

# 약한 다진 신호에 알맞은 결정 기준: 2부. 초광대역 다중접속 시스템에의 응용

준회원 오 종 호\*, 이 주 미\*, 종신회원 배 진 수\*\*, 준회원 구 진 규\*, 종신회원 송 익 호\*

## Decision Criterion for Weak $M$ -ary Signals: Part 2. Application to UWB Multiple Access Systems

Jongho Oh\*, Jumi Lee\* *Associate Members*, Jinsoo Bae\*\* *Lifelong Member*,  
Jinkyu Koo\* *Associate Member*, Iickho Song\* *Lifelong Member*

### 요 약

이 논문에서는, 약한 다진 신호에 알맞도록 1부에서 제안한 검파기준을 바탕으로 간섭이 충격성일 때 초광대역 다중접속 시스템에 알맞은 검파 기법을 살펴본다. 제안한 검파기는 최대 비슷함 검파기준을 바탕으로 한 최적 검파기와 견주어 볼 때 열개가 더 간단하고 성능이 거의 같다. 한편, 간섭이 충격성일 때, 제안한 검파기는 정규 환경에 최적화된 검파기보다 성능이 더 좋다는 것도 보인다.

Key Words : signal detection,  $M$ -ary signal, ultra wideband(UWB) multiple access systems, weak signal

### ABSTRACT

Based on the new detection criterion proposed in Part 1 for the detection of weak  $M$ -ary signals, a detection scheme for ultra wideband multiple access systems is investigated in the presence of impulsive interference. Simulation results show that the proposed detector, requiring less complexity, possesses almost the same performance as the maximum likelihood detector. In impulsive interference, the proposed detector also offers performance improvement over the detector optimized for Gaussian environment.

### I. 머리말

이 논문에서는, 1부에서<sup>[1]</sup> 제안한 검파기준을 초광대역 다중접속(ultra wideband multiple access: UWB-MA) 시스템에<sup>[2-4]</sup> 적용하고 그 성능을 살펴본다. 매우 넓은 주파수 영역에서 동작하는 초광대역 다중접속 시스템은 한편으로는 여러 간섭신호들을 이겨내야 하고, 또 한편으로는 특정 주파수 대역에서 동작하는 협대역 통신 시스템에 영향을 주지

않아야 한다. 따라서, 초광대역 다중접속 시스템에서는 대역확산 기술을 쓰고, 이로 말미암아 보내는 신호 세기가 매우 작아진다. 그러므로, 다른 어떤 통신시스템보다 초광대역 다중접속 시스템에 알맞도록, 실제 쓸 수 있으면서 효율적인 약한 신호 검파기를 얻는 것은 매우 중요하다.

한편, 초광대역 다중접속 시스템에서는 다중접속 간섭과 채널 잡음의 합을 충격성 간섭으로 모형화할 수 있다<sup>[5-7]</sup>. 이는 초광대역 펄스가 충격성을 띠

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

\* 한국과학기술원 전자전산학과 ({jh, jmlee}@Sejong.kaist.ac.kr, helix9@hanmail.net, i.song@ieee.org)

\*\* 세종대학교 전자정보통신공학부 (j.bae@ieee.org)

논문번호: KICS2004-12-306, 접수일자: 2004년 12월 7일

기 때문이며, 실제 주변 채널 잡음을 재 봤을 때 충격성 간섭에 가깝다는 것이 알려져 있다. 한편, 충격성 간섭 모형은 쓰느이가 적고 중심극한정리를 적용할 수 없을 때 알맞다. 더욱이 초광대역 다중접속 시스템에서 다중접속 간섭과 채널 잡음은 일반적으로 비정규 확률 과정이므로, 정규 환경에 최적화된 이제까지의 정규-최적 검파기는 초광대역 다중접속 시스템에서 성능이 매우 떨어질 수 있다.

이 논문에서는 1부에서 제안한 검파기준을 바탕으로, 간섭이 충격성 일 때 초광대역 다중접속 시스템에 알맞은 검파기를 새롭게 제안한다. 제안한 검파기의 성능을 최적 검파기와 정규-최적 검파기와 견주어 살펴본다. 제안한 검파기는 최적 검파기보다 열개가 간단하면서도 그 성능이 최적 검파기에 가깝다는 것과 제안한 검파기가 충격성 간섭에서 정규-최적 검파기보다 더 뛰어나다는 것을 모의 실험으로 보인다.

