

논문 2004-41TC-5-3

# 칩비동기 직접수열 대역확산 시스템에서 비동기 직렬 의사잡음코드 포착을 위한 결정통계량

## (Decision Statistics for Noncoherent Serial PN Code Acquisition in Chip-Asynchronous DS/SS Systems)

윤 석 호\*, 김 선 용\*\*

(Seokho Yoon and Sun Yong Kim)

### 요 약

이 논문에서는, 칩비동기 직접수열 대역확산 시스템을 위한 최적 및 준최적 직렬 코드 포착 기법을 제안한다. 기존의 직렬 코드 포착 기법은 상관기 출력값 각각을 하나씩 차례대로 정해진 문턱값과 비교하는 방식이며, 이러한 방식은 칩동기 가정 아래에서는 최적임이 알려져 있다. 하지만 역확산 이전에 이루어지는 코드 포착 과정에서는 각 칩의 신호대잡음비가 매우 낮기 때문에 칩동기 가정이 만족되기 어렵다. 따라서 이 논문에서는 좀더 현실적이고 일반적인 칩비동기 환경을 생각하고 이를 위해 최대우도 기준에 바탕을 둔 최적 직렬 코드 포착 기법을 제안한다. 또한, 좀더 간단하면서도 최적 기법과 비슷한 성능을 지니는 준최적 기법을 국소 최적 검파 전력 기준에 바탕을 두고 제안한다. 마지막으로 수치 해석 결과를 통해, 제안한 최적 및 준최적 직렬 코드 포착 기법이 칩비동기 환경아래에서 기존의 직렬 코드 포착 기법보다 뛰어난 성능을 보인다.

### Abstract

In this paper, we propose optimal and suboptimal serial code acquisition schemes for chip-asynchronous direct-sequence spread-spectrum systems. The conventional serial code acquisition scheme is to compare each value of correlator outputs with a threshold individually. However, such a scheme is optimum only under the chip-synchronous assumption which is actually very difficult to be held prior to acquisition at the receiver because the signal-to-noise ratios before despreading are very low. In this paper, an optimal serial code acquisition scheme is derived based on the maximum-likelihood criterion under the more realistic and general chip-asynchronous environments. A suboptimal scheme, which is simpler but yields comparable performance to the optimal one, is also derived based on the criterion of local detection power. Numerical results show that, under the chip-asynchronous environments, both the optimal and suboptimal serial code acquisition schemes outperform the conventional serial code acquisition scheme.

**Keywords :** DS/SS system, signal detection, code acquisition

### I. 서 론

직접수열 대역확산 시스템에서 보내진 정보를 복원하기 위한 역확산과 복조과정은 수신된 의사잡음코드와 수신기에서 만들어진 의사잡음코드 사이의 동기화가 이루어져야 가능하기 때문에 두 의사잡음코드 사이의 동기화는 직접수열 대역확산 통신에 있어 매우 중요하다<sup>[1]</sup>. 동기화 과정은 일반적으로 대략적인 동기화를 수행하는 코드 포착과 좀더 세밀한 동기화를 수행함과 동시에 동기화된 상태를 유지하는 코드 추적의 두 단계로 이루어진다. 이 논문에서는 첫째 단계인 코드 포착을 다루며 특히 가장 실용적이고 일반적으로 널리 쓰이는

\* 정회원, 성균관대학교 정보통신공학부  
(School of Information and Communication Engineering, Sungkyunkwan University)

\*\* 정회원, 건국대학교 전자공학부  
(Department of Electronics Engineering, Konkuk University)

※ 이 논문은 2002년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-2002-041-D00380).

접수일자: 2003년12월18일, 수정완료일: 2004년4월28일

직렬 코드 포착 방식에 대한 문제를 다룬다.

이제까지 빠른 직렬 코드 포착을 위해 제안된 기법들의 대부분은 칩동기 가정아래에서 제안되어 왔다<sup>[1]-[5]</sup>. 다시 말해 수신기가 수신된 의사잡음코드의 칩 경계를 알고 있다는 가정아래에서 그 기법이 제안되어 온 것이다. 그러나 역확산 이전에 이루어지는 코드 포착 과정에서는 각 칩의 신호대잡음비가 매우 낮기 때문에, 코드 포착 과정 중 수신기에서 칩 경계를 결정한다는 것은 매우 어렵다. 따라서 이 논문에서는 수신기가 칩 경계에 대한 정보를 지니고 있지 않은 좀더 현실적이고 일반적인 칩비동기 환경에 적합한 최적 및 준최적 직렬 코드 포착 기법을 제안한다. 상관기 출력값 각각을 하나씩 차례대로 문턱값과 비교하는 기존의 직렬 코드 포착 기법이 칩동기 가정아래에서는 최적이지만<sup>[6]</sup>, 칩비동기 환경아래에서 기존의 기법은 더 이상 최적이지 않다.

