

# 어림 베셀함수를 바탕으로 열개를 간단히 한 비동위상 순차 부호획득 방법

준회원 권형문\*, 이주미\*, 정회원 윤석호\*\*, 이성로\*\*\*, 종신회원 송익호\*

## A Noncoherent Method for Sequential Code Acquisition with Simplified Structure Based on Approximated Bessel Function

Hyoungmoon Kwon\*, Jumi Lee\* *Associate Members*, Seokho Yoon\*\*,  
Sung Ro Lee\*\*\* *Reguler Members*, Ickho Song\* *Lifelong Member*

### 요약

이 논문에서는 순차 방법을 쓰는 비동위상 부호획득 문제를 다루었다. 먼저, 비동위상 수신기 출력은 귀무가설에서 거의 중심카이제곱 분포를 따름을 보이고, 이를 바탕으로 베셀함수를 어림하여 간단한 부호획득 기법을 얻는다. 이제까지의 부호획득 방법을 쓸 때와 간단하게 만든 부호획득 방법을 쓸 때의 성능을 덧셈꼴 흰빛 정규잡음 채널과 느리게 바뀌는 감쇄채널에서 견주어 보았다. 간단하게 만든 방법들은 이제까지의 방법들과 성능이 비슷하다는 것을 모의실험에서 알 수 있었다.

Key Words : sequential code acquisition, maximum likelihood estimate, Bessel function

중심어 : 순차 부호획득, 최대 비슷함 추정, 베셀함수

### ABSTRACT

In this paper, we consider the noncoherent code acquisition problem using sequential schemes. We show that the outputs of the noncoherent receiver approximately have a central chi-square distribution under the null hypothesis through simulations. Based on this observation, simplified acquisition schemes are obtained using the approximations of the Bessel function. The performance of the simplified and original schemes are compared in additive white Gaussian noise and slowly varying fading channels. Numerical results show that the simplified schemes have essentially the same performance as the original schemes.

### I. 머리말

직접수열 대역확산 시스템에서 통신을 시작하기 전에 들어오는 의사잡음 부호와 수신기에서 만든 의사잡음 부호의 동기를 맞추어야 한다. 부호동기화 과정은 일반적으로 부호획득과 부호추적 두 단계로

나뉜다<sup>[1]</sup>. 부호획득은 두 부호의 위상차를 한 칩보다 작게 맞추는 것이고, 부호추적은 두 부호의 위상차가 이상적으로 0이 될 때까지 정확하게 맞추는 것이다<sup>[2]</sup>. 이 논문에서는 부호획득 문제를 다룬다.

부호획득 방법은 탐색 방법에 따라 직렬, 병렬, 그리고 혼합 방법으로 나뉜다. 직렬 탐색 방법은 균

\* 한국과학기술원 전자전산학과 ({kwon, jmlee}@Sejong.kaist.ac.kr, i.song@ieee.org)

\*\* 성균관대학교 정보통신공학부 (syoon@ece.skku.ac.kr)

\*\*\* 목포대학교 전자공학과 (srlee@mokpo.ac.kr)

논문번호 : KICS2004-12-335, 접수일자 : 2004년 12월 26일

※ 이 논문은 과학기술부에서 지원하고 한국과학재단이 주관하는 국가지정연구실 사업의 지원을 받아 연구한 것입니다.

은모가 (hardware) 간단하지만, 주기가 긴 의사잡음 수열을 쓸 때, 부호획득 시간이 매우 길어질 수 있다. 의사잡음 수열의 주기가 길 때 병렬 탐색 방법을 쓰면 부호를 빨리 획득할 수 있지만, 검파기 수가 늘어나므로 굳은모는 더욱 복잡해진다. 부호획득 시간과 굳은모 측면에서 이 둘 사이의 성능을 보여주는 것이 혼합 탐색 방법이다.

부호획득 방법은 다시 고정 우물 방법과 가변 우물 방법으로 나눌 수 있고, 가변 우물 방법은 다시 여러 우물 방법과 순차 방법으로 나눌 수 있다. 고정 우물 방법 또는 고정 표본 크기 방법은 분석하기가 쉽고 병렬 탐색 방법과 직렬 탐색 방법 모두에 쓸 수 있다. 가변 우물 방법은 분석하기가 어렵지만, 어떤 결정에 이르기까지 걸리는 평균 시간이 짧다는 점에서 고정 우물 방법보다 효율적이다.

지난 여러 해 동안 여러 사람이 의사잡음 부호획득을 연구해 왔다<sup>3)~6)</sup>. 특히, 여러 부호획득 방법들 가운데서도 순차 부호획득 방법을 쓰면 성능이 가장 좋아질 수 있다는 것이 알려져 있다. 순차 방법은 결정처리과정에서 문턱값을 두 개 쓴다. 하나는 두 의사잡음 부호의 동기가 이루어졌는지를 검사하는데 쓰이고, 다른 하나는 두 의사잡음 부호의 동기가 이루어지지 않아 계속 검사해야할 때 쓰인다. 적분기 출력을 바탕으로 부호 동기가 이루어졌는지 아닌지가 분명해지면 검사를 마치고 그에 알맞은 결정을 내린다. 그렇지 않을 때에는 계속 검사한다. 하지만 순차 부호획득 방법은 성능을 분석하기 어렵기 때문에 사람들이 덜 연구한 것도 사실이다. 일반적으로 최대 비슷함 추정을 쓰는 순차 부호획득 방법들은 설계하기도 어렵고 성능을 분석하기도 어려울 뿐만 아니라, 계산이 매우 복잡하여 실제로 구현하기 어렵다<sup>5)</sup>.

이 논문에서는, 상관길이가 충분히 길 때, 비동위상 수신기 출력이 커무가설에서 중심카이제곱 분포를 따른다고 둔다. 이를 바탕으로 중심카이제곱분포의 확률밀도함수에 나오는 베셀함수를 어렵하여 간단한 순차부호획득 기법을 얻는다. 여러 가지 결정 처리기를 쓸 때, 이제까지의 순차획득기법과 이 논문에서 제안한 간단한 순차획득기법의 성능을 모의 실험으로 견주어 본다.

