

論文2000-37TC-4-4

나머지 부호 위상차가 일으키는 시스템 성능변화를 줄이는 직접수열 부호분할 다중접속 부호 획득 방법

(A DS/CDMA Code Acquisition Scheme to Reduce the System Performance Variation Resulting from Residual Code Phase Offset)

尹錫皓*, 尹炯植*, 宋翊鎬*, 金善勇**, 李容業**

(Seokho Yoon, Hyoung Sik Yun, Ickho Song, Sun Yong Kim, and Yong Up Lee)

요약

이 논문에서는 먼저 직접수열 부호분할 다중접속방식의 부호 획득 성능에 나머지 부호 위상차가 미치는 영향을 알아본다. 칩 주기로 정규화된 부호 위상차가 진행 단계 크기 안에 있을 때, 잡음이 없다면 두 연속적인 정합 여파기 출력의 합은 나머지 부호 위상차에 관계없이 일정한 값을 가진다. 이러한 사실을 바탕으로 새로운 부호 획득 방법을 제안하고 그 성능을 살펴본다. 제안한 부호 획득 방식을 분석하고, 모의실험으로 제안한 방법이 나머지 부호 위상차의 변화에 강인하고 이제까지의 방법보다 성능이 좋다는 것을 보였다.

Abstract

In this paper, we first investigate the effect of residual code phase offset on the DS/CDMA code acquisition scheme. When the code phase offset normalized to the chip duration is within the advancing step size, the sum of two successive matched filter outputs has a constant value regardless of the residual code phase offset if noise is absent. Based on this observation, we propose a new code acquisition scheme, and investigate the performance of the scheme. The proposed code acquisition scheme is analyzed, and numerical results are given to show that the proposed scheme is more robust to the variation of the residual code phase offset and has better performance than the conventional scheme.

* 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)

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

※ 이 논문은 정보통신부의 1998년 대학기초연구비를 지원 받아 이루어진 결과의 하나이며, 이에 그 고마운 뜻을 적습니다.

接受日字:1999年5月27日, 수정완료일:2000年3月31日

I. 머리말

직접수열 부호분할 다중접속 시스템에서^{[1]-[3]}, 보낸 정보를 얻으려면 수신 신호를 먼저 수신기에서 만든 의사잡음 부호 수열을 써서 역확산해야한다. 이때, 수신 부호와 수신기에서 만든 부호의 동기를 맞추어야 하므로 부호 동기화나 빨리 부호를 획득하는 것은 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에서 가장 중요한 기술적인 문제의 하나이다^{[4],[5]}. 동기화 과정은 보통 획득과 추적이라는 두 단계로 이루어진다. 첫째 것은 두 의사잡

음 부호수열 사이의 위상차를 한 칩보다 작게 하는 것이고, 둘째 것은 여러 가지 방법으로 이를 더욱 줄이는 것이다. 이 논문에서는 획득 문제에 초점을 두기로 한다.

이제까지 많은 부호 획득 방법들이 제안되었지만 [6]-[9], 이들 연구에서는 대부분 나머지 부호 위상차의 (residual code phase offset) 효과를 생각하지 않았다. 나머지 부호 위상차는 송신쪽에서 보낸 부호와 실제 받은 부호 사이의 시간 지연으로 말미암아 생기므로 실제 부호 획득 과정에서 피할 수 없는 현상이며, 그것으로 말미암아 부호 획득 시스템의 성능이 나빠질 수 있다. 좀더 자세히 말하면, 나머지 부호 위상차가 바뀌면 부호 획득 시스템의 검파확률이 바뀔 수 있으며, 그에 따라 결국 부호 획득 시스템의 중요한 성능지수인 부호 획득 시간도 바뀔 수 있다. 한편, [6]에서 나머지 부호 위상차가 미치는 영향을 어느 정도까지 이야기하였지만 그것을 없애는 방법을 제안하지는 않았다.

이 논문에서는 나머지 부호 위상차가 비동기 정합 여파기를 쓰는 직접수열 부호분할 다중접속 시스템의 성능에 미치는 영향을 알아본다. 나머지 부호 위상차 변화에 강인한 새로운 부호 획득 방법을 제안하고, 새로운 부호 획득 방법의 성능을 알아본다. 두 가지 성능 지수를 써서 새로운 방법이 나머지 부호 위상차의 변화에 강인하고 이제까지의 방법보다 뛰어난을 보인다.

II. 부호 획득 방법에서 나머지 부호 위상차의 효과

비동기 직접수열 부호분할 다중접속 시스템에서 수신 신호는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2S} d_k(t) c_k(t + \tau_k T_c) \cos(\omega_0 t + \omega_d t + \theta_k) + n(t). \quad (1)$$

여기서, K 는 쓰는이 (user) 수이고, S 는 보낸신호 전력, $d_k(t)$ 는 k 째 쓰는이의 정보 수열, $c_k(t)$ 은 k 째 쓰는이의 부호 수열, τ_k 는 k 째 쓰는이의 시간 지연, T_c 는 칩 주기, ω_0 는 반송 각주파수, ω_d 는 도플러 각주파수, θ_k 는 k 째 쓰는이의 위상, $n(t)$ 는 한쪽 전력 대역 밀도가 N_0 인 덧셈꼴 흰빛 정규 잡음을 (additive white

Gaussian noise: AWGN) 나타낸다. 이 논문에서는 $d_k(t)=1$ 로, $\omega_d=0$ 으로 둔다.

수신기가 첫째 쓰는이의 부호수열인 $c_1(t)$ 와 동기를 맞추려고 한다고 두자. 여기서, $c_1(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{1,i} \delta(t - iT_c)$ 이다. 이때, $c_{1,i} \in \{-1, +1\}$ 는 주기가 L 인 첫째 쓰는이 의사 잡음 부호 수열의 i 째 칩이고, $p_{T_c}(t)$ 는 지속기간이 T_c 인 사각파를 나타낸다.

이제까지의 비동기 정합 여파 수신기 열개가 그림 1에서 나타나 있다. 이 그림에서, M 은 상관 길이 (correlation length) 이고, ΔT_c 마다 두 정합 여파 상관기의 출력을 제공한 뒤 더한다. (여기서, Δ 는 시간이 지남에 따른 진행 단계의 크기를 말한다.) 이 값이 문턱값을 (threshold) 넘는다면 동기화 과정이 부호 추적 단계로 넘어가게 된다.

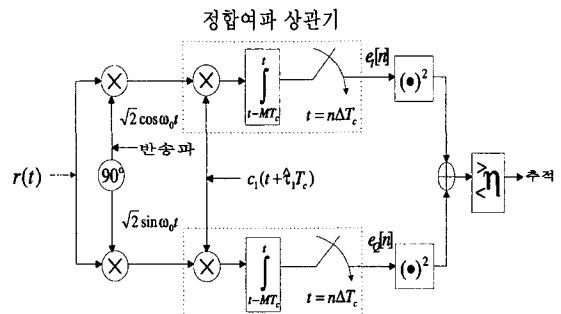


그림 1. 이제까지의 비동기 정합여파 수신기
Fig. 1. The conventional noncoherent matched filter receiver.