먼저 최대우도 기준에 바탕을 두고 최적 직렬 코드 포착 기법을 제안한다. 그러나 제안한 최적 기법은 다루기에 그 복잡도가 크기 때문에, 더 간단하면서도 최적 기법과 비슷한 성능을 지니는 준최적 기법을 국소 최적 검파 전력 기준에<sup>[7]</sup> 바탕을 두고 제안한다. 코드 포착 기법의 성능을 평가하는 가장 중요하고 일반적인 성능지수는 평균 코드 포착 시간이다<sup>[1]</sup>. 따라서 제안한 최적 및 준최적 직렬 코드 포착 기법과 기존 직렬 코드 포착 기법의 평균 코드 포착 시간을 비교하고 그 결과를 통해 제안한 최적 및 준최적 직렬 코드 포착 기법이 칩비동기 환경아래에서 기존의 직렬 코드 포착 기법보다 뛰어난 점을 보인다.

## II. 최적 및 준최적 직렬 코드 포착 기법

1. 칩비동기 환경에서 상관기 출력값과 그 확률분포  
직접수열 대역확산 시스템에서 수신된 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{2S}d(t + \tau T_c)c(t + \tau T_c)\cos(\omega_c t + \theta) + n(t), \quad (1)$$

여기서,  $S$ 는 신호전력을,  $d(t)$ 는 데이터 신호를,  $T_c$ 는 칩 길이를,  $\tau$ 는 칩 길이  $T_c$ 로 정규화된 시간 지연을,  $\omega_c$ 는 반송파 각주파수를,  $\theta$ 는 반송파 위상을 나타낸다.

$c(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_i p_{T_c}(t - iT_c)$ 이고, 여기서  $c_i \in \{-1, 1\}$ 는 주기가  $L$ 인 의사잡음코드의  $i$ 번째 칩을,  $p_{T_c}(t)$ 는  $[0, T_c]$ 구간에서 구형파인 의사잡음코드파형을 나타낸다.  $n(t)$ 는 양쪽 전력 대역 밀도가  $D_0/2$ 인 덧셈꼴 흰빛 정규잡음이다. 코드 포착은 데이터 변조가 없을 때 좀더 빨리 이루어질 수 있기 때문에, 일반적으로 코드 포착을 위한 데이터 변조 없는 초기훈련구간을 둔다<sup>[1]</sup>. 따라서 이 논문에서는  $d(t) = 1$ 로 둔다. 또, 초기 코드 포착은 보통 반송파 위상 동기를 맞추기 이전에 이루어지므로, 수신기의 상관기는 비동기 동위상-직각위상 ( $I-Q$ ) 상관기라고 가정한다.

$\tau = p + \delta$ 라고 할때,  $p = \tau$ 는  $\tau$ 의 정수 부분이고,  $\delta \in [0, 1)$ 이다 (칩동기 가정아래에서는  $\delta = 0$ 으로 둔다). 또,  $c(t)$ 의 주기가  $LT_c$ 이기 때문에, 일반성의 손실없이  $\tau \in [0, L)$ 이라고 둘 수 있다. 비동기 동위상-직각위상 상관기로 이루어진 수신기에서, 수신된 신호  $r(t)$ 는 먼저 기저대역 성분인 동위상  $I$  성분과 직각 위상  $Q$  성분으로 변환된다. 그 뒤,  $I, Q$  경로 각각에서  $I, Q$  신호와 수신기에서 만들어진 의사잡음코드와의 상관기가 이루어진다.

그러므로, 상관기  $I, Q$  경로의 각  $n$ 번째 출력  $e_I[n]$ 과  $e_Q[n]$ 은,  $i = I, Q$ 이고  $n = 0, 1, 2, \dots, L-1$  (여기서  $n$ 값은 모듈로 (modulo)  $L$  값) 일 때 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} e_i[n] &= \int_0^{LT_c} r(t)c(t+nT_c)\sqrt{2}\cos(\omega_c t + g_i\frac{\pi}{2})dt \\ &= \sqrt{SR_c}((\tau-n)T_c)\cos(\theta - g_i\frac{\pi}{2}) + N_i[n], \\ &= \begin{cases} \sqrt{SLT_c}(1-\delta)\cos(\theta - g_i\frac{\pi}{2}) + N_i[n] & \text{if } n = p, \\ \sqrt{SLT_c}\delta\cos(\theta - g_i\frac{\pi}{2}) + N_i[n] & \text{if } n = p+1, \\ N_i[n] & \text{otherwise,} \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $g_I = 0, g_Q = 1$ 이고,  $\{N_I[n]\}_{n=0}^{L-1}$ 과  $\{N_Q[n]\}_{n=0}^{L-1}$ 는 평균이 0이고, 분산  $\sigma_N^2 = D_0LT_c/2$ 인 서로 독립이고 분포가 같은 (i.i.d., independent and identically distributed) 정규 확률 변수이다. 또,  $R_c$ 는 의사잡음코드  $c(t)$ 의 자기 상관 함수이며 다음과 같다.

