.5$ 이다. 따라서, 부호 검파기 검정 통계량의 확률질량함수가 이항분포임을 쉽게 알 수 있다. 일반적으로, 검파기의 검정 통계량 $T(x)$ 의 분포가 연속일 때는 $\int_{\lambda}^{\infty} T(x) dx = P_{FA}$ 를 만족시키는 λ 를 문턱값으로 삼는다. 하지만, 부호 검파기 검정 통계량의 분포는 이산이므로, 문턱값 λ_c 는 $0 \leq \lambda_c \leq N$ 구간에서 다음을 만족시키는 가장 작은 정수이다.

$$\sum_{k=\lambda_c+1}^N \binom{M}{k} \frac{1}{2^N} \leq P_{FA}. \quad (12)$$

또, 확률화 매개변수 γ_c 는 $0 \leq \gamma_c < 1$ 구간에서,

$$\gamma_c = \frac{P_{FA} - \sum_{k=\lambda_c+1}^N \binom{M}{k} \frac{1}{2^N}}{\binom{M}{\lambda_c} \frac{1}{2^N}}. \quad (13)$$

여기서, 확률화 매개변수는 검정 통계량이 이산일 때 주어진 오경보 확률을 맞추고자 쓰이는 것이다. 곧, 검정 통계량이 λ_c 일 때, γ_c 의 확률로 H_1 을 고르고 $(1-\gamma_c)$ 의 확률로 H_0 을 고르게 된다.

대립 가설 H_1 에서 확률 $\Pr\{y_k^I(i) > 0\} = P_1$ 는 아래와 같다.

$$P_1 = \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi V}} e^{-\frac{(y_k^I(i) - M)^2}{2V}} dy_k^I(i) = \Phi\left(\frac{M}{\sqrt{V}}\right). \quad (14)$$

여기서, $M = E[y_k^I(i) | \phi_k = 0] = \sqrt{E_k} R(\tau_k)$, $V = Var[y_k^I(i) | \phi_k = 0] = \frac{N_0}{2} + \frac{1}{3} \sum_{i=1}^K E_i$ 이고, Φ 는 표준 정규 누적 분포 함수이다. 이제 λ_c 와 γ_c 을 써서 검과 확률을 얻을 수 있다: 곧,

$$P_D = \sum_{k=\lambda_c+1}^N \binom{M}{k} P_1^k (1-P_1)^{N-k} + \gamma_c \binom{M}{\lambda_c} P_1^{\lambda_c} (1-P_1)^{N-\lambda_c}. \quad (15)$$

이제 레일리 감쇄를 생각하자. 감쇄의 속도가 충분히 작아서 N 칩 동안 크기와 그 위상이 일정하게 유지되면서 이 N 칩들은 서로 독립이라고 두자. 그러면, 귀무 가설에서 쓰는 검정 통계량은 감쇄가 없는 때와 같으므로 감쇄가 없는 때의 문턱값과 확률화 매개변수를 그대로 쓸 수 있되, 다만, a 가 레일리 감쇄 상수일 때 대립 가설에서 확률 $\Pr\{y_k^I(i) > 0\} = P_1$ 이 $\Phi\left(\frac{aM}{\sqrt{V}}\right)$ 로 바뀐다. 따라서, 레일리 감쇄 확률 밀도 함수를 $p(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}}$ 로 쓰면, 감쇄가 있을 때 검과 확률은 식 (15)에서 P_1 을 $\overline{P_1} = \int_0^\infty p(a) \Phi\left(\frac{aM}{\sqrt{V}}\right) da$ 로 바꾸면 얻을 수 있다.