## II. 시스템 모형

### 2.1 비동위상 수신기의 출력 통계량

그림 1은 이 논문에서 다룬 부호획득 시스템의

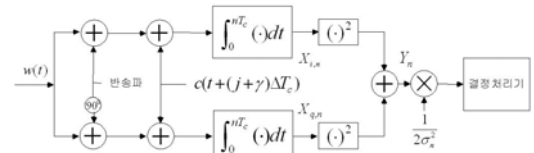


그림 1. 비동위상 수신기의 블록모형도

블록 모형도이다. 보낸 신호는 덧셈꼴 흰빛 정규잡음과 느리게 바뀌는 감쇄채널의 영향을 받고, 부호를 획득하는 동안에는 변조된 데이터가 없다고 두었다. 이 때, 받은 신호  $w(t)$ 는 아래와 같다.

$$w(t) = A_0 \Psi c(t + i\Delta T_c) \cos(\omega_0 t + \Theta) + n(t). \quad (1)$$

여기서,  $A_0$ 은 신호 크기,  $\Psi$ 는 감쇄 확률변수,  $c(t)$ 는 의사잡음 신호, 정수  $i$ 는 초기 위상 숫자,  $\Delta$ 는 진행 단계의 크기,  $T_c$ 는 칩 너비,  $\omega_0$ 은 반송파 각주파수,  $\Theta$ 는  $[0, 2\pi)$ 에 고르게 퍼져있는 확률 위상, 그리고  $n(t)$ 는 한쪽 전력밀도함수가  $N_0$ 인 덧셈꼴 흰빛 정규잡음이다.

이 논문에서는 [4]에서와 같이 감쇄 확률변수  $\Psi$ 의 확률밀도함수를 아래와 같이 라이시안 확률밀도함수라 둔다.

$$f_{\Psi}(\Psi) = 2\Psi(1+r)e^{-r-\Psi^2(1+r)}I_0(2\Psi\sqrt{r(1+r)}), \quad (2) \quad \Psi \geq 0.$$

여기서,  $r = s^2/(2\sigma_s^2)$ 은 바로 들어오는 성분의 전력과  $(s^2)$  흩어져 들어오는 성분의 전력의  $(2\sigma_s^2)$  비율이고  $s^2 + 2\sigma_s^2 = 1$ 을 만족시키며,  $I_0(\cdot)$ 는  $(I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cos v} dv)$  1종 0차 고친 베셀 함수이다. 식 (2)에서  $r \rightarrow \infty$ 이면, 감쇄가 없음을 뜻한다. 한편,  $r=0$ 이면  $\Psi$ 는 레일리 감쇄 확률변수이다.

정합 여파기에서는 수신기에서 만든 의사잡음 부호수열과 바탕대역 동상/직교상 성분들을  $nT_c$ 초 동안 상관짓는다. 이제, 두 정합 여파기의 출력을 제공하고 더하여 비동위상 수신기의 검정 통계량  $Y_n$ 을 얻는다. 결정 처리기는  $Y_n$ 을 바탕으로 수신기에서 만든 의사잡음 신호와 들어오는 의사잡음 신호가 정렬되었는지 아닌지를 검사한다. 비슷하게 정렬되었다면 동기화 과정은 부호추적 과정으로 바뀌고, 그렇지 않으면, 수신기에 있는 의사잡음 발생기의 위상을  $\Delta T_c$ 만큼 앞당긴 뒤 부호획득 과정을 되풀이한다.

검정 통계량으로 쓰일 수신기 출력은 다음과 같다.

$$Y_n = X_{i,n}^2 + X_{q,n}^2 \quad (3)$$

여기서,  $X_{i,n}$ 과  $X_{q,n}$ 은 각각 비동위상 수신기의 동상 가지성분과 직교상 가지성분이고, 둘 다 분산이  $\sigma_n^2 = nT_c N_0/4$ 이고 평균이 각각  $(A_0/2)\Psi T_c S_n \cos\theta$ ,  $(A_0/2)\Psi T_c S_n \sin\theta$ 인 독립 정규확률변수이다. 따라서, 수신기 출력  $Y_n$ 은 비중심카이제곱 확률변수이고 그 확률밀도함수는 아래와 같다 [4].

$$f_{Y_n}(y_n) = \frac{(1+r)}{2\sigma_n^2[(1+r) + \lambda_n/2\sigma_n^2]} \cdot \exp\left[-\frac{(1+r)(y_n/2\sigma_n^2) + r(\lambda_n/2\sigma_n^2)}{(1+r) + \lambda_n/2\sigma_n^2}\right] \cdot I_0\left(\frac{2\sqrt{r(1+r)(\lambda_n/2\sigma_n^2)(y_n/2\sigma_n^2)}}{(1+r) + \lambda_n/2\sigma_n^2}\right), \quad y_n \geq 0. \quad (4)$$

여기서,  $\lambda_n = A_0^2 T_c^2 S_n^2/4$ 은  $Y_n$ 에서 신호에너지를 나타내는 척도이고  $S_n$ 은 들어오는 의사잡음 부호 수열과 수신기에서 만든 의사잡음 부호수열을  $nT_c$  초 동안 상관한 결과이다. 한편,  $Y_n$ 의 누적분포함수는 다음과 같다.

$$F_{Y_n}(y_n) = 1 - Q\left(\sqrt{\frac{r(\lambda_n/\sigma_n^2)}{(1+r) + (\lambda_n/2\sigma_n^2)}}, \sqrt{\frac{(1+r)(y_n/\sigma_n^2)}{(1+r) + (\lambda_n/2\sigma_n^2)}}\right), \quad y_n \geq 0. \quad (5)$$

여기서  $Q(\cdot, \cdot)$ 는 마컴 큐 함수이다[7].