$$R_c(\epsilon) = \begin{cases} LT_c(1 - \frac{|\epsilon|}{T_c}), & \epsilon \leq T_c \\ 0, & \epsilon > T_c. \end{cases} \quad (3)$$

따라서,

$$e_i[p] \sim G(\sqrt{SLT_c}(1-\delta)\cos(\theta - g_i \frac{\pi}{2}), \sigma_N^2),$$

$$e_i[p+1] \sim G(\sqrt{SLT_c}\delta\cos(\theta - g_i \frac{\pi}{2}), \sigma_N^2) \text{ 이고,}$$

$n \neq p, p+1$  일 때  $e_i[n] \sim G(0, \sigma_N^2)$  임을 알 수 있다.

여기서,  $G(m, \sigma^2)$ 은 평균이  $m$ 이고, 분산이  $\sigma^2$ 인 정규 분포를 뜻한다. 최종적으로, 상관기 출력값을 얻기 위해  $I, Q$  경로의 출력 값들은 제곱된 뒤 더해지고, 그 결과  $n$ 번째 상관기 출력 값  $x_n$ 은  $n = 0, 1, 2, \dots, L-1$  일 때 다음과 같이 주어진다.

$$x_n = e_I^2[n] + e_Q^2[n]. \tag{4}$$

$\{e_I[n]\}_{n=0}^{L-1}$ 과  $\{e_Q[n]\}_{n=0}^{L-1}$ 은 서로 상관성이 없는 (uncorrelated) 정규 확률변수이기 때문에, 그 결과 서로 통계학적으로 독립이다. 따라서,  $x_n$ 은  $n = p, p+1$  일 때, 자유도 2인 비중심 카이제곱 (noncentral chi-square) 분포를 갖는 확률변수이고,  $n \neq p, p+1$  일 때, 자유도 2인 중심 카이제곱 (central chi-square) 분포를 갖는 확률변수이다. 그러므로,  $\sigma_N^2$ 으로 정규화된  $x_n$ 의 확률밀도함수  $f_n(x)$ 는  $n = 0, 1, 2, \dots, L-1$  일 때, 다음과 같이 주어진다.

$$f_n(x) = \begin{cases} \frac{1}{2} \exp\left\{-\frac{x + 2\mu^2(1-\delta)^2}{2}\right\} I_0(\sqrt{2\mu^2(1-\delta)^2x}) & \text{if } n = p, \\ \frac{1}{2} \exp\left\{-\frac{x + 2\mu^2\delta^2}{2}\right\} I_0(\sqrt{2\mu^2\delta^2x}) & \text{if } n = p+1, \\ \frac{1}{2} \exp\left\{-\frac{x}{2}\right\} & \text{otherwise.} \end{cases} \tag{5}$$

여기서,  $\mu = \sqrt{SLT_c/D_0}$ 는 신호대잡음비에 해당되는 값이고,  $I_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp(x \cos\theta) d\theta$ 는 차수가 0인 1차 수정 베셀 함수이다.

### 2. 최적 직렬 코드 포착 기법

서론에서 설명한 것처럼 기존 직렬 코드 포착 기법에서는 상관기 출력값 각각을 하나씩 차례대로 문턱값과 비교한다. 다시말해 기존 직렬 코드 포착 기법에서 코드 포착 판정을 위해 매 결정 순간마다 문턱값과 비교되는 결정 통계량은 (decision statistic) 하나의 상관기 출력값이다. 이것은 칩동기 가정으로 ( $\delta=0$ ) 인해 단지 하나의 상관기 출력 값에 신호성분 전체가 포함되어 있다고 간주하기 때문이다. 그러나 바로 앞절에서 살펴본