2. 비동기 수신

이제, 반송파 위상 ϕ_i 가 $[0, 2\pi]$ 구간에서 고르게 퍼져 있다고 두자. 제안하는 비모수 검파기의 k 째 쓰는 이의 검정 통계량은

$$T(\underline{y}_k^I, \underline{y}_k^Q) = \left| \sum_{i=1}^N \text{sgn}(y_k^I(i)) + \sum_{i=1}^N \text{sgn}(y_k^Q(i)) \right|, \quad (16)$$

$$\text{sgn}(z) = \begin{cases} 1, & z \geq 0 \text{ 일 때,} \\ -1, & z < 0 \text{ 일 때.} \end{cases} \quad (17)$$

여기서, (16)의 오른 변의 첫째 부분과 둘째 부분을 각각 T_1 과 T_2 라고 두자.

먼저, 귀무 가설 H_0 에서 T 의 확률 질량 함수를 계산하자. 이 논문에서는 N 이 짝수인 때만을 다루나, N 이 홀수인 때도 비슷한 방법으로 얻을 수 있다.

$\Pr\{y_k^I(i) > 0 | H_0\} = \Pr\{y_k^Q(i) > 0 | H_0\} = \frac{1}{2}$ 로부터 T_1 과 T_2 의 확률 질량 함수를 얻으면,

$$\begin{aligned} \Pr\{T_1 = k | H_0\} &= \Pr\{T_2 = k | H_0\} \\ &= \begin{cases} \binom{N}{\frac{N+k}{2}} \frac{1}{2^{N-1}}, & k = 2, 4, \dots, N \text{ 일 때} \\ \binom{N}{\frac{N}{2}} \frac{1}{2^N}, & k = 0 \text{ 일 때.} \end{cases} \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)을 쓰면 $T = T_1 + T_2$ 의 확률 질량 함수를 얻을 수 있다: 곧, $m = 0, 2, 4, \dots, 2N-2, 2N$ 일 때

$$\begin{aligned} \Pr\{T = m | H_0\} &= \begin{cases} \sum_{k=\frac{m}{2}}^N \Pr\{T_1 = k | H_0\} \Pr\{T_2 = m-k | H_0\}, & m \leq N \text{ 일 때,} \\ \sum_{k=\frac{m}{2}-N}^{\frac{m}{2}} \Pr\{T_1 = k | H_0\} \Pr\{T_2 = m-k | H_0\}, & m > N \text{ 일 때,} \end{cases} \\ &= \begin{cases} \frac{1}{2^{2N}} \binom{N}{\frac{m}{2}}^2, & m = 0 \text{ 일 때,} \\ \frac{1}{2^{2N-2}} \binom{N}{\frac{m}{2}} \binom{N+m}{\frac{N+m}{2}} \\ + \frac{1}{2^{2N-2}} \sum_{k=\frac{m}{2}-N}^{\frac{m}{2}} \binom{N}{k} \binom{N+m-k}{\frac{N+m-k}{2}}, & 2 \leq m \leq N \text{ 일 때,} \\ \frac{1}{2^{2N-2}} \sum_{k=\frac{m}{2}-N}^N \binom{N}{\frac{N+k}{2}} \binom{N}{\frac{N+m-k}{2}}, & m > N \text{ 일 때.} \end{cases} \end{aligned} \quad (19)$$

식 (19)를 쓰면 문턱값과 확률화 매개변수를 계산할 수 있다. 여기서도, 동기수신의 경우와 마찬가지로 검정 통계량의 분포가 이산이므로, 다음과 같이 문턱값과 확률 매개변수를 얻을 수 있다. 문턱값 λ_n 은 다음을 만족시키는 가장 작은 짝수이다.

$$\Pr\{T = m | H_0\} \leq P_{FA}, \quad m = \lambda_n + 2, \text{ even} \quad (20)$$

확률화 매개변수 γ_n 은 $0 \leq \gamma_n < 1$ 구간에서 다음을 만족시키는 값이다.

$$\gamma_n = \frac{P_{FA} - \sum_{m=\lambda_n+2, \text{ even}}^{2N} \Pr\{T = m | H_0\}}{\Pr\{T = \lambda_n | H_0\}}. \quad (21)$$