정규화한 확률변수를  $Z_n = Y_n/(2\sigma_n^2)$ 로 두면, 이 확률변수  $Z_n$ 의 확률밀도함수와 누적분포함수는 각각 아래와 같다.

$$f_{Z_n}(z_n) = \frac{(1+r)}{q_n} \cdot \exp\left[-\frac{(1+r)z_n + r\epsilon_n}{q_n}\right] \cdot I_0\left(\frac{2\sqrt{r(1+r)\epsilon_n z_n}}{q_n}\right), \quad z_n \geq 0, \quad (6)$$

$$F_{Z_n}(z_n) = 1 - Q\left(\sqrt{\frac{2r\epsilon_n}{q_n}}, \sqrt{\frac{2(1+r)z_n}{q_n}}\right), \quad z_n \geq 0. \quad (7)$$

이때,  $\epsilon_n = \lambda_n/(2\sigma_n^2)$ 은 신호대잡음비의 척도이고,

$q_n = (1+r) + \epsilon_n$ 은 신호대잡음비에 대한 감쇄의 영향을 나타내는 척도이다. 동상 가지성분  $X_{i,n}$ 과 직교상 가지성분  $X_{q,n}$ 의 평균이 0이면, 비중심매개변수가 0이므로 수신기 출력  $Y_n$ 은 중심카이제곱 분포를 따르고 정규화 확률변수  $Z_n$ 의 확률밀도 함수와 누적분포함수는 (6)과 (7)에서  $\epsilon_n = 0$ 이라 두면, 각각 아래와 같음을 알 수 있다.

$$f_{Z_n}(z_n) = \exp[-z_n], \quad z_n \geq 0, \quad (8)$$

$$F_{Z_n}(z_n) = 1 - \exp[-z_n], \quad z_n \geq 0. \quad (9)$$

### 2.2 최대 비슷함비 추정

수신기에서 만든 의사잡음 신호의 위상을  $(j+\nu)$   $\Delta T_c$ 라고 하자. 이 때,  $j$ 는 정수이고  $\nu \in (-1/2, 1/2]$ 는 나머지 부호 위상차이다. 순차 결정 처리기는  $Z_n$ 을 바탕으로 들어오는 의사잡음 신호와 수신기에서 만든 의사잡음 신호의 위상차가  $\Delta T_c/2$ 보다 작은지 (곧,  $j=i$ 인지), 두 신호의 위상차가 적어도 한 칩보다 큰지 (곧,  $|(j+\nu) - i| \Delta T_c \geq T_c$ 인지), 또는  $\Delta T_c/2$ 보다 크고 한 칩보다 작은지를 정한다. 일반적으로  $i=0$ 이라 둘 수 있으므로 위상차는  $|j+\nu|$ 이다. 곧, 결정 처리기에서 아래 가설들 가운데 하나를 고른다.

$$\begin{aligned} H_0 \text{ (정렬 되지 않음): } & |j+\nu| \geq \frac{1}{\Delta}, \\ H_1 \text{ (정렬 됨): } & |j+\nu| \leq \frac{1}{2}, \\ H_2 \text{ (결정 미룸): } & \frac{1}{2} < |j+\nu| < \frac{1}{\Delta}. \end{aligned} \quad (10)$$

여기서,  $\nu \in (-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}]$ 이므로  $H_0$ 과  $H_1$ 은 복합 가설들이고, 일반적으로  $\lambda_n$ 은  $\nu$ 와 가설마다 값이 다르다. 그러므로, 가장 상황이 나쁜 때에 대비하고자  $H_0$ 에서 가장 큰  $\lambda_n$ 값을  $\lambda_{n,0}$ ,  $H_1$ 에서 가장 작은  $\lambda_n$ 값을  $\lambda_{n,1}$ 이라고 두었다. 이제부터  $H_0$  또는  $H_1$ 에서의 매개변수  $\epsilon_n$ 이나  $q_n$ 을 각각 덧붙인 아래첨자 0이나 1을 써서 나타내자.

앞에서도 밝힌바와 같이 귀무가설에서 상관길이가 충분히 길 때, 비중심매개변수를 0으로 볼 수 있으므로, 비동위상 수신기 출력은 중심카이제곱 분포를 따른다고 할 수 있다[8]. 이를 확인하고자 상관길이  $n$ 이 20, 50, 100, 그리고 300일 때, 비동위상

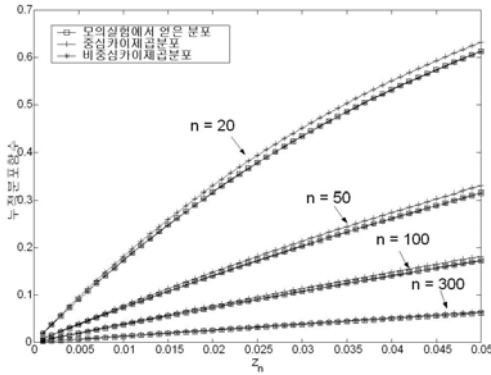


그림 2. 비동위상 수신기 출력의 분포

수신기 출력 데이터  $10^7$ 개를 바탕으로 얻은 귀무가설 누적분포함수를 모의실험으로 얻어, 그 결과를 그림 2에 보였다. 이 그림에서 귀무가설에서 상관 길이가 충분히 길 때, 비동위상 수신기 출력은 거의 중심카이제곱 분포를 따른다는 것을 알 수 있다.