## II. 초광대역 다중접속 시스템에의 응용

### 2.1 검파기준

먼저, 1부에서 제안한 검파기준의 결정 영역  $D_i^p$ 를 다시 써 보면 아래와 같다.

$$D_i^p = \left\{ \mathbf{r} : \frac{\partial}{\partial \theta} p(\mathbf{r} | s_i, \theta) \Big|_{\theta=0} \geq \frac{\partial}{\partial \theta} p(\mathbf{r} | s_j, \theta) \Big|_{\theta=0}, \forall j \right\} \quad (1)$$

여기서,  $D_i^p$ 는  $s_i(t)$ 를 보냈다고 결정하는  $N$ 차원 결정 영역,  $p(\mathbf{r} | s_i, \theta)$ 는  $s_i(t)$ 를 보내고 그 신호 세기 매개변수가  $\theta$ 일 때  $\mathbf{r}$ 의 조건부 확률밀도함수,  $\{D_i^p\}_{i=1}^M$ 은  $N$ 차원 공간  $R^N$ 의 분할이다. 위 식을 쓰면 신호 세기가 0에 가까워질 때 심벌 오류 확률  $P_e(\theta)$ 가 가장 작아진다<sup>[1]</sup>.

### 2.2 시스템 모형

너비  $T_q$ 가 주기  $T_c$ 보다 매우 짧은 초광대역 신호들을 이진 펄스 위치 변조하여(pulse position modulation : PPM) 보낸다고 하자. 이 논문에서는 복조 과정이 지난 뒤, 검파기 열개를 결정하는 검파기준에 초점을 맞춘 것이므로 초광대역 펄스 모양에는 관심을 두지 않는다.

이제,  $0 \leq t \leq N_s T_f$ 일 때,  $l$ 째 쓰느이 신호는 발생 확률이 같은 두 신호  $s_1^{(l)}(t)$ 와  $s_2^{(l)}(t)$  가운데 하나이다. 여기서,  $s_i^{(l)}(t)$ ,  $i=1,2$ 는 아래와 같다.

$$s_i^{(l)}(t) = \vartheta \sum_{k=0}^{N_s-1} a(t - kT_f - c_k^{(l)}T_c - \frac{d_i^{(l)}T_c}{2}). \quad (2)$$

위에서,  $a(t)$ 는 단위 에너지 초광대역 펄스,  $N_s$ 는 주어진 심벌로 변조된 초광대역 펄스 수,  $T_s = N_s T_f$ 는 심벌 너비,  $\vartheta$ 는 보낸 신호 세기,  $T_c$ 는 칩 너비 ( $T_c > 2T_q$ ),  $\{c_k^{(l)}\}_{k=0}^{N_s-1}$ 은 주기가  $N_c$ 인 (곧, 정수  $N_h$ 와 모든 정수  $k, j$ 에 대하여  $0 \leq c_k^{(l)} \leq N_h$ 와  $c_{k+jN_c}^{(l)} = c_k^{(l)}$ 인)  $l$ 째 쓰느이의 시간 뒀수열,  $d_1^{(l)} = 0$ , 그리고  $d_2^{(l)} = 1$ 이다. 지연 퍼짐으로 생기는 심벌사이의 간섭과 내부 심벌 간섭을 줄이고자 프레임 시간  $T_f$ 를 충분히 크다고 ( $T_f > N_h T_c + T_c$ ) 둔다. 여기서,  $T_f - (N_h + 1)T_c$ 를 보호 시간이라고 부른다. 또한,  $N_c$ 는 다중접속 시스템에서 쓰느이들이 동시에 접속할 수 있는 이론적으로 가장 큰 숫자다. 위 설명을 그림 1과 2에 보였다.

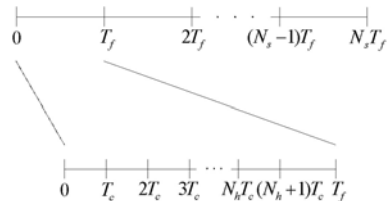
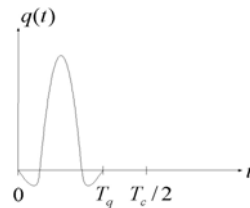
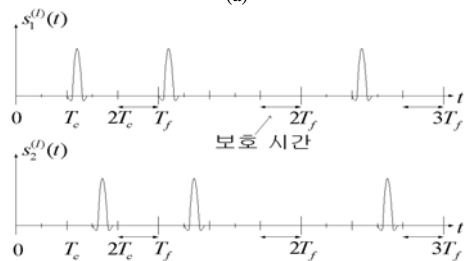


그림 1. 프레임 시간과 칩 주기. 여기서,  $T_s = N_s T_f$ 는 심벌 너비,  $T_c$ 는 칩 주기, 그리고,  $T_f - (N_h + 1)T_c$ 는 보호 시간이다.