대립 가설 H_1 에서도 근본적으로 같은 방법으로 T

의 확률 질량 함수를 얻을 수 있다. 먼저 다음을 정의하자.

$$P_{11} = \Pr\{y_k^i(i) > 0 | H_1\}, \quad (22)$$

$$P_{12} = \Pr\{y_k^0(i) > 0 | H_1\}. \quad (23)$$

여기서, $M_1 = E[y_k^i(i)] = \sqrt{E_k}R(\tau_k)\cos\phi_k$, $M_2 = E[y_k^0(i)] = \sqrt{E_k}R(\tau_k)\sin\phi_k$, 그리고 $V = \text{Var}[y_k^i(i)] = \text{Var}[y_k^0(i)] = \frac{N_0}{2} + \frac{1}{3} \sum_{i=1}^{K_u} E_i$ 이다.

식 (22)와 (23)을 쓰면 T_1 과 T_2 의 확률 질량 함수를 계산할 수 있고, 그 결과를 쓰면 $\Pr\{T = m | H_1\}$ 을 아래 표와 같이 얻을 수 있다.

m	$\Pr\{T = m H_1\}$
$m=0$	$\left(\frac{N}{2}\right) (P_{11}(1-P_{11}))^{\frac{N}{2}} (P_{12}(1-P_{12}))^{\frac{N}{2}}$
$2 \leq m \leq N$	$\left(\frac{N}{2}\right) \left(\frac{N}{2+m}\right) (P_{11}(1-P_{11}))^{\frac{N}{2}} (P_{12}(1-P_{12}))^{\frac{N-m}{2}} (P_{12}^m + (1-P_{12})^m)$ $+ \left(\frac{N}{2}\right) \left(\frac{N}{2+m}\right) (P_{12}(1-P_{12}))^{\frac{N}{2}} (P_{11}(1-P_{11}))^{\frac{N-m}{2}} (P_{11}^m + (1-P_{11})^m)$ $+ \sum_{k=2, \text{even}}^{m-2} \left(\frac{N}{2+k}\right) \left(\frac{N+m-k}{2}\right) (P_{11}(1-P_{11}))^{\frac{N-k}{2}}$ $+ (P_{12}(1-P_{12}))^{\frac{N-m+k}{2}} (P_{11}^k + (1-P_{11})^k) (P_{12}^{m-k} + (1-P_{12})^{m-k})$
$m > N$	$\sum_{k=m-N, \text{even}}^m \left(\frac{N}{2+k}\right) \left(\frac{N+m-k}{2}\right) (P_{11}(1-P_{11}))^{\frac{N-k}{2}}$ $(P_{12}(1-P_{12}))^{\frac{N-m+k}{2}} (P_{11}^k + (1-P_{11})^k) (P_{12}^{m-k} + (1-P_{12})^{m-k})$

끝으로 (20)과 (21), 그리고 위 표를 쓰면 검파 확률을 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$P_D = \sum_{m=\lambda_n+2, \text{even}}^{2N} \Pr\{T = m | H_1\} + \gamma_n \Pr\{T = \lambda_n | H_1\}. \quad (24)$$

레일리 감쇄가 있을 때 비동기 수신기의 검파 확률은 동기 수신기에서와 비슷한 방법으로 얻을 수 있다:

$$\text{식 (22)와 (23)에서 } P_{11} = \int_0^\infty p(\alpha) \mathcal{O}\left(\frac{\alpha M_1}{\sqrt{V}}\right) d\alpha \text{ 과}$$

$$P_{12} = \int_0^\infty p(\alpha) \mathcal{O}\left(\frac{\alpha M_2}{\sqrt{V}}\right) d\alpha \text{ 만 달라진다.}$$

IV. 모의 실험 결과

시간 오차가 고르게 퍼져 있을 때 평균 부호 획득 시간은 아래와 같다 [12].

$$E\{T_{acq}\} = \{1 + (1 + KP_{FA})\left(\frac{L-1}{2}\right)(2-P_D)\} t_d / P_D. \quad (25)$$

여기서, K 는 벌점 시간 요소이고 t_d 는 셀에 머무는 시간이다. 모의 실험 조건들은 다음과 같다.