상태 H_0 을 $H_0: |\tau_1^n - \hat{\tau}_1| \geq \Delta$ 로, H_1 을 $H_1: |\tau_1^n - \hat{\tau}_1| < \Delta$ 로 두자. 여기서, $\tau_1^n = \tau_1 + n\Delta \in [0, L]$ 이고 $\hat{\tau}_1$ 는 첫째 쓰는이가 국소적으로 만든 의사잡음 부호 수열의 시간 지연이다. 이때, $\tau_1^n - \hat{\tau}_1$ 는 칩 주기로 정규화된 부호 위상차이다. p 가 정수이고 δ 가 $\delta \in [0, \Delta]$ 인 나머지 부호 위상차일 때, $\tau_1^n - \hat{\tau}_1 = \Delta p + \delta$ 로 다시 쓸 수 있다. 이 논문에서 $\Delta=1, 1/2$ 로 둔다.

비동기 정합 여파기의 I 와 Q 가지의 n 째 출력은 각각 아래와 같다.

$$e_I[n] = Y[n] \cos \theta_1 + I[n] + N_I[n]. \quad (2)$$

$$e_Q[n] = Y[n] \sin \theta_1 + I_Q[n] + N_Q[n]. \quad (3)$$

이때, $Y[n]$ 은 바라는 성분이고, $I_I[n]$ 과 $I_Q[n]$ 은 다중접속 간섭 성분을 말하며, $N_I[n]$ 과 $N_Q[n]$ 은 평균이 0이고, 분산이 $\sigma_N^2 = N_0 MT_c / 2$ 이며, 서로 독립이고 분포가 같은 정규 확률 변수이다. 바라는 성분과 다중접속 성분은 $n=0, 1, 2, \dots$, 일 때, 각각

$$Y[n] = \sqrt{S} \int_{(n-M)T_c}^{nT_c} c_1(t + \tau_1^n T_c) c_1(t + \hat{\tau}_1 T_c) dt, \quad (4)$$

$$I_I[n] = \sum_{k=2}^K \sqrt{S} \cos \theta_k \int_{(n-M)T_c}^{nT_c} c_k(t + \tau_k^n T_c) c_1(t + \hat{\tau}_1 T_c) dt, \quad (5)$$

$$I_Q[n] = \sum_{k=2}^K \sqrt{S} \sin \theta_k \int_{(n-M)T_c}^{nT_c} c_k(t + \tau_k^n T_c) c_1(t + \hat{\tau}_1 T_c) dt \quad (6)$$

이다.

비동기 정합 여파기의 출력은 두 의사잡음 부호수열 사이의 상관값이라는 것을 뚜렷하게 알 수 있다. 그러므로, 다중접속 간섭뿐만 아니라 잡음도 없을 때, 비동기 정합 여파기의 출력 $Y[n] = \sqrt{e_I^2[n] + e_Q^2[n]}$ 은 그림 2처럼 (한 보기로서, $\Delta=1$ 일 때) 나타난다. 이 그림에서 화살표는 표본을 얻는 순간을 나타낸다. 현재의 검정 세포가 H_1 이더라도 나머지 부호 위상차 δ 가 거의 1이라면 정합 여파기의 출력은 작은 값일 것이다. 곧, 검파 확률이 낮아지고, 결국 부호 획득 시스템이 부호를 획득 하는데 시간이 늘어난다. 이것이 바로 나머지 부호 위상차가 미치는 영향이다.

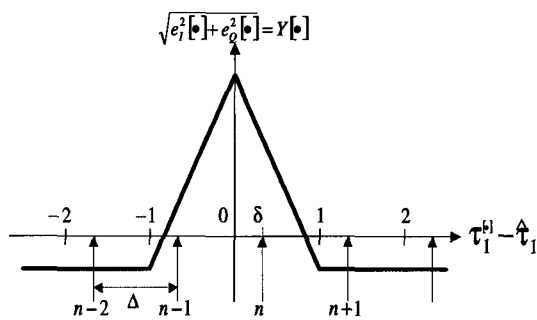


그림 2. 다중 접속 간섭과 잡음이 없을 때 $\Delta=1$ 에 대한 비동기 정합 여파기의 출력
Fig. 2. The output of the noncoherent matched filter for $\Delta=1$ when the MAI and noise are absent.

III. 제안한 방법

이 절에서는 나머지 부호 위상차를 줄일 수 있는 새로운 부호 획득 방법을 제안한다.

1. 알고리즘

그림 2에서 먼저 다중 접속 간섭과 잡음이 없을 때, H_1 에서 두 연속적인 출력의 (보기를 들어, 그림 2에 표본 순간 n 과 $n-1$ 에서의 출력) 합은 δ 에 관계없이 같은 값이다. 그러므로, H_1 에서 두 연속적인 출력의 합을 바탕으로 하는 검정 통계량을 쓴다면 나머지 부호 위상차가 미치는 영향은 줄어들 수 있다. 특히 [10]에서 보여준 것처럼 아래와 같은 식이 성립한다.

$$E\{Y[n] | 0 \leq \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 1, \delta\} = \sqrt{SMT_c}(1 - \delta). \quad (7)$$

$$E\{Y[n] | -1 < \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 0, \delta\} = \sqrt{SMT_c}\delta. \quad (8)$$

따라서, 두 출력을 더하면 아래와 같다.

$$E\{Y[n] | 0 \leq \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 1, \delta\} + E\{Y[n] | -1 < \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 0, \delta\} = \sqrt{SMT_c}. \quad (9)$$

이 결과는 나머지 부호 위상차 δ 와 무관하다. $\Delta=1/2$ 이면, (7)의 $1 - \delta$ 와 (8)의 δ 는 각각 $1 - \delta$, $0.5 + \delta$ 로 바뀐다.

2. 시스템

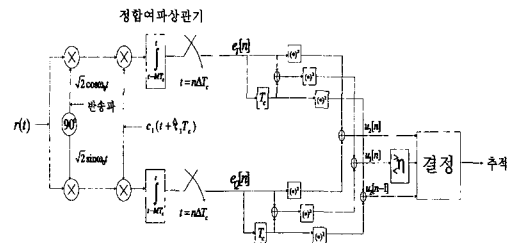


그림 3. 제안한 부호 획득 방식의 시스템 열개
Fig. 3. The system structure of the proposed code acquisition scheme.

제안한 방법의 수신기 열개는 그림 3과 같다. 그림 3의 수신기 열개에서 정합 여파 상관기를 거치기까지의 작용은 그림 1에서 보여준 이제까지의 비동기 정합 여파 수신기의 작용과 같다. 이 그림에서 n 째 표본 시간 nT_c 에서의 검정 변수 u_1 과 u_2 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} u_1[n] &= (e_I[n-1] + e_I[n])^2 + (e_Q[n-1] + e_Q[n])^2 \\ &= (Y[n-1] + Y[n])^2 + W[n], \end{aligned} \quad (10)$$

$$u_2[n] = e_1^n[n] + e_0^n[n] = Y^2[n] + W_2^n[n]. \quad (11)$$

이때, $W_1[n]$ 과 $W_2[n]$ 는 각각 $u_1[n]$ 과 $u_2[n]$ 에서 다중 접속 간섭과 덧셈꼴 흰빛 정규 잡음 성분을 조합하여 나타낸 것이다.