(a)



(b)

그림 2. 신호 모양의 보기. (a) 단위 에너지 초광대역 펄스  $q(t)$ , (b)  $N_c = 2$ ,  $N_h = 1$ ,  $N_s = 3$ , 그리고  $(c_0^{(l)}, c_1^{(l)}) = (1, 0)$ 일 때, 심벌 너비  $T_s = N_s T_f = 3T_f$ 인  $l$ 째 쓰느이 신호  $s_1^{(l)}(t)$ 와  $s_2^{(l)}(t)$

초광대역 다중접속 시스템에서 쓰는이가  $N_u$  일 때 ( $N_u \leq N_c$ ), 받은 신호  $r(t)$ 를 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sum_{l=1}^{N_u} s_{rec}^{(l)}(t) + \tilde{n}(t). \quad (3)$$

여기서,  $s_{rec}^{(l)}(t)$ 는 수신기의  $l$ 째 쓰는이 신호,  $\tilde{n}(t)$ 는 덧셈꼴 잡음이다. 채널을 거칠 때 신호는 찌그러짐이 없고, 수신기는 첫째 쓰는이가 보낸 자료  $\{d_i^{(1)}\}$ 을 결정하는 것에 관심이 있다고 두자. 그러면,  $s_i^{(1)}(t)$ 를 보냈을 때 수신 신호  $r(t)$ 를 아래와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$r(t) = A_1 s_i^{(1)}(t - \tau_1) + n(t). \quad (4)$$

식 (4)에서  $\tau_1$ 은 첫째 쓰는이의 송신기와 수신기 사이의 시간 지연,  $A_1$ 은 수신기에 닿을 때까지 일어나는 첫째 쓰는이 신호의 감쇠, 그리고

$$n(t) = \sum_{l=2}^{N_u} s_{rec}^{(l)}(t) + \tilde{n}(t) \quad (5)$$

는  $\{d_i^{(1)}\}$  결정을 방해하는 전체 간섭이다. 식 (5)의 오른쪽 첫째 식은 시스템에서 다른 쓰는이로 말미암아 일어나는 다중접속 간섭, 둘째 식은 덧셈꼴 잡음이 나타내는 간섭이다.

시간 지연  $\tau_1$ 을 바르게 추정했다고 두면,  $k = 0, 1, \dots, N_s - 1$  일 때,

$$r_{2k+1} = \int_{kT_f + c_k^{(1)}T_c + \tau_1}^{kT_f + c_k^{(1)}T_c + \tau_1 + T_c} r(t) \cdot q(t - kT_f - c_k^{(1)}T_c - \tau_1) dt \quad (6)$$

과

$$r_{2k+2} = \int_{kT_f + c_k^{(1)}T_c + \tau_1}^{kT_f + c_k^{(1)}T_c + \tau_1 + T_c} r(t) \cdot q(t - kT_f - c_k^{(1)}T_c - T_c/2 - \tau_1) dt \quad (7)$$

이러는 복조 과정으로 관측 벡터 성분  $\mathbf{r} = (r_1, r_2, \dots, r_{2N_s})$ 를 얻는다. 이제,  $k = 0, 1, \dots, N_s - 1$  일 때 검파기를 써서 아래 두 가설  $H_1$ 과  $H_2$ 가 운데 하나를 고른다.

$$H_1 : \begin{cases} r_{2k+1} = \Theta + n_{2k+1} \\ r_{2k+2} = n_{2k+2} \end{cases} \quad (8)$$

$$H_2 : \begin{cases} r_{2k+1} = n_{2k+1} \\ r_{2k+2} = \Theta + n_{2k+2}. \end{cases} \quad (9)$$

여기서,  $i=1, 2$ 일 때  $H_i$ 는  $s_i^{(1)}(t)$ 를 보냈다는 가설,  $\Theta = A_1 \Theta$ , 그리고

$$n_{2k+1} = \int_{kT_f + c_k^{(1)}T_c + \tau_1}^{kT_f + c_k^{(1)}T_c + \tau_1 + T_c} n(t) \cdot q(t - kT_f - c_k^{(1)}T_c - \tau_1) dt \quad (10)$$

과

$$n_{2k+2} = \int_{kT_f + c_k^{(1)}T_c + \tau_1}^{kT_f + c_k^{(1)}T_c + \tau_1 + T_c} n(t) \cdot q(t - kT_f - c_k^{(1)}T_c - T_c/2 - \tau_1) dt \quad (11)$$

은 관측 벡터  $\mathbf{r}$ 의 간섭 성분이다.