- 탐색 방식: 직접 직렬
- 칩 길이: $T_c = 1\mu\text{s}$
- 부호 수열 길이: $L = 1023$ 칩
- 부분 상관 주기: $N = 256$ 칩
- 칩 양자화 요소: $\Delta = 1$ ($g = 1$ 이라고 가정)
- 시간 오차 τ_k : $(-1023\mu\text{s}, 1023\mu\text{s})$ 구간에서 고르게 분포
- 벌점 시간 요소: $K = 100$
- 표준화된 나머지 이동: $\delta_k = 0$ (표준화된 나머지 이동 δ_k 는 $\frac{\tau_k}{T_c} - \lfloor \frac{\tau_k}{T_c} \rfloor$ 로 정의되는 값이고, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 의 정수부분이다)

먼저 덧셈곱 흰빛 정규 잡음 환경에서 감쇄가 없는 신호를 동기 수신하는 때를 생각하자. 모든 i, j 에서 $E_i = E_j$ 로 두자. 이 때 선형 검파기의 검정 통계량, 오경보 확률, 그리고 검파 확률은 다음과 같다 [13].

$$T_{\text{linear}}(y_k^i, y_k^0) = \sum_{i=1}^N y_k^i(i), \quad (26)$$

$$P_{FA} = \mathcal{O}\left(\frac{-\lambda_I}{\sqrt{NV}}\right), \quad (27)$$

$$P_D = \mathcal{O}\left(\frac{NM - \lambda_I}{\sqrt{NV}}\right). \quad (28)$$

여기서, λ_I 은 문턱값, $M = \sqrt{E_k}R(\tau_k)$, 그리고

$$V = \frac{N_0}{2} + \frac{1}{3} K_u E_k \text{이다.}$$

그림 2는 $P_{FA} = 10^{-4}$, $K_u = 10$ 인 감쇄가 없는 동기 수신에서, 평균 부호 획득 시간을 셀에 머무는 시간으로 나눈 값을 신호 대 잡음비의 함수로 나타낸 것이다. 이 그림에서 선은 수식적인 결과를, 점은 모의 실험 결과를 나타낸다. 각 점은, 몬테 카를로 방법으로 100000번 반복해서 얻었다. 선형 검파기는 문턱값을 결정하는 방법에 따라서 고정된 문턱값을 쓰는 때, 정확히 추정된 문턱값을 쓰는 때 (EE), 그리고 정확히 추정되지 않은 문턱값을 쓰는 때로 ($IE(q)$) 나눈다. 여기서,

$IE(q)$ 는 실제 분산이 V 일 때 $\hat{V} = qV$ 를 문턱값으로 쓸을 뜻한다. 고정 문턱값 선형 검파기는 $SNR = 0dB$ 일 때 $P_{FA} = 10^{-4}$ 를 만족시키도록 문턱값을 결정한다. 바른 문턱값 선형 검파기는 대부분의 신호 대 잡음비에서 최적의 성능을 나타낸다. 부호 검파기는 대부분의 신호 대 잡음비에서 $IE(2)$ 나 고정 문턱값 선형 검파기보다 좋은 성능을 나타낸다. 또한 신호 대 잡음비가 충분히 크면, 부호 검파기는 $IE(0.5)$ 선형 검파기보다 좋은 성능을 나타내며 바른 문턱값 검파기와 견주어도 뒤떨어지지 않는 성능을 나타낸다. 신호 대 잡음비가 $0dB$ 보다 작으면, 고정 문턱값 검파기가 가장 낮은 성능을 나타내며, 바뀌는 문턱값을 쓰는 선형 검파기 가운데에서는 $IE(2)$ 가 가장 떨어지는 성능을 나타낸다.