변수 $u_1[n]$ 은 바로 전과 현재의 합을 포함한다. 그러므로, 3.1에서 설명했던 것처럼 나머지 부호 위상차의 효과가 없어지기 때문에 좋은 성능을 기대할 수 있다. 검정변수 $u_1[n]$ 은 바로 전과 현재의 표본 가운데 하나가 H_1 에 있는지 결정할 때 쓰인다. 이때, $u_1[n]$ 이 문턱값보다 작으면 계속해서 다음 표본을 취하고, $u_1[n]$ 이 문턱값보다 크면 바로 전 표본이나 현재 표본이 H_1 에 있다고 결정한다. 이 단계에서 $\max(u_2[n], u_2[n-1])$ 에 따르는 부호수열을 고른다. 곧, $\tau_1^d = \tau_1 + \arg \max(u_2[n], u_2[n-1])$ 일 때, 부호획득의 결과는 $c_1(t + \tau_1^d T_d)$ 이다. 변수 $\max(u_2[n], u_2[n-1])$ 를 써서 판단하는 까닭은 그림 2에서 쉽게 이해할 수 있다. 그림 2에서 표본 순간 n 과 $n-1$ 에서의 표본은 H_1 에 있고 표본 순간 $n-2$ 과 $n+1$ 에서의 표본은 H_0 에 있다. 따라서 H_1 이라고 결정되었을 때 (곧, $u_1[n]$ 이 문턱값보다 크면), 추정값으로서 $\max(u_2[n], u_2[n-1])$ 를 고르는 것이 $u_2[n]$ 만을 고르는 것보다 올바른 추정값을 얻을 가능성이 더 많다.

IV. 성능분석

1. 평균 획득 시간

부호 획득은 이산 시간 마코프 과정으로 모형화할 수 있다^[6]. 그림 4에서 S 는 획득상태로의 천이가 (transition) 일어날 수 있는 상태이고 F_1, F_2, \dots, F_{v-1} 은 H_0 세포들이다. 오경보 상태는 F_i 에서 F_{i-1} 로 갈 때 일어날 수 있는 상태이다. 이 가운데에서 S 에서만 획득 (ACQ) 상태로 갈 수 있다.

제한한 방법에서는 획득과정에서 두 연속적인 표본을 쓰므로 상태 S 는 그림 5에서 보인 것처럼 네 부상태를 가진다. 그림 5에서 T_1 (T_2)는 세포가 H_1 (H_0)에 있고 바로 이전 세포가 H_0 (H_1)에 있을 때 일어난다. 곧, 현재 표본 순간이 그림 2에서 $n-1$ ($n+1$) 이라면 T_1 (T_2)에 있다. T_1 (T_2)에서 H_1 세포가 선택되

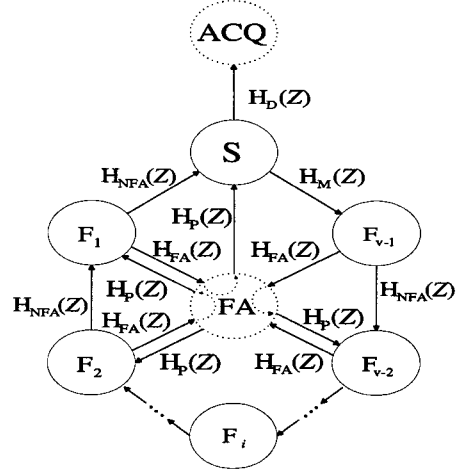


그림 4. 획득 과정의 원형 흐름도
Fig. 4. A circular flow graph diagram of the acquisition process.

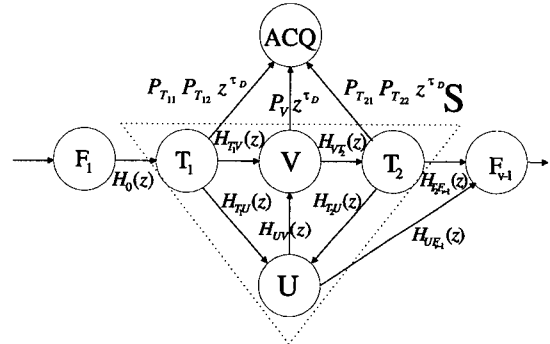


그림 5. 상태 S를 더 자세히 나타낸 흐름도
Fig. 5. The details of State S.

면 부호를 획득하게 되고, H_0 세포가 선택되면 오경보가 일어난다. 그리고 아무런 결정이 이루어지지 않는다면 (곧, 검정 변수 u_1 이 문턱값보다 작다면), V (F_{v-1})로의 천이가 일어난다. 이때, T_1 과 T_2 는 천이상태라고 부른다. 상태 V 에서는 두 세포가 모두 H_1 에 있으므로, 획득이나 놓침이 (missing) 일어날 수 있다. 어떤 식으로든 결정이 나면 부호를 획득하게 된다. 그렇지 않으면, 상태가 T_2 로 바뀐다. U 는 T_1 에서 V 로의 천이나 T_2 에서 F_{v-1} 로의 천이가 일어나면서 다다를 수 있는 오경보 상태이다.

그림 4에서 $H_D(z)$ 는 S 에서 획득상태로의 천이에 걸리는 시간과 관계된 이득으로써, S 의 세 부상태인 V, T_1, T_2 로부터 획득에 이를 수 있는 모든 길의 이득을 결합한 것이다. 이득 $H_M(z)$ 는 S 에서 F_{v-1} 로 천이

할 때의 이득이고, S에서 F_{v-1} 에 이를 수 있는 모든 길의 이득을 결합한 것이다. F_i 에서 F_{i-1} ($i=2,3,\dots,v-1$)로 가는 길은 두가지이다. 하나는 이득이 $H_{NFA}(z)$ 인 오경보가 없는 경로이고, 다른 하나는 이득이 $H_{FA}(z)H_P(z)$ 인 오경보가 있는 길이다. 나중의 길에서는 오경보가 일어난 뒤, 이득 $H_P(z)$ 로 FA에서 F_{i-1} 로 나오게 된다. 이때, F_i 에서 F_{i-1} 로의 이득 $H_0(z)$ 는 $H_{NFA}(z) + H_{FA}(z)H_P(z)$ 이다.