것처럼 실제적인 칩비동기 환경에서 신호성분은 두 상관기 출력 값  $x_p$ 와  $x_{p+1}$ 에 나뉘어 포함되게 되며, 따라서 이 때에는 그 나뉘어진 신호성분이 가장 효율적으로 결합되어 코드 포착 판정에 쓰일 수 있도록 결정통계량을 정해야 한다. 그러므로, 이 절에서는 최대우도 기준을 사용하여, 신호성분을 포함하고 있는 두 상관기 출력 값  $x_p$ 와  $x_{p+1}$ 이 가장 효율적으로 결합되도록 하는 최적 결정통계량을 얻는다. 먼저  $\mathbf{x} = [x_n, x_{n+1}]$ 을 두 개의 연속적인 상관기 출력 값의 관측 벡터라고 하자. 간단한 수학적 표기를 위해,  $n \neq p, p+1$  일때의  $f_n(x)$ 를  $\phi(x)$ 로 나타내면 (다시말해  $\phi(x) = \frac{1}{2} \exp(-\frac{x}{2})$ ), 최대우도 기준에 따른 최대우도비는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\Lambda(\mathbf{X}) = \prod_{i=1}^2 \frac{f_{p+i-1}(X_i)}{\phi(X_i)}, \tag{6}$$

여기서,  $\mathbf{X} = (X_1, X_2)$ 은  $\mathbf{x}$ 의 구현 (realization) 가운데 하나이다. 식 (5)를 식 (6)에 대입한 뒤, 관측값  $\mathbf{X}$ 를 포함하지 않는 항들을 소거함으로써 다음과 같은 최적 결정통계량  $\Gamma^O(\mathbf{x})$ 을 얻을 수 있다.

$$\Gamma^O(\mathbf{x}) = [I_0(\sqrt{2\mu^2(1-\delta)^2x_n}) I_0(\sqrt{2\mu^2\delta^2x_{n+1}})], \tag{7}$$

여기서,  $x_L = x_0$ 임을 유념한다. 그러나 최적 결정통계량 (7)의 실제 구현은  $\mu$ 와  $\delta$ 의 값을 알아야 하고,  $I_0(\cdot)$ 의 계산이 요구되기 때문에 어렵다. 따라서, 다음 절에서는 실제구현이 가능한 좀더 간단한 구조의 준최적 결정통계량을 얻는다.

### 3. 준최적 직렬 코드 포착 기법

이 절에서는 최적 결정통계량보다 실제구현에 있어 간단하면서도 크게 성능이 떨어지지 않는 준최적 결정통계량을 유도하기 위해 신호 검파 이론의 국소 최적 (locally optimum) 검파기를 생성하는 국소 최적 검파 전력 기준을 사용한다. 이 기준을 사용하는 이유는 다음과 같다. 첫째, 국소 최적 검파기는 신호대잡음비가 매우 낮을 때 매우 좋은 성능을 보인다는 것이다<sup>[7]</sup>. 둘째, 국소 최적 검파기는 늘 얻을 수 있고, 최적 검파기보다 쉽게 구현할 수 있다는 점이다<sup>[8],[9]</sup>.

국소 최적 검파 전력 기준의 일반적인 정의는  $\frac{d^\nu(\Lambda(\mathbf{X}))}{d\mu^\nu}|_{\mu=0}$ 이다. 여기서  $\nu$ 는  $\delta=0$ 에서  $\Lambda(\mathbf{X})$ 의 미

분계수가 0이 되지 않는 가장 작은 차수이다. 식 (6)을 사용하여,  $\mu = 0$ 에서  $\Lambda(\mathbf{X})$ 의 1차 미분계수를 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{d(\Lambda(\mathbf{X}))}{d\mu} \Big|_{\mu=0} &= \frac{d}{d\mu} [\exp(-\mu^2(\delta^2 + (1-\delta)^2))] \\ &\times I_0(\sqrt{2\mu^2(1-\delta)^2 X_1}) I_0(\sqrt{2\mu^2\delta^2 X_2}) \\ &= \sum_{i=1}^3 \alpha_i'(0) \Pi_{j=1, j \neq i}^3 \alpha_j(0) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서, } \alpha_i'(0) &\stackrel{\text{def}}{=} \frac{d\alpha_i}{d\mu} \Big|_{\mu=0}, \quad \alpha_i(0) \stackrel{\text{def}}{=} \alpha_i \Big|_{\mu=0}, \\ \alpha_1 &= \exp(-\mu^2(\delta^2 + (1-\delta)^2)), \\ \alpha_2 &= I_0(\sqrt{2\mu^2(1-\delta)^2 X_1}), \\ \alpha_3 &= I_0(\sqrt{2\mu^2\delta^2 X_2}) \text{이다.} \end{aligned}$$

이때,  $I_0(0) = 1$  과

$$\frac{dI_0(x)}{dx} \Big|_{x=0} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos\theta d\theta = 0 \text{ 으로부터}$$

$$\begin{aligned} \alpha_1(0) &= \alpha_2(0) = \alpha_3(0) = 1 \text{ 이고,} \\ \alpha_1'(0) &= \alpha_2'(0) = \alpha_3'(0) = 0 \text{ 임을 알 수 있다.} \end{aligned}$$