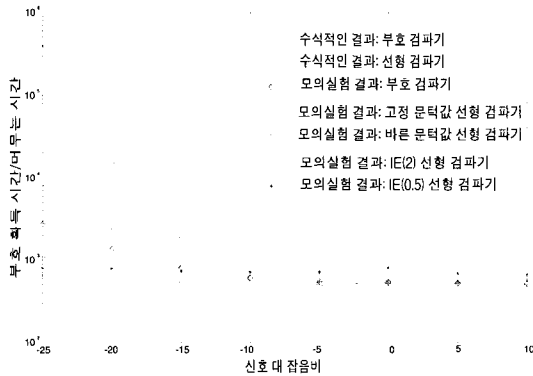


그림 2. $P_{FA} = 10^{-4}$, $K_u = 10$ 인 감쇄가 없는 동기 수신에서 평균 부호 획득 시간을 셀에 머무는 시간으로 나눈 값

Fig. 2. The average code acquisition time divided by the dwell time per cell in the coherent reception of unfaded signals in AWGN, when $P_{FA} = 10^{-4}$ and $K_u = 10$.

다음으로 비동기 수신을 생각하여 (16)에서 보인 제안한 검파기와 (10)에서 보인 직접 직렬 검파기를 견주어 보자. 직접 직렬 검파기의 오경보 확률과 검파 확률은 다음과 같다^[1].

$$P_{FA} = \int_{\lambda_s}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x}{V_s}}}{V_s} dx = e^{-\frac{\lambda_s}{V_s}}, \quad (29)$$

$$P_D = \int_{\lambda_s}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x+M_s^2}{V_s}}}{V_s} I_0\left(\frac{2\sqrt{M_s^2 x}}{V_s}\right) dx. \quad (30)$$

여기서, $V_s = 2NV = N(N_o + \frac{2}{3} K_u E_k)$, $M_s = N\sqrt{E_k}$ $R(\tau_k)$, λ_s 는 문턱값을, 그리고 $I_0(x) = \int_0^{2\pi} e^{x \cos \phi} \frac{d\phi}{2\pi}$ 는 0차 수정 베셀 함수를 나타낸다.

그림 3은 $P_{FA} = 10^{-4}$, $K_u = 10$ 인 감쇄가 없는 비동기 수신에서, 평균 부호 획득 시간을 셀에 머무는 시간으로 나눈 값을 신호 대 잡음비의 함수로 나타낸 것이다.

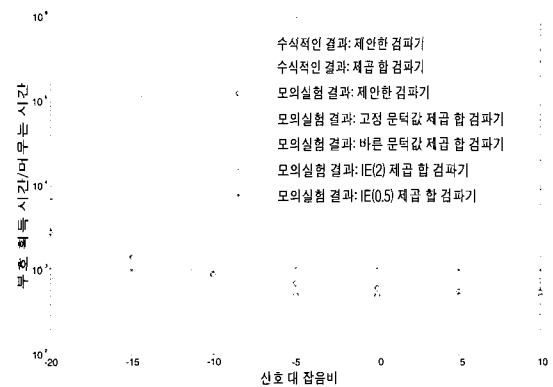


그림 3. $P_{FA} = 10^{-4}$, $K_u = 10$ 인 감쇄가 없는 비동기 수신에서 평균 부호 획득 시간을 셀에 머무는 시간으로 나눈 값

Fig. 3. The average code acquisition time divided by the dwell time per cell in the noncoherent reception of unfaded signals in AWGN, when $P_{FA} = 10^{-4}$ and $K_u = 10$.