$\Delta=1$ 일 때, 처음 상태가 F_i 라면 획득 상태에 도달할 때까지의 결합 이득을 (전달함수) 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$P_i(z) = [H_0^i(z) + H_0^i(z) \{H_M(z)H_0^{v-1}(z)\} + H_0^i(z) \{H_M(z)H_0^{v-1}(z)\}^2 + \dots] H_D(z) = \frac{H_0^i(z)H_D(z)}{1 - H_M(z)H_0^{v-1}(z)}. \quad (12)$$

그런데, $F_i, i=1,2,\dots,v-1$, S가운데 어느 하나가 처음 상태가 될 확률은 모두 같으므로, 이 v 개의 시작 상태에 대해 전달 함수를 평균하면 아래와 같다.

$$P(z) = \frac{1}{v} \frac{H_D(z)}{1 - H_M(z)H_0^{v-1}(z)} \sum_{i=0}^{v-1} H_0^i(z). \quad (13)$$

따라서, 평균 획득 시간은 아래와 같다.

$$E\{T_A\} = \left. \frac{dP(z)}{dz} \right|_{z=1} = \frac{1}{H_D(1)} \left[H_D'(1) + H_M'(1) + (v-1)H_0'(1) \left\{ 1 - \frac{H_D(1)}{2} \right\} \right]. \quad (14)$$

비슷하게, $\Delta=1/2$ 일 때, 다음을 얻을 수 있다.

$$E\{T_A\} = \frac{1}{H_D(1)} \left[H_D'(1) + H_M'(1) + (v-3)H_0'(1) \left\{ 1 - \frac{H_D(1)}{2} \right\} + H_A'(1) \left\{ 1 - \frac{1}{v} H_D(1) \right\} + H_B'(1) \left\{ 1 - \frac{v-1}{v} H_D(1) \right\} \right]. \quad (15)$$

여기서 $H_A(z)$ 와 $H_B(z)$ 는 각각 F_1 로부터 S, F_{v-1} 로부터 F_{v-2} 에 이를 수 있는 길의 결합이득이다. 그림 4와 5에서 $H_D(1), H_D'(1), H_0'(1), H_M'(1), H_A'(1), H_B'(1)$ 은 다음과 같다.

$$H_D(1) = P_{T_{v1}}P_{T_{v2}} + (1 - P_{T_{v1}}P_{T_{v2}})P_V + (1 - P_{T_{v1}}P_{T_{v2}})(1 - P_V)P_{T_{v2}}P_{T_{v2}}. \quad (16)$$

$$H_D'(1) = \tau_D [P_{T_{v1}}P_{T_{v2}} + (2 + JP_{T_{v1}} - (J+2)P_{T_{v1}}P_{T_{v2}})P_V + \{3 + JP_{T_{v1}} - (J+3)P_{T_{v1}}P_{T_{v2}}\}(1 - P_V)P_{T_{v1}}P_{T_{v2}}]. \quad (17)$$

$$H_0'(1) = \tau_D [1 + JP_F]. \quad (18)$$

$$H_M'(1) = \tau_D [(1 - P_V)\{3 + JP_{T_{v1}} - (J+3)P_{T_{v1}}P_{T_{v2}}\} + (1 - P_{T_{v1}}) + \{J + 3 + JP_{T_{v1}} - (2J+3)P_{T_{v1}}P_{T_{v2}}\}P_{T_{v2}}(1 - P_{T_{v2}})]. \quad (19)$$

$$H_A'(1) = \tau_D [1 + JP_{F1}]. \quad (20)$$

$$H_B'(1) = \tau_D [1 + JP_{F2}]. \quad (21)$$

식 (16)-(21)에서 τ_D 는 머무는 시간으로서 (dwell time) ΔT_c 와 같고, J 는 오경보 벌점 시간이며 (penalty time), $P_{T_{vi}}$ 은 T_i 에서 검정 변수 u_1 이 η 보다 클 확률이고, $P_{T_{v2}}$ 는 결정이 났을 때 (곧, 검정 변수 u_1 이 문턱값보다 클 때) H_1 을 고를 확률이며, P_V 는 V에서의 검파 확률이다. P_F 는 $i=1,\dots,v-1, \Delta=1$ 또는 $i=2,\dots,v-2, \Delta=1/2$ 일 때 F_i 에서의 오경보 확률이고, P_{F1} 과 P_{F2} 는 $\Delta=1/2, i=1, i=v-1$ 일 때 오경보 확률이다. 이제 식 (10)과 (11)로부터, $i=1,2$ 일 때 $P_{T_{v1}} = P\{u_1[n] > \eta\}$ 이고, $i=1$ 일때 $P_{T_{v2}} = P\{u_2[n] > u_2[n-1] | u_1[n] > \eta\}$ 이며, $i=2$ 일때 $P_{T_{v2}} = P\{u_2[n] < u_2[n-1] | u_1[n] > \eta\}$ 임을 쉽게 알 수 있다.

2. 검파 확률과 오경보 확률

제안한 방법의 평균 획득 시간을 얻으려면 $P_F, P_{F1}, P_{F2}, P_V, P_{T_{vi}}, i,j=1,2$ 를 알아야 한다. 따라서 여러 상태에서 u_1 의 확률밀도함수 f_1 을 얻어야 한다. 다시 말해 V, T_1, T_2, F_i 에서 u_1 의 확률밀도함수가 필요하다. [11]에서 보여준 것처럼 $M \gg 1$ 이고 $K \gg 1$ 일 때 (10)과 (11)의 다중 접속 간섭 성분을 정규 확률변수로 두면 검정 변수 u_1 과 u_2 가 자유도 2인 카이제곱 (χ^2) 변수임을 쉽게 알 수 있다. 곧,

$$f_1(x, \lambda, \sigma^2) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{(x+\lambda)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\sqrt{\lambda x}}{\sigma^2}\right), \quad x \geq 0, \quad (22)$$

이다. 이때,

$$I_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{x \cos \theta} d\theta \quad (23)$$

는 차수가 0인 1차 수정 베셀 함수이고

$$\lambda = E^2\{e_I[n-1] + e_I[n]\} + E^2\{e_Q[n-1] + e_Q[n]\} \quad (24)$$

$$= (E\{Y[n-1]\} + E\{Y[n]\})^2,$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{2}(V\{Y[n-1]\} + V\{Y[n]\}) + 2(V\{I[n]\} + V\{M[n]\}) \quad (25)$$

이다. 식 (24)와 (25)에서 $V\{M[n]\} = V\{N_I[n]\} = V\{N_Q[n]\} = \frac{N_0MT_c}{2}$ 이다. 식 (2)와 (3)에서 $e_I[n-1] + e_I[n]$ 과 $e_Q[n-1] + e_Q[n]$ 은 결합 정규 확률 변수도 아니고 독립도 아니다. 하지만 그들은 상관관계가 없다. 게다가 칩 신호대잡음비가 줄어들면 $Y[n-1]$ 과 $Y[n]$ 의 확률 부분으로 말미암은 자체 잡음 (self noise) 효과는 주된 잡음 성분인 $N_I[n-1], N_I[n], N_Q[n-1], N_Q[n]$ 의 효과에 견주어 줄어들게 된다. 따라서, [6]에서와 비슷하게 $e_I[n-1] + e_I[n]$ 과 $e_Q[n-1] + e_Q[n]$ 을 분산이 (25)로 나타나는 독립 정규 확률 변수로 모형화할 수 있다. 먼저, $\Delta=1$ 이면, [10]에서

$$V\{I[n]\} = \frac{MST_c^2}{3}(K-1), \quad (26)$$

$$E\{Y[n]\} = \begin{cases} \sqrt{SMT_c}\delta & -1 < \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 0 \text{일 때} \\ \sqrt{SMT_c}(1-\delta) & 0 \leq \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 1 \text{일 때,} \\ 0 & H_0 \text{이고, } |\tau_1^n - \hat{\tau}_1| \geq 1 \text{일 때,} \end{cases} \quad (27)$$

$$V\{Y[n]\} = \begin{cases} SM T_c^2 (1-\delta)^2 & -1 < \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 0 \text{일 때,} \\ SM T_c^2 \delta^2 & 0 \leq \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 1 \text{일 때,} \\ SMT_c^2(1-2\delta+2\delta^2) & H_0 \text{이고, } |\tau_1^n - \hat{\tau}_1| \geq 1 \text{일 때} \end{cases} \quad (28)$$