귀무가설에서 수신기 출력이 중심카이제곱 분포를 따른다고 두면, 비슷함비는 아래와 같다.

$$\Lambda_n(z_n) = \frac{H_1 \text{에서 } Z_n \text{의 확률밀도함수 } f_{Z_n}(z_n)}{H_0 \text{에서 } Z_n \text{의 확률밀도함수 } f_{Z_n}(z_n)} = \frac{(1+r)}{q_{n,1}} \exp\left[z_n - \frac{(1+r)z_n + r\epsilon_{n,1}}{q_{n,1}}\right] \cdot I_0\left(\frac{2\sqrt{r(1+r)\epsilon_{n,1}z_n}}{q_{n,1}}\right). \quad (11)$$

감쇄가 없을 때 ( $r \rightarrow \infty$ ),  $\frac{\sqrt{r(1+r)}}{q_{n,1}} \rightarrow 1$ ,  $\frac{1+r}{q_{n,1}} \rightarrow 1$ ,  $\frac{r}{q_{n,1}} \rightarrow 1$ 이므로 (11)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Lambda_n(z_n) = \exp(-\epsilon_{n,1}) I_0(2\sqrt{\epsilon_{n,1}z_n}). \quad (12)$$

그런데, 귀무가설에서 수신기 출력이 비중심카이제곱분포를 따른다고 두면, 비슷함비는 아래와 같이 분자와 분모에 모두 고친 베셀함수가 들어있는 꼴이다<sup>[4]</sup>.

$$\Lambda_n(z_n) = \frac{q_{n,0}}{q_{n,1}} \exp\left[-\frac{(1+r)z_n + r\epsilon_{n,1}}{q_{n,1}} + \frac{(1+r)z_n + r\epsilon_{n,0}}{q_{n,0}}\right] \cdot I_0\left(\frac{2\sqrt{r(1+r)\epsilon_{n,1}z_n}}{q_{n,1}}\right) \Bigg/ I_0\left(\frac{2\sqrt{r(1+r)\epsilon_{n,0}z_n}}{q_{n,0}}\right). \quad (13)$$

감쇄가 없을 때,  $\frac{\sqrt{r(1+r)}}{q_{n,i}} \rightarrow 1$ ,  $\frac{1+r}{q_{n,i}} \rightarrow 1$ ,  $\frac{r}{q_{n,i}} \rightarrow 1$ ,  $i=0,1$ 이므로 (13)은 다음과 같다.

$$\Lambda_n(z_n) = \exp(\epsilon_{n,0} - \epsilon_{n,1}) \frac{I_0(2\sqrt{\epsilon_{n,1}z_n})}{I_0(2\sqrt{\epsilon_{n,0}z_n})}. \quad (14)$$

식 (11)-(14)에 모두 베셀함수와 지수함수가 있는데, 이 함수들은 계산하기 복잡해서, 실시간으로 구현하기가 쉽지 않다<sup>[9]</sup>. 특히, 고친 베셀 함수는 정의식에서 볼 수 있는 것처럼, 복잡한 계산을 많이 해야 얻을 수 있다. 게다가 베셀 함수는 단힌 꼴로 쓸 수 없으므로, 베셀 함수의 값을 얻으려면 수치 적분 방식이나 어림셈 접근 방법을 써야한다<sup>[10]</sup>.

### III. 제한한 방법

0차 고친 베셀 함수  $I_0(x)$ 는 아래와 같이 어렵할 수 있다<sup>[7]</sup>:

$$I_0(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(k!)^2} \left(\frac{1}{2}x\right)^{2k} \approx \begin{cases} 1 + \frac{1}{4}x^2, & 0 \leq |x| \ll 1, \\ \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}, & |x| \gg 1. \end{cases} \quad (15)$$

이 절에서는 이 두 어림셈을 바탕으로, 감쇄채널과 덧셈꼴 흰빛 정규잡음채널일 때 각각 (11)과 (12)의 비슷함비  $\Lambda_n(z_n)$ 을 간단하게 한 어림셈을 얻는다.

#### 3.1 덧셈꼴 흰빛 정규잡음채널

##### 3.1.1 덧셈꼴 흰빛 정규잡음채널에서 어림셈 1

어림셈  $I_0(x) \approx 1 + \frac{1}{4}x^2$ 을 쓰면 (12)는 아래와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\Lambda_n(z_n) \approx (1 + \epsilon_{n,1}z_n) \exp(-\epsilon_{n,1}) \stackrel{e}{=} z_n. \quad (16)$$

여기서, ‘ $\stackrel{e}{=}$ ’는 앞 식을 써서 얻은 검파기는 뒤 식을 써서 얻은 검파기와 같다는 것을 뜻한다.

##### 3.1.2 덧셈꼴 흰빛 정규잡음채널에서 어림셈 2

어림셈  $I_0(x) \approx \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}$ 을 쓰면, 비슷함비 (12)는 다음과 같다.

$$\Lambda_n(z_n) \approx \frac{\exp(2\sqrt{\varepsilon_{n,1}z_n})}{\sqrt{4\pi\sqrt{\varepsilon_{n,1}z_n}}} \exp(-\varepsilon_{n,1}) \quad (17)$$

$$= 2\sqrt{\varepsilon_{n,1}z_n} - \frac{1}{4} \ln z_n.$$

그림 3에 덧셈꼴 흰빛 정규잡음채널에서 비슷함비와 어림셈을 써서 얻은 비슷함비를 정규화한 출력의 함수로 나타냈다. 이 그림에서 칩 신호대잡음비는 (signal to noise ratio: SNR)  $A_0^2 T_c / (2N_0)$ 라 두었고, [4]에서처럼 아래와 같은 어림셈을 썼다.

$$\varepsilon_{n,1} = \frac{1}{n} (\text{SNR}) S_{n,1}^2 \approx n (\text{SNR}) (1 - |\gamma|\Delta)^2, \quad (18)$$

$$\varepsilon_{n,0} = \frac{1}{n} (\text{SNR}) S_{n,0}^2 \approx \text{SNR}. \quad (19)$$