바른 문턱값 직접 직렬 검파기는 대부분의 신호 대 잡음비에서 최적의 성능을 나타낸다. 제안한 검파기는 대부분의 신호 대 잡음비에서 고정 문턱값 직접 직렬 검파기보다 좋은 성능을 나타내며, 이것은 신호 대 잡음비가 커질수록 확실해진다. 고정 문턱값 직접 직렬 검파기의 부호 획득 시간은 신호 대 잡음비가 $0dB$ 보다 커질수록 길어지는데, 이것은 오경보 확률이 신호 대 잡음비가 커질수록 늘어나기 때문이다. 제안한 검파기는 $IE(0.5)$ 직접 직렬 검파기보다 좋은 성능을 나타내며, 신호 대 잡음비가 크면 바른 문턱값 직접 직렬 검파기와 비슷한 성능을 나타낸다.

끝으로, 덧셈꼴 흰빛 정규 잡음과 레일리 감쇄가 모두 있는 환경에서 신호를 비동기 수신하는 때를 생각하자. 먼저, E_s 가 상수라 하자. 이 때 직접 직렬 검파기의 검파 확률은^[1]

$$P_D = \int_{\lambda_c}^{\infty} \frac{e^{-\frac{x}{V_f}}}{V_f} dx = e^{-\frac{\lambda_c}{V_f}} \quad (31)$$

여기서, $V_f = V_s + 2\sigma^2 N^2 E_k R^2(2k) = N(N_o + \frac{2}{3} K_u E_k + 2\sigma^2 N E_k R^2(2k))$ 이다.

그림 4는 $P_{FA} = 10^{-3}$, $K_u = 20$, $\sigma^2 = 1$ 인 레일리 감쇄가 있는 비동기 수신에서 평균 부호 획득 시간을 셀에 머무는 시간으로 나눈 값을 신호 대 잡음비의 함수로 나타낸 것이다. 고정 문턱값 선형 검파기는 $SNR = 0$ 일 때 $F_{PA} = 10^{-3}$ 을 만족시키도록 문턱값을 결정하였다.

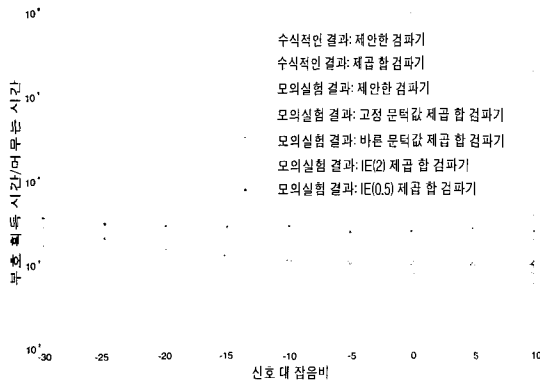


그림 4. $P_{FA} = 10^{-3}$, $K_u = 20$, $\sigma^2 = 1$ 인 레일리 감쇄가 있는 비동기 수신에서 평균 부호 획득 시간을 셀에 머무는 시간으로 나눈 값
Fig. 4. The average code acquisition time divided by the dwell time per cell in the noncoherent reception of Rayleigh-faded signals in AWGN, when $P_{FA} = 10^{-3}$, $K_u = 20$, and $\sigma^2 = 1$.

그림 5는 $P_{FA} = 10^{-2}$, $K_u = 10$, $\sigma^2 = 1$ 인 레일리 감쇄가 있는 비동기 수신에서 평균 부호 획득 시간을 셀에 머무는 시간으로 나눈 값을 신호 대 잡음비의 함수로 나타낸 것이다. 여기서는 앞의 경우들보다 추정 오차가 더 작다고 가정하였다. 그렇지만, 전체적인 경향은 그림 4의 경우와 크게 다르지 않음을 알 수 있다.

검파기의 성능은, 그림 4의 ($K_u = 20$) 부호 획득 시간이 그림 3에서보다 ($K_u = 10$) 길다는 것을 빼면 감쇄가 없는 때와 비슷하다. 이는 여러 쓰노이 간섭이 커짐에 따라 검파 확률이 줄어들기 때문이다.