임을 보였다. 비슷하게, $\Delta=1/2$ 일 때, 다음을 얻을 수 있다.

$$V\{I[n]\} = \frac{MST_c^2}{6}(K-1), \quad (29)$$

$$E\{Y[n]\} = \begin{cases} \sqrt{SMT_c}\left(\frac{1}{2} + \delta\right) & -1/2 < \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 0 \text{일 때,} \\ \sqrt{SMT_c}(1-\delta) & 0 \leq \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 1/2 \text{일 때,} \\ \sqrt{SMT_c}\delta & H_0 \text{이고, } -1 < \tau_1^n - \hat{\tau}_1 \leq -1/2 \text{일 때,} \\ \sqrt{SMT_c}\left(\frac{1}{2} - \delta\right) & H_0 \text{이고, } 1/2 \leq \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 1 \text{일 때,} \\ 0 & H_0 \text{이고, } |\tau_1^n - \hat{\tau}_1| \geq 1 \text{일 때,} \end{cases} \quad (30)$$

$$V\{Y[n]\} = \begin{cases} SMT_c^2\left(\frac{1}{2} - \delta\right)^2 & -1/2 < \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 0 \text{일 때,} \\ SMT_c^2\delta^2 & 0 \leq \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 1/2 \text{일 때,} \\ SMT_c^2(1-\delta)^2 & H_0 \text{이고, } -1 < \tau_1^n - \hat{\tau}_1 \leq -1/2 \text{일 때,} \\ SMT_c^2\left(\frac{1}{2} + \delta\right)^2 & H_0 \text{이고, } 1/2 \leq \tau_1^n - \hat{\tau}_1 < 1 \text{일 때,} \\ SMT_c^2(1-2\delta+2\delta^2) & H_0 \text{이고, } |\tau_1^n - \hat{\tau}_1| \geq 1 \text{일 때,} \\ SMT_c^2\left(\frac{1}{2} + 2\delta^2\right) & H_0 \text{이고, } |\tau_1^n - \hat{\tau}_1| \geq 1 \text{일 때, } |\delta| \text{가 홀수일 때} \end{cases} \quad (31)$$

식 (24)에서 (31)까지의 결과를 써서 각 상태에서 λ 와 σ^2 의 값을 얻는다. V 에서 $Y[n-1]$ 에 대해 $\tau_1^{n-1} - \hat{\tau}_1 \in (-\Delta, 0)$ 이고, $Y[n]$ 에 대해 $\tau_1^n - \hat{\tau}_1 \in [0, \Delta]$ 이므로,

$$\lambda_V = \begin{cases} SM^2 T_c^2 & \Delta=1 \text{일 때,} \\ \frac{9}{4} SM^2 T_c^2 & \Delta=1/2 \text{일 때,} \end{cases} \quad (32)$$

$$\sigma_V^2 = \begin{cases} \frac{N_0MT_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{4}{3}(K-1) + (1-2\delta+2\delta^2) \right) \right) & \Delta=1 \text{일 때,} \\ \frac{N_0MT_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{2}{3}(K-1) + \left(\frac{1}{4} - \delta + 2\delta^2 \right) \right) \right) & \Delta=1/2 \text{일 때,} \end{cases} \quad (33)$$

이다. 식 (33)에서 $E_c = ST_c$ 는 칩 에너지이다. T_1 에서 $Y[n-1]$ 에 대해 $\tau_1^{n-1} - \hat{\tau}_1 \in (-2\Delta, -\Delta)$ 이고, $Y[n]$ 에 대해 $\tau_1^n - \hat{\tau}_1 \in (-\Delta, 0)$ 이므로

$$\lambda_1 = \begin{cases} SM^2 T_c^2 \delta^2 & \Delta=1 \text{일 때,} \\ SM^2 T_c^2 \left(\frac{1}{2} + 2\delta \right)^2 & \Delta=1/2 \text{일 때,} \end{cases} \quad (34)$$

$$\sigma_1^2 = \begin{cases} \frac{N_0MT_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{4}{3}(K-1) + (2-4\delta+3\delta^2) \right) \right) & \Delta=1 \text{일 때,} \\ \frac{N_0MT_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{2}{3}(K-1) + \left(\frac{5}{4} - 3\delta + 2\delta^2 \right) \right) \right) & \Delta=1/2 \text{일 때,} \end{cases} \quad (35)$$

이다. 비슷하게 T_2 에서 $Y[n-1]$ 에 대해 $\tau_1^{n-1} - \hat{\tau}_1 \in [0, \Delta]$ 이고, $Y[n]$ 에 대해 $\tau_1^n - \hat{\tau}_1 \in [\Delta, 2\Delta]$ 이므로 아래와 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\lambda_2 = \begin{cases} SM^2 T_c^2 (1-\delta)^2 & \Delta=1 \text{일 때,} \\ SM^2 T_c^2 \left(\frac{3}{2} - 2\delta \right)^2 & \Delta=1/2 \text{일 때,} \end{cases} \quad (36)$$

$$\sigma_2^2 = \begin{cases} \frac{N_0MT_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{4}{3}(K-1) + (1-2\delta+3\delta^2) \right) \right) & \Delta=1 \text{일 때,} \\ \frac{N_0MT_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{2}{3}(K-1) + \left(\frac{1}{4} + \delta + 2\delta^2 \right) \right) \right) & \Delta=1/2 \text{일 때,} \end{cases} \quad (37)$$

$F_i, i=2, 3, \dots, v-2$ 에서는 $Y[n-1]$ 에 대해 $|\tau_1^{n-1} - \hat{\tau}_1| \geq 2\Delta$ 이고, $Y[n]$ 에 대해 $|\tau_1^n - \hat{\tau}_1| \geq 2\Delta$ 이므로,

$$\lambda_F = 0 \quad \Delta=1, 1/2 \text{일 때,} \quad (38)$$

$$\sigma_F^2 = \begin{cases} \frac{N_0 M T_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{4}{3} (K-1) + (2-4\delta+4\delta^2) \right) \right) & \Delta=1\text{일때,} \\ \frac{N_0 M T_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{2}{3} (K-1) + \left(\frac{3}{2} - 2\delta + 4\delta^2 \right) \right) \right) & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (39)$$

을 얻을 수 있다.