여러 가지 모의실험에서  $\Delta = 1/2$ 이고,  $n$ 값을 달리하여도 그림의 일반적인 경향이 거의 바뀌지 않는다는 것을 보았다. 따라서, 이 그림에서는  $n = 100$ 이라 두었으며 나머지 부호 위상차가 가장 나쁜 때의 성능을 보이도록  $\gamma = 1/2$ 이라 두었다. 귀무가설에서 수신기 출력이 중심카이제곱분포를 따른다고 둔 영향을 살피고자 어림하지 않은 두 비슷함비 (12)와 (14)를 함께 나타내고 각각 ‘중심’, ‘비중심’이라 하였다. 신호대잡음비가 낮으면, 어림하지 않은 비슷함비 (12)와 어림셈 (16)과 (17)은 모두 비슷하게 커진다. 한편, 신호대잡음비가 높으면, (12)와 (곧, 어림하지 않은 비슷함비와) (17)은 (곧, 어림셈 2는) 거의 비슷하게 커지지만, (16)은 (곧, 어림셈 1은) 작은 값을 유지한다. 더불어 ‘중심’은 신호대잡음비가 낮으면, ‘비중심’과 비슷하게 커지지만, 신호대잡음비가 높으면 ‘비중심’보다 더 커진다.

### 3.2 감쇄채널

#### 3.2.1 감쇄채널에서 어림셈 1

덧셈꼴 흰빛 정규잡음에서처럼  $I_0(x) \approx 1 + \frac{1}{4} x^2$ 을 (11)에 넣고 정리하면 아래를 얻는다.

$$\Lambda_n(z_n) \approx \frac{(1+r)}{q_{n,1}} \exp\left[z_n - \frac{(1+r)z_n + r\varepsilon_{n,1}}{q_{n,1}}\right] \cdot \left(1 + \frac{r(1+r)\varepsilon_{n,1}z_n}{q_{n,1}^2}\right)$$

$$= \left(\frac{\varepsilon_{n,1}}{q_{n,1}}\right) z_n + \ln(q_{n,1}^2 + r(1+r)\varepsilon_{n,1}z_n). \quad (20)$$

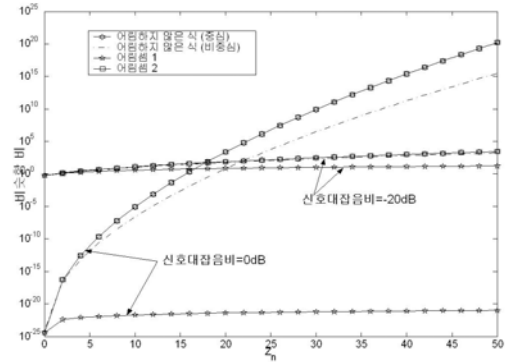


그림 3. 덧셈꼴 흰빛 정규잡음채널에서 비슷함비와 어림 비슷함비

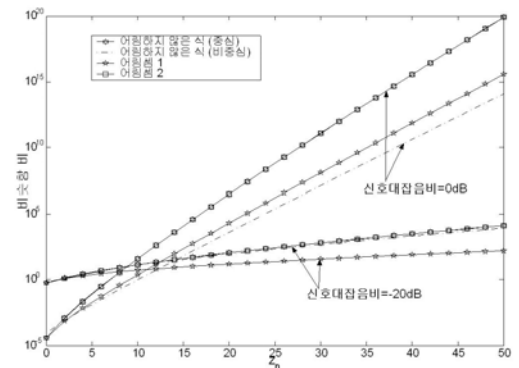


그림 4. 감쇄채널에서 비슷함비와 어림 비슷함비 (r = 10)

#### 3.2.2 감쇄채널에서 어림셈 2

어림셈  $I_0(x) \approx \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}$ 를 쓰고 정리하면 (11)의 비슷함비는 다음과 같다.

$$\Lambda_n(z_n) \approx \frac{(1+r)}{q_{n,1}} \exp\left[z_n - \frac{(1+r)z_n + r\varepsilon_{n,1}}{q_{n,1}}\right] \cdot \frac{\exp\left(\frac{2\sqrt{r(1+r)\varepsilon_{n,1}z_n}}{q_{n,1}}\right)}{\sqrt{4\pi\sqrt{r(1+r)\varepsilon_{n,1}z_n}}}$$

$$= \left(\frac{\varepsilon_{n,1}}{q_{n,1}}\right) z_n + \frac{2\sqrt{r(1+r)\varepsilon_{n,1}z_n}}{q_{n,1}} - \frac{1}{4} \ln(z_n). \quad (21)$$

그림 4에  $r = 10$ 인 감쇄채널에서 비슷함비와 어림셈을 써서 얻은 비슷함비를 정규화한 출력의 함수로 나타냈다. 신호대잡음비가 낮으면, 어림하지 않은 비슷함비 (11)과 어림셈 (20)과 (21)은 비슷하게 커진다. 한편, 신호대잡음비가 높으면, 어림하지 않은 비슷함비 (11)과 (21)은 (곧, 어림셈 2는) 모두 비슷

하게 커지는데 (20)은 (곧, 어림셈 1은) (11)이나 (21)과 달리 거의 일정하다. 또한, 덧셈꼴 흰빛 정규 잡음채널에서처럼 '중심'은 신호대잡음비가 낮으면 '비중심'과 비슷하게 커지지만, 신호대잡음비가 높으면 '비중심'보다 더 커진다.

그림 3과 4에서 어림셈 2를 쓰면 어렵하지 않은 비슷함비를 쓸 때와 성능이 비슷하고 어림셈 1을 쓰면 어렵하지 않은 비슷함비를 쓸 때보다 성능이 좋지 않을 것임을 짐작할 수 있다. 이제까지 (15)에 보인 두 어림셈을 써서 비슷함비를 간단하게 하였다. 이 결과들을 바탕으로 다음 절에서는 간단하게 만든 부호획득 방법들과 이제까지의 부호획득 방법들의 성능을 분석한다.

#### IV. 성능 분석

이 절에서는 고정 표본 크기 검정 기법과 순차 확률비 검정 기법, 그리고 끝을 자른 순차 확률비 검정 기법을 쓰는 결정 처리기들을 짧게 소개한다. 이 결정 처리기들을 쓸 때 제안한 방법들과 이제까지의 방법들의 성능을 모의실험으로 견주어 보고, 그 결과를 살펴본다.