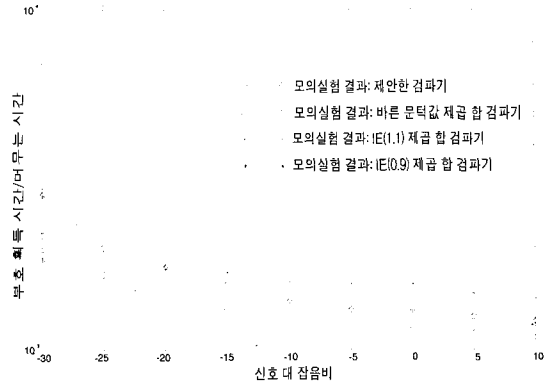


그림 5. $P_{FA} = 10^{-2}$, $K_u = 10$, $\sigma^2 = 1$ 인 레일리 감쇄가 있는 비동기 수신에서 평균 부호 획득 시간을 셀에 머무는 시간으로 나눈 값
Fig. 5. The average code acquisition time divided by the dwell time per cell in the noncoherent reception of Rayleigh-faded signals in AWGN, when $P_{FA} = 10^{-2}$, $K_u = 10$, and $\sigma^2 = 1$.

V. 맺음말

이 논문에서는 직접수열 부호분할 다중접속 계통에서 의사잡음 부호를 획득하는데 알맞은 비모수 방식을 제안했다. 이 방식은 매개변수를 쓰지 않기 때문에 시간에 따라 바뀌는 간섭의 분산을 추정하는 과정 없이 문턱값을 결정할 수 있음을 보였다. 또, 제안한 검파기와 이제까지의 검파기의 성능을 모의 실험 결과로 견주어보았다. 이 결과로부터 간섭의 분산을 정확히 추정할 수 없을 때에는, 제안한 검파기를 쓰는 직접수열 부호분할 다중접속 계통의 성능이 이제까지의 검파기를 쓸 때보다 뛰어난 것을 볼 수 있었다.

시간에 따라 바뀌는 간섭의 분산을 정확히 추정하는 것은 쉽지 않다. 하지만, 제안한 검파기는 매개변수를 쓰지 않기 때문에 간섭의 분산을 추정할 필요가 없다. 따라서 동기 수신과 비동기 수신에서 모두 쓸모가 있다.

참 고 문 헌

[1] A. J. Viterbi, CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley, Reading, MA, 1995.
[2] 유영환, 문태현, 주판유, 강창연, "Detection

- technique for code acquisition in DS-SS systems employing PN matched filters”, 한국통신학회 논문지, 23권, 1699-1706쪽, 1998년 7월
- [3] A. W. Lam and S. Tantaratana, "Mean acquisition time for noncoherent PN sequence sequential acquisition schemes", Proc. MILCOM, vol. 3, pp. 784-788, Boston, USA, Oct. 1993.
- [4] G. E. Corazza, "On the MAX/TC criterion for code acquisition and its application to DS-SSMA systems", IEEE Trans. Commun., vol. 44, pp. 1173-1182, Sep. 1996.
- [5] 김병훈, 이병기, "수열 발생기의 상태 표본 전달을 통한 DS/CDMA 신호 고속 포착 기법", 한국통신학회 논문지, 24권, 510-518쪽, 1999년 4월
- [6] A. Polydoros and M. K. Simon, "Generalized serial search code acquisition: the equivalent circular state diagram approach", IEEE Trans. Commun., vol. 32, pp. 1260-1268, Dec. 1984.
- [7] R. R. Rick and L. B. Milstein, "Parallel acquisition of spread-spectrum signals with antenna diversity", IEEE Trans. Commun., vol. 45, pp. 903-905, Aug. 1997.
- [8] 유영환, 강성진, 강창연, "Detection performance of MC-CDMA parallel acquisition with reference filter in a multipath fading channel", 한국통신학회 논문지, 23권, 893-900쪽, 1998년 4월
- [9] H. V. Poor and J. B. Thomas, Advances in Statistical Signal Processing: Vol. 2. Signal Detection, JAI Press, Greenwich, CT, 1993.
- [10] 배진수, 김홍길, 이민수, 유영권, 장태주, 송익호, "신호의 비모수 검파에서 영교차 응용", 한국통신학회 논문지, 20권, 3532-3539쪽, 1995년 12월
- [11] 김홍길, 박소령, 윤석호, 이주식, 송익호, "중앙값을 움직인 부호를 바탕으로 한 비모수 검파기: 접근 성능과 유한 표본 성능", 한국통신학회 논문지, 23권, 1454-1460쪽, 1998년 6월
- [12] A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-part I: general theory", IEEE Trans. Commun. vol. 32, pp. 542-549, May 1984.
- [13] H. V. Poor, An Introduction to Signal Detection and Estimation, 2nd Ed., Springer-Verlag, New York, NY, 1994.