따라서 식 (8)은 0이 된다. 그러므로,  $\mu = 0$ 에서  $\Lambda(\mathbf{X})$ 의 2차 미분계수를 계산해야 한다.

$$\begin{aligned} \frac{d^2(\Lambda(\mathbf{X}))}{d\mu^2} \Big|_{\mu=0} &= \left[ \sum_{i=1}^3 \{ \alpha_i'(0) \Pi_{j=1, j \neq i}^3 \alpha_j(0) \right. \\ &\quad \left. + \alpha_i(0) \sum_{j=1, j \neq i}^3 \alpha_j'(0) \Pi_{k=1, k \neq j, i}^3 \alpha_k(0) \right], \end{aligned} \quad (9)$$

여기서,  $\alpha_i'(0) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{d^2\alpha_i}{d\mu^2} \Big|_{\mu=0}$  이다.

이 때,  $\frac{d^2 I_0(x)}{dx^2} \Big|_{x=0} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos^2\theta d\theta = \frac{1}{2}$  로 부터,  $\alpha_1'(0) = 0$ ,  $\alpha_2'(0) = (1-\delta)^2 X_1$ ,  $\alpha_3'(0) = \delta^2 X_2$  임을 알 수 있고, 이 결과로부터 식 (9)는

$$[(1-\delta)^2 X_1 + \delta^2 X_2] \quad (10)$$

이 된다.

식 (10)은  $\delta$ 의 값에 따라 변한다. 하지만 실제적인 시스템에서,  $\delta$ 의 값은 보통 알려지지 않는다. 따라서  $\delta$ 에

의존하지 않으면서도 그러나 모든 가능한  $\delta$ 에 대하여 좋은 성능을 보이는 결정통계량을 얻기 위해 몇가지 방법을 생각한다. 첫째, 식 (10)을 주어진  $\delta$ 에 따른 조건부 식으로 생각하여,  $\delta$ 가 구간  $[0, 1)$ 에서 균일하게 분포된 확률변수라는 가정과 함께 식 (10)에  $\delta$ 에 대한 평균을 취한다. 이때 식 (10)은  $X_1 + X_2$ 가 된다. 둘째,  $\delta$ 의 평균값 또는 임의의  $\delta$ 값을 식 (10)에 이용한다.  $\delta$ 는 위에서 언급했듯이 구간  $[0, 1)$ 에서 균일하게 분포된 확률변수라고 가정될 수 있기 때문에,  $\delta$ 의 평균값은 0.5이다. 또한  $\delta=0.5$ 라는 값은 칩비동기 코드 포착 시스템에 있어 최악의 경우에 해당되는  $\delta$ 의 값이다. 따라서  $\delta=0.5$ 라는 선택은 시스템 디자인 관점에서 최악의 경우까지를 고려한 선택인 셈이다. 이제  $\delta$ 의 평균값 또는 디자인 관점으로부터 선택된

$\delta=0.5$ 를 식 (10)에 이용하면, 식 (10)은 역시  $X_1 + X_2$ 가 된다. 이와 같은 논의로부터,  $X_1 + X_2$ 가 준최적 결정통계량의 합당한 선택 가운데 하나라는 것이 명백하다. 그러므로 이 논문에서는 준최적 결정통계량  $I^s(\mathbf{x})$ 을 다음과 같이 제안한다.

$$I^s(\mathbf{x}) = [x_n + x_{n+1}]. \quad (11)$$

### III. 수치 해석 결과 및 결론

이 장에서는 제안한 최적 및 준최적 직렬 코드 포착 기법과 기존 직렬 코드 포착 기법의 평균 코드 포착 시간 ( $T_A$ ) 성능을 비교분석한다. 앞서 설명했듯이 기존 직렬 코드 포착 기법은 상관기 출력값 각각을 하나씩 차례대로 문턱값과 비교하는 방식으로서 기존 직렬 코드 포착 기법의 결정통계량  $I^c$ 는  $I^c = x_n$ 로서 나타낼 수 있다.  $T_A^o$ ,  $T_A^s$ ,  $T_A^c$ 는 각각 최적, 준최적, 기존 직렬 코드 포착 기법의 평균 포착 시간을 뜻한다고 하자. 성능평가에 있어 원시 다항식  $1 + z^3 + z^7$ 로부터 발생된 주기  $L=127$ 인  $m$  수열로 이루어진 의사잡음코드가 사용되었으며, 또한  $100L$ 과  $10L$ 의 오정보 별점 시간이 ( $K$ ) 사용되었다. 문턱값은 칩당 신호대잡음비마다 세 가지 코드 포착 기법 각각의 평균 코드 포착 시간이 최소화 되도록 결정되었다. 그림 1-4에서, 평균 코드 포착 시간은 높은 칩당 신호대잡음비에서는 코드 포착 시스템 매개변수에 의해 결정되는 최소값에 도달된다. 이 논문에서는 균일한 선택분포를 (priori distribution) 가정하였으며, 이 경우 높은 칩당 신호대잡음비에서 도달되는