F_1 에서는 $Y[n-1]$ 에 대해 $\tau_1^{n-1} - \hat{\tau}_1 \in (-3\Delta, -2\Delta)$ 이고, $Y[n]$ 에 대해 $\tau_1^n - \hat{\tau}_1 \in (-2\Delta, -\Delta)$ 이므로,

$$\lambda_A = \begin{cases} 0 & \Delta=1\text{일때,} \\ SM^2 T_c^2 \delta^2 & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (40)$$

$$\sigma_A^2 = \begin{cases} \frac{N_0 M T_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{4}{3} (K-1) + (2-4\delta+4\delta^2) \right) \right) & \Delta=1\text{일때,} \\ \frac{N_0 M T_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{2}{3} (K-1) + \left(\frac{3}{2} - 2\delta + 3\delta^2 \right) \right) \right) & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (41)$$

F_{v-1} 에서는 $Y[n-1]$ 에 대해 $\tau_1^{n-1} - \hat{\tau}_1 \in [\Delta, 2\Delta)$ 이고, $Y[n]$ 에 대해 $\tau_1^n - \hat{\tau}_1 \in [2\Delta, 3\Delta)$ 이므로,

$$\lambda_B = \begin{cases} 0 & \Delta=1\text{일때,} \\ SM^2 T_c^2 \left(\frac{1}{2} - \delta \right)^2 & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (42)$$

$$\sigma_B^2 = \begin{cases} \frac{N_0 M T_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{4}{3} (K-1) + (2-4\delta+4\delta^2) \right) \right) & \Delta=1\text{일때,} \\ \frac{N_0 M T_c}{2} \left(2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{2}{3} (K-1) + \left(\frac{5}{4} - \delta + 3\delta^2 \right) \right) \right) & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (43)$$

식 (22)의 확률 밀도 함수 f_1 과 식 (32)-(43)에서 주어진 매개 변수 λ 와 σ^2 을 이용하여 검파 확률 $P_V, P_{T_{11}}, P_{T_{21}}$ 와 오경보 확률 P_F, P_{F1}, P_{F2} 를 얻을 수 있다.

$$P_V = \int_{\eta}^{\infty} f_1(x, \lambda_V, \sigma_V^2) dx = Q(\gamma_V, \beta_V), \quad (44)$$

$$P_{T_{11}} = \int_{\eta}^{\infty} f_1(x, \lambda_1, \sigma_1^2) dx = Q(\gamma_1, \beta_1), \quad (45)$$

$$P_{T_{21}} = \int_{\eta}^{\infty} f_1(x, \lambda_2, \sigma_2^2) dx = Q(\gamma_2, \beta_2), \quad (46)$$

$$P_F = \begin{cases} \int_{\eta}^{\infty} f_1(x, \lambda_F, \sigma_F^2) dx & \Delta=1, 1/2\text{일때, } F_2, \dots, F_{v-2}\text{에 대해,} \\ \int_{\eta}^{\infty} f_1(x, \lambda_A, \sigma_A^2) dx & \Delta=1\text{일때, } F_1\text{에 대해,} \\ \int_{\eta}^{\infty} f_1(x, \lambda_B, \sigma_B^2) dx & \Delta=1\text{일때, } F_{v-1}\text{에 대해,} \end{cases} \\ = \begin{cases} \exp\left[-\frac{1}{4} \frac{\Xi}{1 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{2}{3}(K-1) + (1-2\delta+2\delta^2)\right)}\right] & \Delta=1\text{일때,} \\ \exp\left[-\frac{1}{2} \frac{\Xi}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{2}{3}(K-1) + \left(\frac{3}{2} - 2\delta + 4\delta^2\right)\right)}\right] & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (47)$$

$$P_{F1} = \int_{\eta}^{\infty} f_1(x, \lambda_A, \sigma_A^2) dx = Q(\gamma_A, \beta_A), \quad \Delta=1/2\text{에 대해,} \quad (48)$$

$$P_{F2} = \int_{\eta}^{\infty} f_1(x, \lambda_B, \sigma_B^2) dx = Q(\gamma_B, \beta_B), \quad \Delta=1/2\text{에 대해,} \quad (49)$$

윗식들에서

$$Q(a, b) = \int_b^{\infty} x e^{-\frac{(x^2+a^2)}{2}} I_0(ax) dx \quad (50)$$

은 마컴 (Marcum) Q함수이고

$$\gamma_V = \begin{cases} \sqrt{\frac{2M \left(\frac{E_c}{N_0}\right)}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{4(K-1)}{3} + (1-2\delta+2\delta^2)\right)}}, & \Delta=1\text{일때,} \\ \sqrt{\frac{4.5M \left(\frac{E_c}{N_0}\right)}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{2(K-1)}{3} + (1/4 - \delta + 2\delta^2)\right)}}, & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (51)$$

$$\beta_V = \begin{cases} \sqrt{\frac{\Xi}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{4(K-1)}{3} + (1-2\delta+2\delta^2)\right)}}, & \Delta=1\text{일때,} \\ \sqrt{\frac{\Xi}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{2(K-1)}{3} + (1/4 - \delta + 2\delta^2)\right)}}, & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (52)$$

$$\gamma_1 = \begin{cases} \sqrt{\frac{2M \left(\frac{E_c}{N_0}\right)}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{4(K-1)}{3} + (2-4\delta+3\delta^2)\right)}}, & \Delta=1\text{일때,} \\ \sqrt{\frac{2M \left(\frac{E_c}{N_0}\right)}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{2(K-1)}{3} + (5/4 - 3\delta + 2\delta^2)\right)}}, & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (53)$$

$$\beta_1 = \begin{cases} \sqrt{\frac{\Xi}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{4(K-1)}{3} + (2-4\delta+3\delta^2)\right)}}, & \Delta=1\text{일때,} \\ \sqrt{\frac{\Xi}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{2(K-1)}{3} + (5/4 - 3\delta + 2\delta^2)\right)}}, & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (54)$$

$$\gamma_2 = \begin{cases} \sqrt{\frac{2M \left(\frac{E_c}{N_0}\right)}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{4(K-1)}{3} + (1-2\delta+3\delta^2)\right)}}, & \Delta=1\text{일때,} \\ \sqrt{\frac{2M \left(\frac{E_c}{N_0}\right)}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{2(K-1)}{3} + (1/4 + \delta + 2\delta^2)\right)}}, & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (55)$$

$$\beta_2 = \begin{cases} \sqrt{\frac{\Xi}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{4(K-1)}{3} + (1-2\delta+3\delta^2)\right)}}, & \Delta=1\text{일때,} \\ \sqrt{\frac{\Xi}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{2(K-1)}{3} + (1/4 + \delta + 2\delta^2)\right)}}, & \Delta=1/2\text{일때,} \end{cases} \quad (56)$$

$$\gamma_A = \sqrt{\frac{2M \left(\frac{E_c}{N_0}\right)}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{2(K-1)}{3} + (3/2 - 2\delta + 3\delta^2)\right)}} \frac{\delta^2}{\Xi} \quad (57)$$