저 자 소 개

金 洪 吉(正會員)

1972년 7월 20일 태어남. 1991년 3월 - 1995년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 공학사. 1995년 3월 - 1997년 2월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사. 1997년 3월 - 현재: 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정 (전기및전자공학 전공). 주관심분야: 신호검파, 이동통신, 부호획득

李 政 勳(正會員)

1977년 5월 30일 태어남. 1995년 3월 - 1999년 2월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사. 1999년 3월 - 현재: 한국과학기술원 전자전산학과 석사과정 (전기및전자공학 전공). 주관심분야: 이동통신

宋 翊 鎬(正會員)

1960년 2월 20일 태어남. 1978년 3월 - 1984년 2월: 서울대학교 전자공학과 공학사 (준최우등), 공학석사. 1984년 1월-1987년 5월: 펜실베니아대학교 전기공학과 공학석사, 공학박사. 1987년 3월-1988년 2월: 벨 통신연구소 연구원. 1988년 3월-1991년 8월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 조교수. 1991년 9월-1998년 8월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 부교수. 1998년 9월-현재: 한국과학기술원 전자전산학과 교수. 1995년 1월-현재: 한국통신학회 논문지 편집위원. 1996년 1월-1999년 12월: 한국음향학회 영문논문지 편집위원. 1998년 1월-현재: Journ. Comm., Networks 편집위원. 2000년 1월-현재: 대한전자공학회 논문지 편집위원. 1991년 11월, 1996년 11월: 한국통신학회 학술상 받음. 1993년 11월: 한국음향학회 우수연구상 받음. 1998년 11월: 한국통신학회 LG학술상 받음. 1999년 11월: 대한전자공학회 해동논문상 받음. 2000년 3월: 한국과학기술한림원 젊은 과학자상 받음. 대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 평생회원; IEE 석학회원, 공인기술사; IEEE 준석학회원. 주관심분야: 통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검파와 추정, 이동통신

鄭 惠 貞(正會員)

1976년 10월 19일 태어남. 1995년 3월 - 1999년 2월: 포항공과대학 전자전기공학과. 1999년 3월 - 현재: 한국과학기술원 전자전산학과 석사과정 (전기및전자공학 전공). 주관심분야: 이동통신

李 成 魯(正會員)

1959년 10월 28일 태어남. 1981년 3월-1987년 2월: 고려대학교 전자공학과 공학사. 1988년 3월-1990년 2월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사. 1990년 3월-1996년 8월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학박사. 1996년 9월-1997년 2월: 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원. 1997년 3월-2000년 2월: 목포대학교 전자공학과 전임강사. 2000년 3월-현재: 목포대학교 전자공학과 조교수. 주관심분야: 통계학적 신호처리, 배열 신호처리, 스펙트럼 추정