### 2.3 충격성 간섭에 알맞은 검파기

이제, 충격성 간섭 환경에 알맞은 검파기의 결정 영역을 얻어 보자.

#### 2.3.1 두변량 등방 대칭 알파 안정 간섭에 알맞은 검파기

대칭 알파 안정(symmetric  $\alpha$ -stable: SaS) 분포는 충격성 간섭을 모형화하는데에 알맞다는 것이 알려져 있다<sup>5)</sup>. 이제, 서로 독립이고 분포가 같은 두 변량 확률 벡터들  $\{(n_{2k+1}, n_{2k+2})\}_{k=0}^{N_s-1}$ 을 생각하여,  $\mathbf{u} = (n_{2k+1}, n_{2k+2})$ 의 결합 확률밀도함수를 아래와 같이 두변량 등방 대칭 알파 안정 확률밀도함수라 하자<sup>7)</sup>.

$$f_{\mathbf{u}}(x, y) = \begin{cases} \frac{1}{\pi^2 \gamma^{2/a}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2^{ak} (-1)^{k-1}}{k!} \cdot \Gamma^2(ak/2 + 1) \sin\left(\frac{k\alpha\pi}{2}\right) \cdot \left(\frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{\gamma^{1/a}}\right)^{-ak-2}, & 0 < \alpha \leq 1, \\ \frac{1}{2\pi\alpha\gamma^{2/a}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(k!)^2} \cdot \Gamma\left(\frac{2k+2}{\alpha}\right) \left(-\frac{x^2 + y^2}{4\gamma^{2/a}}\right)^k, & 1 \leq \alpha \leq 2. \end{cases} \quad (12)$$

여기서,  $i = \sqrt{-1}$ ,  $\gamma (> 0)$ 는 두변량 대칭 알파 안정 확률밀도함수의 퍼짐 매개변수이고,  $\alpha$ 는 특성지수이고  $0 < \alpha \leq 2$ 이다. 특성지수  $\alpha$ 가 작을수록 두 변량 대칭 알파 안정 확률밀도함수의 꼬리는 더 무겁다. 여기서,  $\alpha = 1$ 이면

$$f_{\mathbf{x}}(x, y) = \frac{\gamma}{2\pi(x^2 + y^2 + \gamma^2)^{3/2}} \quad (13)$$

이고,  $a=2$ 이면

$$f_{\mathbf{x}}(x, y) = \frac{1}{4\pi\gamma} \exp\left\{-\frac{x^2 + y^2}{4\gamma}\right\} \quad (14)$$

이다<sup>7)</sup>.

이제, 정규 환경에서 ( $a=2$ )  $\mathbf{r}$ 의 결합 확률밀도함수  $p(\mathbf{r} | s_1^{(1)}, \theta)$ 와  $p(\mathbf{r} | s_2^{(1)}, \theta)$ 를 얻으면 각각 아래와 같다<sup>8)</sup>.

$$p(\mathbf{r} | s_1^{(1)}, \theta) = \prod_{k=0}^{N_i-1} \frac{1}{4\pi\gamma} e^{-\frac{(r_{2k+1}-\theta)^2 + r_{2k+2}^2}{4\gamma}}, \quad (15)$$

$$p(\mathbf{r} | s_2^{(1)}, \theta) = \prod_{k=0}^{N_i-1} \frac{1}{4\pi\gamma} e^{-\frac{r_{2k+1}^2 + (r_{2k+2}-\theta)^2}{4\gamma}}. \quad (16)$$

따라서, 최대 비슷함 검파기준을 바탕으로 하는 정규-최적 검파기의 결정 영역  $D_1^{ML,G}$ 은 아래와 같고

$$D_1^{ML,G} = \left\{ \mathbf{r}: \sum_{k=0}^{N_i-1} (r_{2k+1} - r_{2k+2}) \geq 0 \right\}, \quad (17)$$

$D_2^{ML,G}$ 는 (17)에서 부등호를 뒤집어 얻는다.