$$\beta_A = \sqrt{\frac{\Xi}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right) \left(\frac{2(K-1)}{3} + (3/2 - 2\delta + 3\delta^2)\right)}} \quad (58)$$

$$\gamma_B = \sqrt{2M \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \frac{(1/2 - \delta)^2}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{2(K-1)}{3} + (5/4 - \delta + 3\delta^2) \right)}}, \quad (59)$$

$$\beta_B = \sqrt{\frac{\mathcal{E}}{2 + \left(\frac{E_c}{N_0} \right) \left(\frac{2(K-1)}{3} + (5/4 - \delta + 3\delta^2) \right) X}} \quad (60)$$

$$\mathcal{E} = \frac{2\eta}{N_0 M T_c}. \quad (61)$$

결정이 난 뒤, $\max(u_2[n-1], u_2[n])$ 에 따르는 세포를 고를 확률은 다음과 같이 얻을 수 있다. T_1 상태에서

$$P_{T_1} = P(u_2[n-1] < u_2[n] \mid u_1[n] > \eta) \quad (62)$$

이고 T_2 상태에서

$$P_{T_2} = P(u_2[n-1] > u_2[n] \mid u_1[n] > \eta). \quad (63)$$

이다. 끝으로, [12]에서처럼 몬테 카를로 적분을 써서, (62)와 (63)의 값을 얻는다.

V. 수치해석과 모의 실험 결과와 토의

제안한 시스템을 이제까지의 시스템과 견주어 보자. 다음과 같은 매개 변수를 썼다.

- 차수가 10인 원시다항식으로 만든 $L=1023$ 인 칩 의사잡음 부호 수열
- 정합 여파기 상관길이 $M=64$ (부분 주기 상관), $M=1023$ (완전한 주기 상관)
- 진행단계 크기 $\Delta = 1, 1/2$
- 오경보 벌점 시간 $J=2^6=64$ 칩

문턱값 η 는 칩 신호대잡음비와 나머지 부호 위상차의 각 값에서 평균 획득 시간이 가장 짧아지도록 고른다. 10^5 번 몬테 카를로 적분으로 (62)와 (63)의 값을 얻는다.

그림 6은 $M=64, P_F=10^{-2}$ 이고, $\Delta=1$ 일 때, 이제까지의 방법과 제안한 방법의 검파 확률에서 가장 좋은 때와 나쁜 때를 보여준다. 이 그림에서 제안한 방법의 검파 확률은 식 (44)에서 얻은 P_V 이다. 이제까지의 방법의 검파 확률은 나머지 부호 위상차에 대해 매우 민감하지만 제안한 방법은 나머지 부호 위상차의 변화에 강인하다는 것을 알 수 있다. 이 그림에서 정규 근사 해석 결과와 모의실험 결과가 비슷하다는 것도 보일

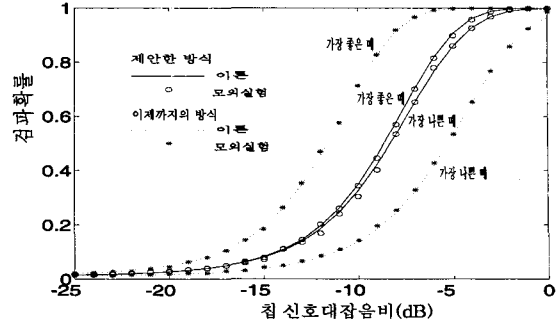


그림 6. $M=64$ 이고 $P_F=10^{-2}$ 일 때 이제까지의 방식과 제안한 방식의 검파 확률
Fig. 6. The detection probabilities for the conventional and proposed schemes when $M=64$ and $P_F=10^{-2}$.

수 있다.

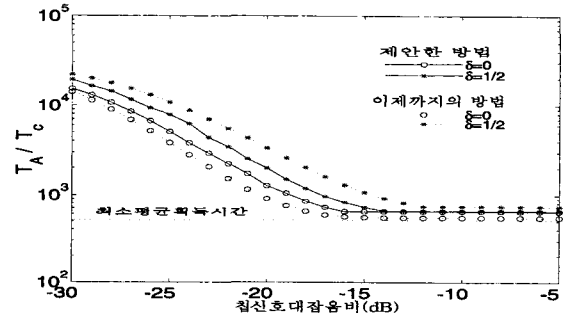


그림 7. $K=40, M=1023, \Delta=1$ 일 때 이제까지의 방식과 제안한 방식의 평균 획득 시간 비교
Fig. 7. The mean acquisition time comparison between the conventional and proposed schemes when $K=40, M=1023$, and $\Delta=1$.

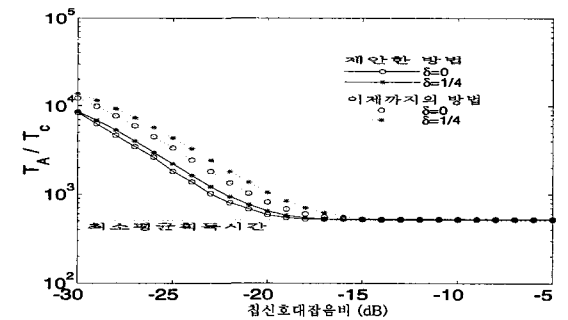


그림 8. $K=40, M=1023, \Delta=1/2$ 일 때 이제까지의 방식과 제안한 방식의 평균 획득 시간 비교
Fig. 8. The mean acquisition time comparison between the conventional and proposed schemes when $K=40, M=1023$, and $\Delta=1/2$.

그림 7과 8은 $K=40, \Delta=1, 1/2$ 이고 $M=1023$ 일 때, 이제까지의 방법과 제안한 방법의 칩 수로 나타낸 평균 획득 시간을 (T_A/T_c) 보여준다. 이 그림에서는 성능이 가장 나쁜 때와 가장 좋은 때를 건주어 보았다. 이 그림을 보면 제안한 방법에서 가장 좋은 때와 가장 나쁜 때의 평균 획득 시간의 차가 이제까지의 방법보다 더 작다는 것이 명백하다. 다시 말하면, 제안한 방법의 성능은 쓰는 이 수에 상관없이 이제까지의 방법보다 나머지 부호 위상차의 효과에 강인하다. 특히, $\Delta=1/2$ 일 때는, 가장 좋은 때와 가장 나쁜 때의 평균 획득 시간 모두에서 제안한 방법이 이제까지의 방법보다 뛰어

나다는 것을 눈여겨 볼 만하다. 칩 신호대잡음비가 높아지면 제안한 방법과 이제까지의 방법의 평균 획득 시간은 포화되나, 포화 영역에서도 제안한 방법이 강인하다는 것이 보인다.