##### 4.1 결정 처리기들

먼저, 세 결정 처리기들을 짧게 소개한다. 바라는 오경보확률  $\alpha_d$ 와 놓침확률  $\beta_d$ 를만족시키도록 고정 표본 크기 검정 기법 (줄여서, 고검기), 순차 확률비 검정 기법 (줄여서, 순확기), 그리고 끝을 자른 순차 확률비 검정 기법에 (줄여서, 끝순확기) 알맞게 문턱값을 결정하는 방법들은 [4]에 자세하게 나와 있다.

##### 4.1.1 고정 표본 크기 검정 기법

고검기에서는 정해진 길이만큼 적분하여 얻은 검정 통계량을 바탕으로 결정을 내린다. 적분구간이 0에서  $MT_c$ 까지일 때, 고검기에서는 검정 통계량을 바탕으로 비슷함비  $\Lambda_M(z_M)$ 을 계산하고, 문턱값  $\tau$ 와 견주어 본 뒤,  $\Lambda_M(z_M) \geq \tau$ 이면  $H_1$ 로 결정하고 그렇지 않으면  $H_0$ 으로 결정한다.

##### 4.1.2 순차 확률비 검정 기법

순확기에서는 두 문턱값  $A$ 와  $B$  ( $A > B > 0$ )가운데 어느 한 문턱값에 이를 때까지 표본크기  $n$ 을 늘려가며  $\Lambda_n(z_n)$ 과 이 두 문턱값을 견주어 본다. 여기서,  $\Lambda_n(z_n) \geq A$ 이면  $H_1$ 을 받아들이고,  $\Lambda_n(z_n) \leq B$ 이면  $H_0$ 을 받아들인다. 그 밖에는, 곧,  $B < \Lambda_n$

( $z_n$ ) <  $A$ 일 때에는, 결정을 미루고 한 칩 너비만큼 더 적분하여 (곧,  $n$ 을 1만큼 더 크게 하여) 계속 검정한다.

##### 4.1.3 끝을 자른 순차 확률비 검정 기법

위에서 다룬 순확기가 지나치게 오랜 시간동안 검사하는 것을 막고자, 검사 길이의 위쪽 끝  $\hat{n}$ 을 둔 끝순확기를 쓸 수 있다. 곧, 검사 길이가  $\hat{n}$ 일 때까지 검사가 끝나지 않았다면,  $n = \hat{n}$ 에서 고검기처럼 문턱값  $\tau$ 를 바탕으로 결정을 내린다.

#### 4.2 모의실험 결과와 검토

이제, 제안한 방법들과 이제까지의 방법의 평균 표본수와 검파력 함수를 바탕으로 그 성능을 견주어 본다. 평균 표본수는 검사가 끝날 때까지 쓰는 평균 칩 수를 (또는  $n$ 을) 뜻하고 검파력 함수는  $H_1$ 을 받아들일 확률을 뜻한다. 모의실험에서는 아래와 같은 매개변수들을 써서 성능을 살펴보았다.

- 원시 다항식이  $1 + x^2 + x^5 + x^6 + x^{10}$ 이고 길이가 1023칩인 의사잡음 수열;
- 칩 신호대잡음비 = -10 dB;
- 진행 단계의 크기  $\Delta = 1/2$ ;
- 나머지 부호 위상차  $\gamma = 1/2$ .

그림 5-9는 덧셈꼴 흰빛 정규잡음채널에서, 어렵하지 않은 비슷함비 (12), (14)와 어림셈들 (16), (17)을 쓴 부호획득 방법들의 평균 표본수와 검파력 함수를 나타낸다. 이 그림들에서, 고검기와 순확기, 그리고 끝순확기는 바라는 오경보확률과 놓침확률이  $\alpha_d = \beta_d = 0.005$ 일 때 설계한 것이고, 끝순확기는  $p_0 = p_1 = 0.5$ 일 때 얻은 것이다. 여기서,  $p_0$ 과  $p_1$ 은 끝순확기의 설계 상수들이다. 끝순확기는  $p_0$ 과  $p_1$ 에 따라 순확기와 고검기를 섞은 것으로 볼 수 있다. (구체적으로  $p_0 = p_1 = 0$ 이면 끝순확기는 고검기와 같고,  $p_0 = p_1 = 1$ 이면 끝순확기는 순확기와 같다.) 이 그림들에서,  $|j + \gamma| = 0.5$ 와  $|j + \gamma| = 2.0$ 은 각각 가설  $H_1$ 과  $H_0$ 을 뜻한다. 따라서  $|j + \gamma| = 0.5$ 일 때, 검파력 함수는 검파확률을 뜻하고  $|j + \gamma| = 2.0$ 일 때 검파력 함수는 오경보확률을 뜻한다. 식 (16)을 (곧, 어림셈 1을) 쓰면 (12)를 (곧, 어렵하지 않은 비슷함비를) 쓸 때보다 평균 표본수는 크고 검파력 함수 성능은 나쁘다. 한편, (17)을