두변량 대칭 알파 안정 분포의 확률밀도함수는 닫힌 꼴로 얻기 어렵기 때문에  $a=2$ 인 정규 분포나  $a=1$ 인 코쉬 분포일 때를 빼고는 최적 검파기의 결정 영역을 나타내기 어렵다. 그러한 까닭에 여러 연구에서<sup>8,9)</sup> 말한 것처럼 코쉬 분포에 최적인 검파기는 (코쉬-최적 검파기) 확률밀도함수가 (12)인 일반적인 대칭 알파 안정 층적 분포에서 널리 쓰인다. 코쉬 환경일 때에는 ( $a=1$ )

$$p(\mathbf{r} | s_1^{(1)}, \theta) = \prod_{k=0}^{N_i-1} \frac{\gamma}{2\pi((r_{2k+1}-\theta)^2 + r_{2k+2}^2 + \gamma^2)^{3/2}} \quad (18)$$

와

$$p(\mathbf{r} | s_2^{(1)}, \theta) = \prod_{k=0}^{N_i-1} \frac{\gamma}{2\pi(r_{2k+1}^2 + (r_{2k+2}-\theta)^2 + \gamma^2)^{3/2}} \quad (19)$$

이므로 코쉬-최적 검파기의 결정 영역  $D_1^{ML,C}$ 는 아

래와 같다.

$$D_1^{ML,C} = \left\{ \mathbf{r}: \prod_{k=0}^{N_i-1} \frac{r_{2k+1}^2 + (r_{2k+2}-\theta)^2 + \gamma^2}{(r_{2k+1}-\theta)^2 + r_{2k+2}^2 + \gamma^2} \geq 1 \right\}. \quad (20)$$

앞에서와 비슷하게,  $D_2^{ML,C}$ 는 (20)에서 부등호를 뒤집으면 얻을 수 있다.

이제,  $i=1,2$ 일 때

$$\frac{\partial}{\partial \theta} p(\mathbf{r} | s_i^{(1)}, \theta) \Big|_{\theta=0} = 2 \left\{ \prod_{k=0}^{N_i-1} \frac{\gamma}{2\pi(r_{2k+1}^2 + r_{2k+2}^2 + \gamma^2)^{3/2}} \cdot \sum_{k=0}^{N_i-1} \frac{r_{ki}}{r_{2k+1}^2 + r_{2k+2}^2 + \gamma^2} \right\} \quad (21)$$

이므로, 코쉬 환경에서 제안한 검파기준을 바탕으로 결정 영역  $D_1^{P,C}$ 를 얻으면 아래와 같다.

$$D_1^{P,C} = \left\{ \mathbf{r}: \sum_{k=0}^{N_i-1} \frac{r_{2k+1} - r_{2k+2}}{r_{2k+1}^2 + r_{2k+2}^2 + \gamma^2} \geq 0 \right\}. \quad (22)$$

위 식 (22)에서 알 수 있듯이, 제안한 검파기는  $\theta$ 를 모르더라도 쓸 수 있다. 다만, 최대 비슷함 검파기를 쓸 때와 마찬가지로,  $\gamma$ 를 추정해야한다. 이 매개변수는 두변량 대칭 알파 안정 과정의 표본 평균과 표본 분산을 얻어 쉽게 추정할 수 있다<sup>9)</sup>.

### 2.3.2 대칭 알파 안정 간섭에 알맞은 검파기

이제,  $n_{2k+1}$ 과  $n_{2k+2}$ 가 서로 독립일 때를 생각하자. 곧,  $\{n_{2k+1}\}_{k=1}^{N_s}$ 와  $\{n_{2k+2}\}_{k=1}^{N_s}$ 가 서로 독립이고 분포가 같으며 그 확률밀도함수가 아래와 같은 대칭 알파 안정 확률밀도함수라고 두자.