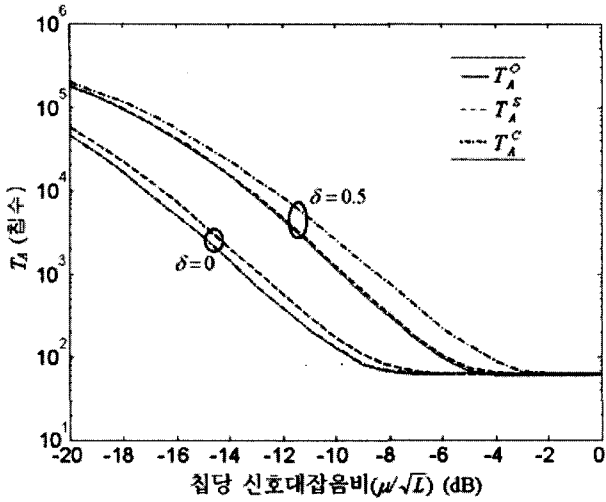


그림 1.  $K = 100L$ 일 때,  $\delta = 0, 0.5$ 에 대한 최적, 준최적, 기존 코드 포착 기법의 평균 코드 포착 시간 ( $T_A$ )

Fig. 1. Mean code acquisition times ( $T_A$ ) of the optimal, suboptimal, and conventional code acquisition schemes for  $\delta = 0, 0.5$  when  $K = 100L$

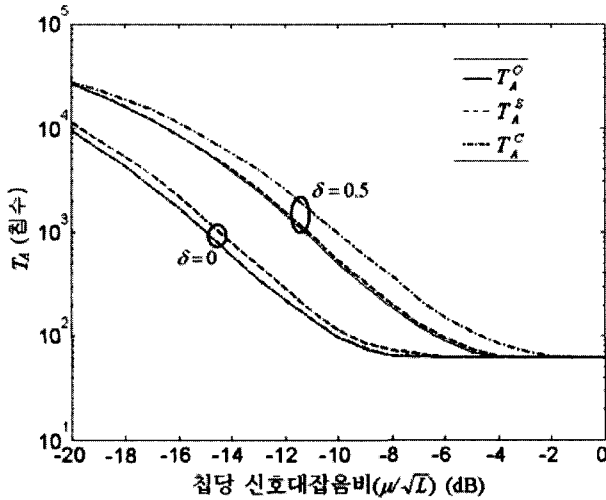


그림 2.  $K = 10L$ 일 때,  $\delta = 0, 0.5$ 에 대한 최적, 준최적, 기존 코드 포착 기법의 평균 코드 포착 시간 ( $T_A$ )

Fig. 2. Mean code acquisition times ( $T_A$ ) of the optimal, suboptimal, and conventional code acquisition schemes for  $\delta = 0, 0.5$  when  $K = 10L$

최소 평균 코드 포착 시간은  $\frac{1}{2}LT_c$ 이다.

그림 1과 2는 각각  $K=100L$ 과  $10L$ 일때,  $\delta=0, 0.5$ 인 경우에 대해 칩 수로 나타낸 세 가지 코드 포착 기법의 평균 코드 포착 시간을 보여준다. 이 그림들에서 볼 수 있듯이  $T_A^C$ 는  $\delta=0$ 일때  $T_A^O$ 와 거의 같고, 반면에  $T_A^S$ 는  $\delta=0.5$ 일때  $T_A^O$ 와 매우 가깝다.  $\delta=0$ 일 경우, 코드 포착 모