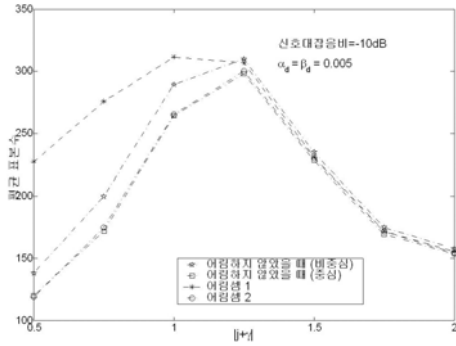


그림 5. 덧셈플 흰빛 정규잡음채널에서 순확기의 평균 표본수

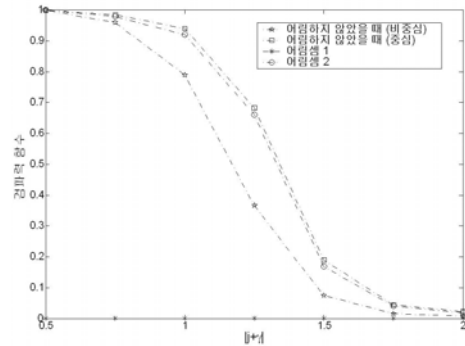


그림 6. 덧셈플 흰빛 정규잡음채널에서 순확기의 검파력 함수

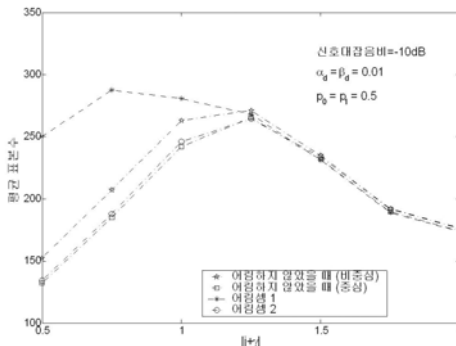


그림 7. 덧셈플 흰빛 정규잡음채널에서 끝순확기의 평균 표본수

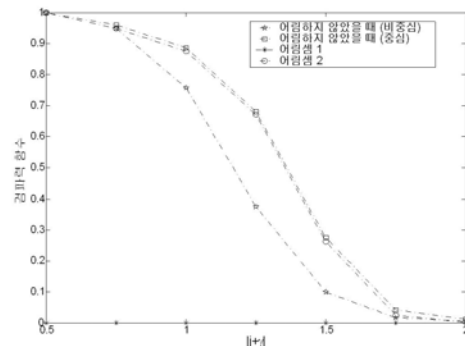


그림 8. 덧셈플 흰빛 정규잡음채널에서 끝순확기의 검파력 함수

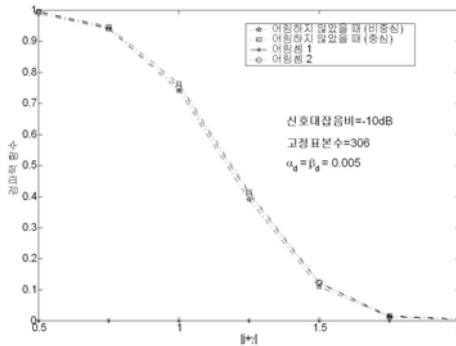


그림 9. 덧셈플 흰빛 정규잡음채널에서 고검기의 검파력 함수

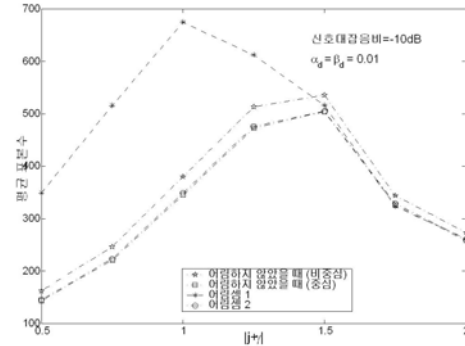


그림 10. 감쇄채널에서 순확기의 평균 표본수 (r=10)

(곧, 어림셈 2를) 쓰면 평균 표본수와 검파력 함수는 (12)를 쓸 때와 거의 비슷하다.

다음에, 감쇄 확률밀도함수  $f_{\psi}(\psi)$ 를 안다고 둘 때, 감쇄채널에서 부호획득 방법들의 성능을 본다. 2절에서 감쇄를 고려하여 얻은 확률밀도함수를 써서 모든 검정 기법의 문턱값들을 알맞게 맞추었다. 그림 10-14에 어림하지 않은 비슷함비 (11), (13)과 어림셈 (20), (21)을 쓴 부호획득 방법들의 성능을 감쇄가 알려졌을 때에 알맞게 설계한 고검기와 순

확기, 그리고 끝순확기의 평균 표본수와 검파력 함수로 견주었다. 여기서,  $r=10$ ,  $\alpha_d = \beta_d = 0.01$ , 그리고  $p_0 = p_1 = 0.5$ 이라 두었다. 감쇄채널에서 (20)을 (곧, 어림셈 1을) 쓰면 (11)을 (곧, 어림하지 않은 비슷함비를) 쓸 때보다 평균 표본수는 크고 검파력 함수 성능은 좋지 않지만 (21)을 (곧, 어림셈 2을) 쓰면 (11)을 쓸 때와 평균 표본수와 검파력 함수에서 비슷한 성능을 나타낸다.

더불어 그림 5-8과 그림 10-13에서 볼 수 있는

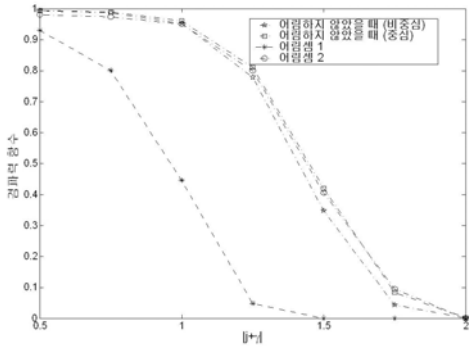


그림 11. 감쇄채널에서 순화기의 검파력 함수 ( $r=10$ )

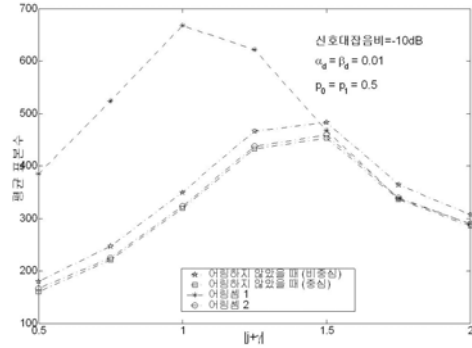


그림 12. 감쇄채널에서 끝순화기의 평균 표본수 ( $r=10$ )