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\gamma^{1/a}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{k!} \cdot \Gamma(a k + 1) \sin\left(\frac{k\alpha\pi}{2}\right) \left(\frac{|x|}{\gamma^{1/a}}\right)^{-\alpha k - 1}, & 0 < \alpha \leq 1, \\ \frac{1}{\pi\alpha\gamma^{1/a}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(2k)!} \cdot \Gamma\left(\frac{2k+1}{a}\right) \left(\frac{x}{\gamma^{1/a}}\right)^{2k}, & 1 \leq \alpha \leq 2. \end{cases} \quad (23)$$

코쉬 환경일 때 ( $a=1$ ), 최대 비슷함 기준을 바탕으로 얻은 결정 영역  $D_1^{ML,C}$ 는

$$D_1^{ML,C} = \left\{ \mathbf{r}: \prod_{k=0}^{N_s-1} \frac{(r_{2k+1}^2 + \gamma^2)}{(r_{2k+2}^2 + \gamma^2)} \cdot \frac{\{(r_{2k+2} - \Theta)^2 + \gamma^2\}}{\{(r_{2k+1} - \Theta)^2 + \gamma^2\}} \geq 1 \right\} \quad (24)$$

이고, 제안한 검파기준을 바탕으로 얻은 결정 영역  $D_1^{P,C}$ 는

$$D_1^{P,C} = \left\{ \mathbf{r}: \sum_{k=0}^{N_s-1} \left( \frac{r_{2k+1}}{r_{2k+1} + \gamma^2} - \frac{r_{2k+2}}{r_{2k+2} + \gamma^2} \right) \geq 0 \right\} \quad (25)$$

이다.

### 2.3.3 두변량 $t$ -분포 간섭에 알맞은 검파기

이제,  $\mathbf{m} = (n_{2k+1}, n_{2k+2})$ 의 확률밀도함수가 아래와 같은 두변량  $t$ -확률밀도함수라고 하자<sup>[10]</sup>.

$$f_{\mathbf{m}}(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-\rho^2}} \cdot \left( 1 + \frac{x^2 - 2\rho xy + y^2}{\sigma^2 n(1-\rho^2)} \right)^{-\frac{n+2}{2}} \quad (26)$$

여기서,  $\rho$ 는  $n_{2k+1}$ 과  $n_{2k+2}$ 사이의 상관계수이고,  $n$ 는 확률밀도함수의 감쇠의 정도를 나타내는데 이 값이 작을수록 꼬리가 더 무겁다. 한편,  $n > 2$ 일 때  $Var\{n_{2k+1}\} = Var\{n_{2k+2}\} = \sigma^2 n / (n-2)$ 이다. 매 개변수  $n$ 가 무한히 커질 때, (26)의 극한은 두변량 정규 확률밀도함수이다.

이제, 최대 비슷함 기준과 제안한 검파기준을 바탕으로 결정 영역  $D_1^{ML,t}$ 와 결정 영역  $D_1^{P,t}$ 를 얻으면 각각 아래와 같다.

$$D_1^{ML,t} = \left\{ \mathbf{r}: \prod_{k=0}^{N_s-1} \left[ \sigma^2 n(1-\rho^2) + r_{2k+1}^2 - 2\rho r_{2k+1}(r_{2k+2} - \Theta) + (r_{2k+2} - \Theta)^2 \right] / \left[ \sigma^2 n(1-\rho^2) + (r_{2k+1} - \Theta)^2 - 2\rho r_{2k+2}(r_{2k+1} - \Theta) + r_{2k+2}^2 \right] \geq 1 \right\}, \quad (27)$$

$$D_1^{P,t} = \left\{ \mathbf{r}: \sum_{k=0}^{N_s-1} \left[ r_{2k+1} - r_{2k+2} \right] / \left[ \sigma^2 n(1-\rho^2) + r_{2k+1}^2 - 2\rho r_{2k+1}r_{2k+2} + r_{2k+2}^2 \right] \geq 0 \right\}. \quad (28)$$

### 2.3.4 한변량 $t$ -분포 간섭에 알맞은 검파기

이제,  $\{n_{2k+1}\}_{k=1}^{N_s}$ 와  $\{n_{2k+2}\}_{k=1}^{N_s}$ 가 서로 독립

이고 분포가 같으며 그 확률밀도함수가 아래와 같은 한변량  $t$ -확률밀도함수라 하자.

$$f(x) = \frac{\Gamma((v+1)/2)}{\sqrt{\pi v} \Gamma(v/2)} (1 + \frac{x^2}{v})^{-\frac{v+1}{2}}. \quad (29)$$