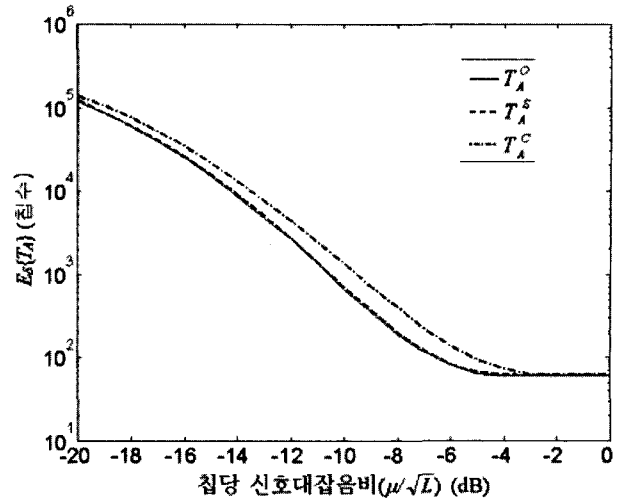


그림 3.  $K = 100L$ 일 때, 최적, 준최적, 기존 코드 포착 기법의  $E_\delta\{T_A\}$

Fig. 3.  $E_\delta\{T_A\}$  of the optimal, suboptimal, and conventional code acquisition schemes when  $K = 100L$

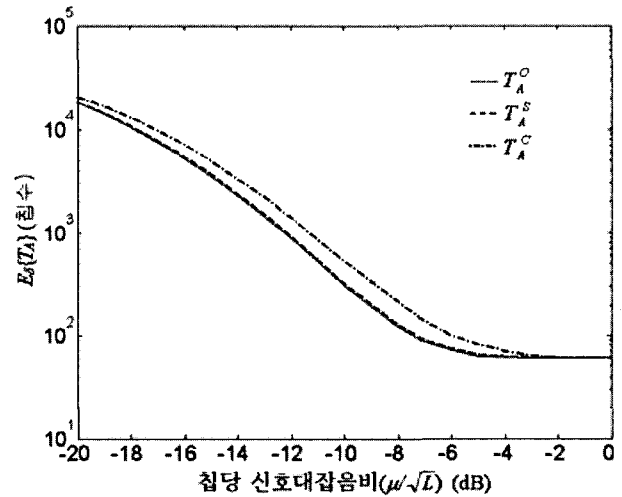


그림 4.  $K = 10L$ 일 때, 최적, 준최적, 기존 코드 포착 기법의  $E_\delta\{T_A\}$

Fig. 4.  $E_\delta\{T_A\}$  of the optimal, suboptimal, and conventional code acquisition schemes when  $K = 10L$ .

형은 칩동기를 가정할 때의 모형으로 된다. 따라서 서론에서 언급했듯이, 기존 코드 포착 기법이 최적이며, 식 (7)의 최적 결정통계량은 기존 결정통계량이 된다. 다시말해, 칩 동기 모형은 칩비동기 모형의 한 특별한 경우이기 ( $\delta=0$ ) 때문에 칩비동기 모형에 대해 유도된 식 (7)의 최적 결정통계량은  $\delta=0$ 일 경우, 기존 결정통계량이 되는 것이다. 구체적으로 살펴보면,  $\delta=0$ 일때, 식 (7)의 최적 결정통계량  $r^o$ 은  $\lambda_0(\sqrt{2\mu^2 x_n})$ 이 되며, 수정 베셀함수  $\lambda_0(\cdot)$ 의 단조성에 (monotonicity) 의해  $r^o$ 은 곧  $x_n$ 이 된다. 이것은 이 장의 처음에 언급한 기존

결정통계량  $r^c$ 와 같다. II.2절에서 언급했듯이,  $\delta=0$  일 때 모든 신호성분은 하나의 상관기 출력에 ( $x_p$ ) 포함된다. 따라서  $r^c$ 에서처럼  $x_p$ 에 임의의 다른 상관기 출력값을 추가하는 것은 단순히 통계량의 잡음전력을 증가시킬 뿐이며, 그 결과, 성능은 단지  $x_p$ 를 쓰는  $r^c$ 의 성능보다 다소 나빠지게 된다. 한편  $\delta=0.5$ 일 경우, 최적 및 준최적 코드 포착 기법은 기존 기법에 비해 0.5 ~ 1.5dB 정도의 향상을 보여준다.  $\delta=0.5$  일 경우, 신호성분은  $x_p$ 와  $x_{p+1}$ 에 똑같이 나뉘어 포함되게 된다. 제안한 최적 및 준최적 기법에서는  $x_p$ 와  $x_{p+1}$ 이 코드 포착의 검파과정에서 결합적으로 (jointly) 쓰이기 때문에 검파를 위한 평균 강도가 (strength)  $x_p$ 와  $x_{p+1}$ 을 개별적으로, 다시 말해 하나씩 차례대로 쓰는 기존 기법보다 증가하게 된다. 따라서 제안한 최적 및 준최적 코드 포착 기법의 성능은 기존 기법에 비해 향상된다.