그림 9와 10은 $K=10, 40, \Delta=1, 1/2$ 이고 $M=1023$ 일 때, 나머지 부호 위상차에 대한 제안한 방법과 이제까지의 방법의 성능의 민감도를 보여 준다. 이 그림에서 민감도 K 는 성능의 강인함의 척도인데 아래와 같이 정의된다.

$$K = \frac{T_A|_{\delta=\Delta/2} - T_A|_{\delta=0}}{LT_c} \quad (64)$$

제안한 방법이 K 와 Δ 에 상관없이 이제까지의 방법보다 나머지 부호 위상차 변화에 더 강인하다는 것을 똑똑히 볼 수 있다.

이 그림들로부터 제안한 방법이 실제 쓰는 칩 신호대잡음비 대부분의 값에서 ($-30\text{dB} \sim 0\text{dB}$) 이제까지의 방법보다 뛰어난 것을 알 수 있다. 특히, $\Delta=1/2$ 일 때, 제안한 방법은 이제까지의 방법보다 훨씬 뛰어나다. 칩 신호대잡음비가 높을 때와 낮을 때, 이제까지의 방법이 제안한 방법보다 약간 더 좋다. 이는 제안한 방법에서 두 연속적인 정합 여파기 출력을 쓰기 때문에 칩 신호대잡음비가 높은 때와 낮은 때에 각각 다중접속 간섭과 잡음 효과가 이제까지의 방법보다 조금 늘어나기 때문이다. 그런데, 칩 신호대잡음비가 높을 때, 제안한 방법과 이제까지의 방법의 성능은 모두 좋다. 그러므로, 두 방법의 작은 성능 차이는 칩 신호대잡음비가 높을 때에는 그리 큰 뜻이 없다.

VI. 맺음말

이 논문에서는 먼저 나머지 부호 위상차가 부호 획득 방법의 성능에 미치는 영향을 알아보았다. 나머지 부호 위상차가 바뀔 때, 검파 확률이 낮아지고 평균 획득 시간이 바뀌는 것을 봄으로써 나머지 부호 위상차의 변화가 부호 획득 방법의 성능에 영향을 준다는 것을 알 수 있었다. 나머지 부호 위상차 때문에 이제까지의 방법에서 일어나는 성능 변화를 줄일 수 있도록 두 연속적인 정합 여파기 출력을 쓰는 새로운 부호 획득 방법을 제안하였다.

흐름도식 방법으로 새로운 방법의 평균 획득 시간을

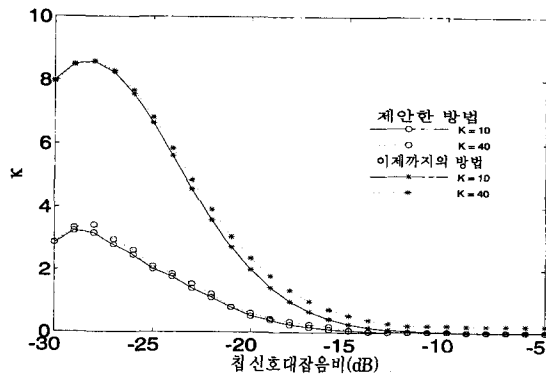


그림 9. $K=10, 40, M=1023, \Delta=1$ 일 때 이제까지의 방식과 제안한 방식 사이의 민감도 비교
Fig. 9. The comparison of the sensitivity between the conventional and proposed schemes for $K=10$ and 40 when $M=1023$ and $\Delta=1$.

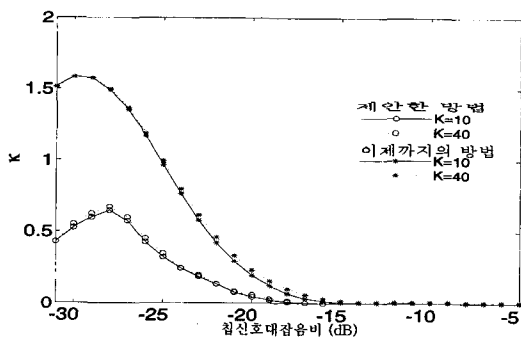


그림 10. $K=10, 40, M=1023, \Delta=1/2$ 일 때 이제까지의 방식과 제안한 방식 사이의 민감도 비교
Fig. 10. The comparison of the sensitivity between the conventional and proposed schemes for $K=10$ and 40 when $M=1023$ and $\Delta=1/2$.

언였고, 검파 확률과 오경보 확률을 얻음으로써 제안한 방법의 성능을 분석하였다. 제안한 방법의 성능을 이제까지의 방법과 견주어 보아 제안한 방법이 이제까지의 방법보다 나머지 부호 위상차의 변화에 강인하고 이제까지의 방법보다 뛰어난을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] 김광순, 박성일, 송익호, 배진수 “충격성 잡음에서 격자부호변조를 쓰는 직접수열 대역확 산계통의 성능,” *한국통신학회논문지*, 제23권, 950-956쪽, 1998년 4월

[2] K.S. Kim, I. Song, Y.H. Kim, Y.U. Lee, and J. Lee, "Analysis of quasi-ML multiuser detection of the DS/CDMA systems in asynchronous channels", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-47, pp. 1875-1883, Dec. 1999.

[3] 남승현, 성원용, "DS-CDMA 수신기의 입력 양자화 효과 해석," *한국통신학회논문지*, 제23권, 2271-2280쪽, 1998년 9월

[4] R.L. Peterson, R.E. Ziemer, and D.E. Borth, *Introduction to Spread-Spectrum Communications*, Prentice-Hall, pp. 308-310, 1995.

[5] R.R. Rick and L.B. Milstein, "Parallel acquisition in mobile DS-CDMA systems," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-45, pp. 1466-1476, Nov. 1997.

[6] A. Polydoros and C.L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-parts I and II," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-32, pp. 542-560, May 1984.

[7] W. Zhuang, "Noncoherent hybrid parallel PN code acquisition for CDMA mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-45, pp. 643-656, Nov. 1996.

[8] M.H. Zarrabizadeh and E.S. Sousa, "A differentially coherent PN code acquisition receiver for CDMA systems," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-45, pp.1456-1465, Nov. 1997.

[9] 유영환, 문태현, 주관유, 강창언, "Detection Technique for Code Acquisition in DS-SS systems Employing PN Matched Filters," *한국통신학회논문지*, 제23권, 1699-1706쪽, 1998년 7월

[10] 윤석호, 나머지 부호 위상차 변화에 강인한 직접수열 부호분할 다중접속 부호 획득 방법, 석사학위논문, 한국과학기술원, 41-44쪽, 1999년 2월

[11] J.S. Lehnert and M.B. Pursley, "Error probabilities for binary direct-sequence spread-spectrum communications with random signature sequences," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-35, pp. 87-98, Jan. 1987.

[12] W.-H. Sheen, J.-K. Tzeng, and C.-K. Tzou, "Effects of cell correlations in a matched-filter PN code acquisition for direct-sequence spread-spectrum systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-48, pp. 724-732, May 1999.

저 자 소 개

尹錫皓(正會員) 第37卷 TC編 第1號 參照

金善勇(正會員) 第36卷 S編 第9號 參照

尹炯植(正會員) 第36卷 S編 第9號 參照

李容業(正會員) 第36卷 S編 第9號 參照

宋翊鎬(正會員) 第37卷 TC編 第1號 參照