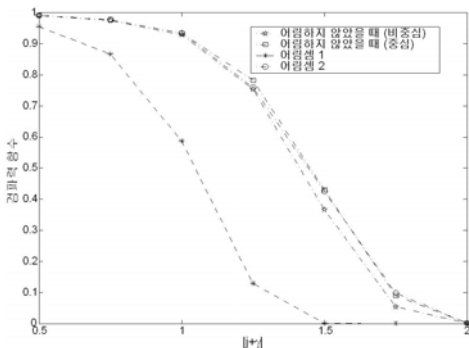


그림 13. 감쇄채널에서 끝순화기의 검파력 함수 ( $r=10$ )

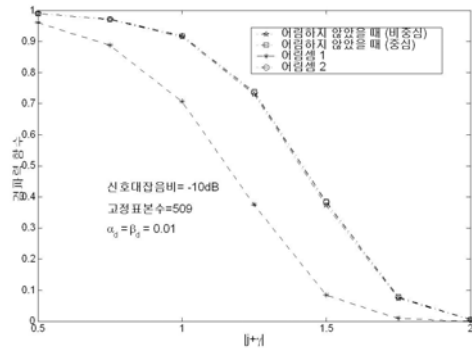


그림 14. 감쇄채널에서 고정표본수의 검파력 함수 ( $r=10$ )

것처럼, 덧셈꼴 흰빛 정규잡음채널과 감쇄채널에서 모두 ‘중심’을 ((11), (12)를) 쓰면, ‘비중심’을 ((13), (14)를) 쓸 때보다 평균 표본수는 작고 검파력 함수는 크다. 이는 비중심카이제곱분포를 따른다고 두었을 때보다 중심카이제곱분포를 따른다고 두었을 때 더 크기 때문이다.

### V. 맺음말

이 논문에서는 직접수열 대역확산 시스템에 알맞은 비동위상 순차 부호획득방법을 고정 표본 크기 검정 기법과 순차 확률비 검정 기법, 그리고 끝을 자른 순차 확률비 검정 기법과 함께 살펴보았다. 귀무가설에서 상관길이 충분히 길 때, 수신기 출력은 거의 중심카이제곱분포를 따름을 모의실험으로 확인하였다.

어림 베셀함수를 바탕으로 감쇄채널이나 덧셈꼴 흰빛 정규잡음채널에서 쓸 수 있는 간단한 순차 부호획득방법들을 제안하였다. 모의실험으로 제안한 부호획득 방법들과 이제까지의 부호획득 방법들의

성능을 견주어 보았다. 덧셈꼴 흰빛 정규잡음채널일 때와 감쇄채널일 때 모두 어림셈 2를 쓴 부호획득 방법이 알개가 간단하면서 어림셈을 쓰지 않은 원래 부호획득 방법과 비슷한 성능을 보였다.

### 참 고 문 헌

- [1] 윤석호, 윤형식, 송익호, 김선용, 이용엽, “나머지 부호 위상차가 일으키는 시스템 성능변화를 줄이는 직접수열 부호분할 다중접속 부호 획득 방법”, *대한전자공학회 논문지*, 37권, pp. 285-294, 2000년 4월.
- [2] 윤석호, 김선용, “시드 누적 순차적 추정 기법을 이용한 낮은 신호대잡음비 환경에서의 의사잡음 부호 획득”, *한국통신학회 논문지*, 28권, pp. 678-683, 2003년 9월.
- [3] 김홍길, 정창용, 송익호, 권형문, 김용석, “부호 순위 검파기를 쓰는 의사잡음 부호획득 기법”, *한국통신학회 논문지*, 26권, pp. 599-607, 2001년 5월.
- [4] S. Tantaratana, A.W. Lam, and P.J. Vincent,



“Noncoherent sequential acquisition of PN sequences for DS/SS communications with/without channel fading”, *IEEE Tr. Comm.*, vol. 43, pp. 1738-1745, Feb./Mar./Apr. 1995.

[5] W.H. Sheen and H.C. Wang, “Performance analysis of the biased square-law sequential detection with signal present”, *IEEE Tr. Inform. Theory*, vol. 43, pp. 1268-1273, July 1997.

[6] 김태훈, 박용완, “DS/SS 통신 시스템에서 가산성 백색 정규 잡음의 확률분포와 의사 잡음 부호의 주기성을 이용한 초기 동기 방안”, *한국통신학회 논문지*, 24권, pp. 2020-2029, 1999년 11월.

[7] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, NY: Dover, 1972.

[8] J.C. Lin, “Noncoherent sequential PN code acquisition using sliding correlation for chip asynchronous direct-sequence spread spectrum communications”, *IEEE Tr. Comm.*, vol. 50, pp. 664-676, Apr. 2002.

[9] C.F. du Toit, “The numerical computation of Bessel functions of the first and second kind for integer orders and complex arguments”, *IEEE Tr. Ant., Prop.*, vol. 38, pp. 1341-1349, Sep. 1990.

[10] F.B. Gross, “New approximations to  $J_0$  and  $J_1$  Bessel functions”, *IEEE Tr. Ant., Prop.*, vol. 43, pp. 904-907, Aug. 1995.

권형문 (Hyoungmoon Kwon)

준회원



2000년 2월 연세대학교 기계전자공학부 전기전자전공 졸업  
2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사  
2002년 3월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정  
<관심분야> 이동통신, 통계학적 신호처리, 검파와 추정

이주미 (Jumi Lee)

준회원



1998년 2월 이화여자대학교 수학과 이학사, 전자공학과 공학사  
2000년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사  
2000년 3월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정  
<관심분야> 이동통신, 정보이론

윤석호 (Seokho Yoon)

정회원

한국통신학회 논문지 제30권 5C호 참조

이성로 (Sung Ro Lee)

정회원

현재 목포대학교 전자공학과 부교수(한국통신학회 논문지 제26권 5호 참조)

송익호 (Ickho Song)

종신회원

한국통신학회 논문지 제30권 5C호 참조