그림 3과 4는 각각  $K=100L$ 과  $10L$ 일 때, 여러  $\delta$ 값에 대한 평균 코드 포착 시간을 얻은 뒤, 이들의 평균을 취한 평균 코드 포착 시간  $E_{\delta}\{T_A\}$ 를 보여준다. 여기서  $E_{\delta}$ 는  $\delta$ 에 대한 기대값을 나타낸다.  $\delta$ 에 대한 평균화를 위해,  $\delta \in [0,1)$ 에서 균일하게 발생된  $10^7$ 개의  $\delta$ 값들이 사용되었다. 이 그림들로부터 준최적 코드 포착 기법의 성능이 최적 코드 포착 기법의 성능에 매우 가까움을 볼 수 있다. 또한  $E_{\delta}\{T_A\}=10^3 T_c$ 일 때, 최적 및 준최적 기법은 기존 기법에 비해 약 1dB의 이득을 얻을 수 있음이 관찰된다. 이것은 다음과 같이 설명될 수 있다. 기존 코드 포착 기법에서는 신호성분을 포함하고 있는 두 개의 상관기 출력이 개별적으로 코드 포착의 검파과정에서 사용된다. 그러나 제안한 최적 및 준최적 코드 포착 기법에서는 그 두 개의 상관기 출력이 결합적으로 검파를 위해 사용되는 것이다. 그 결과, 각 상관기 출력에 따르는 신호에너지가 효율적으로 결합되어 검파에 사용된다. 다시 말해, 최적 및 준최적 기법에서는 검파과정동안 두 개의 신뢰성 높은 출력들로부터 신호에 대한 좀더 정확한 정보를 얻게 되는 것이다. 그러므로 제안한 최적 및 준최적 코드 포착 기법은 기존 코드 포착 기법의 성능보다 더 좋은 성능을 보이게 된다.

Handbook, NY: McGraw-Hill, 1994.

- [2] G. Giunta, "Generalized Q-functions for application to noncoherent serial detection of spread-spectrum communication signals," IEEE Trans. Signal Process., vol. 48, pp. 1506-1513, May 2000.
- [3] D.L. Noneaker, A.R. Raghavan, and C.W. Baum, "The effect of automatic gain control on serial, matched-filter acquisition in direct-sequence packet radio communications," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 50, pp. 1140-1150, July 2001.
- [4] 김홍길, 정창용, 송익호, 권형문, 김용석, "주파수선택적 감쇄 채널에서 부호순위 통계량을 쓴 부호 획득 방법," 대한전자공학회논문지, 제39권, TC편, 11-22쪽, 2002년 2월.
- [5] B. Wang and H.M. Kwon, "PN code acquisition using smart antenna for spread-spectrum wireless communications - part I," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 52, pp. 142-149, Jan. 2003.
- [6] A.J. Viterbi, CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication, MA: Addison-Wesley, 1995.
- [7] S.A. Kassam, Signal Detection in Non-Gaussian Noise, NY: Springer-Verlag, 1987.
- [8] R.S. Blum, "Locally optimum distributed detection of correlated random signals based on ranks," IEEE Trans. Inform. Theory., vol. 42, pp. 931-942, May 1996.
- [9] I. Song, J. Bae, and S.Y. Kim, Advanced Theory of Signal Detection, Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 2002.

## 참고 문헌

- [1] M.K. Simon, J.K. Omura, R.A. Scholtz, and B.K. Levitt, Spread Spectrum Communications

— 저 자 소 개 —



윤 석 호(정회원)

1997년 2월 한국과학기술원 전자  
전산학과 학사 (최우등)  
1999년 2월 한국과학기술원 전자  
전산학과 석사  
2002년 2월 한국과학기술원  
전자전산학과 박사

2002년 4월~2002년 6월 MIT 박사 후 연구원  
2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사 후  
연구원  
2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부  
전임강사  
2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 받음  
<주관심분야: 이동통신, 통계학적 신호처리, 적응  
신호처리>



김 선 용(정회원)

1990년 2월 한국과학기술원 전기  
및 전자공학과 공학사 (최  
우등)  
1993년 2월 한국과학기술원 전기  
및 전자공학과 공학석사  
1995년 8월 한국과학기술원 전기  
및 전자공학과 공학박사

1995년 4월~1996년 3월 동경대학교 생산기술  
연구소 박사연구원  
1996년 9월~1998년 12월 한국전자통신연구원  
초빙연구원  
1996년 3월~2001년 8월 한림대학교 정보통신공학부  
전임강사, 조교수  
2001년 9월~현재 건국대학교 전자공학부 조교수  
1990년 IEEE Korea Section 학생논문대회 우수상  
1992/3년 IEEE Communication Society 장학금  
대한전자공학회, 한국통신학회 정회원;  
IEEE 선임회원  
<주관심분야: 통계학적 신호처리, 이동통신, 통신  
이론>