그러면, 최대 비슷함 검파기준을 바탕으로 하는 결정 영역  $D_1^{ML,t}$ 는

$$D_1^{ML,t} = \left\{ \mathbf{r}: \prod_{k=0}^{N_s-1} \frac{\left( 1 + \frac{r_{2k+1}^2}{v} \right)}{\left( 1 + \frac{r_{2k+2}^2}{v} \right)} \cdot \frac{\left\{ 1 + \frac{(r_{2k+2} - \Theta)^2}{v} \right\}}{\left\{ 1 + \frac{(r_{2k+1} - \Theta)^2}{v} \right\}} \geq 1 \right\} \quad (30)$$

이고, 제안한 검파기준을 바탕으로 하는 결정 영역  $D_1^{P,t}$ 는

$$D_1^{P,t} = \left\{ \mathbf{r}: \sum_{k=0}^{N_s-1} \left( \frac{r_{2k+1}}{1 + r_{2k+1}^2/v} - \frac{r_{2k+2}}{1 + r_{2k+2}^2/v} \right) \geq 0 \right\} \quad (31)$$

이다.

## III. 모의 실험

대칭 알파 안정 분포를 다룰 때에는 신호대잡음 비 대신 정보를 가진 신호와 대칭 알파 안정 과정 사이의 상대적인 크기를 나타내는 기하학적 신호대 잡음비를 (geometric SNR:  $G-SNR$ ) 쓴다<sup>[11]</sup>. 기하학적 신호대잡음비는 아래와 같이 뜻매김한다.

$$G-SNR = \frac{\Theta^2}{2C_g^{-1+2/\alpha} \gamma^{2/\alpha}}. \quad (32)$$

여기서,  $C_g = \exp\left\{ \lim_{s \rightarrow \infty} \left( \sum_{z=1}^s \frac{1}{z} - \ln s \right) \right\} \approx 1.78$ 이다. 잡음이 정규 과정일 때에는 ( $\alpha = 2$ ) 기하학적 신호대잡음비가 표준 신호대잡음비와 같다는 것을 새겨 두자.

매개변수  $\alpha$ 의 값이 바뀔 때, 제안한 검파기 (22), 코쉬-최적 검파기 (20), 그리고 정규-최적 검파기 (17)의 성능을 그림 3-5에 보였다. 코쉬-최적 검파기를 쓸 때  $\Theta$ 를 정확하지 않게 추정하면, 그 성능은 코쉬 환경에서조차도 ( $\alpha = 1$ ) 제안한 검파기의 성

능보다 좋지 않다는 것을 알 수 있다. 그 뿐만 아니라 기하학적 신호대잡음비가 0에 가까이 가면, 제안

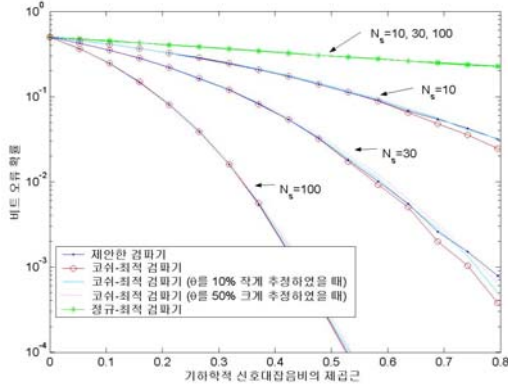


그림 3. 코쉬 환경에서 ( $\alpha=1$ ) 제안한 검파기 (23), 코쉬-최적 검파기 (21), 그리고 정규-최적 검파기의 (18) 성능 ( $\Theta$ 가 정확하지 않게 추정되었을 때의 코쉬-최적 검파기 성능도 보였다.)

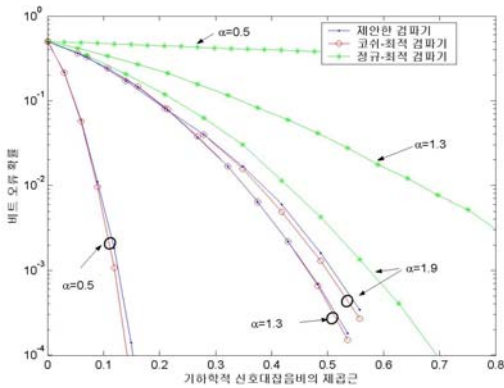


그림 4. 매개변수  $\alpha=0.5$ ,  $\alpha=1.3$ , 그리고  $\alpha=1.9$ 이고  $N_s=100$ 일 때, 제안한 검파기 (23), 코쉬-최적 검파기 (21), 그리고 정규-최적 검파기의 (18) 성능

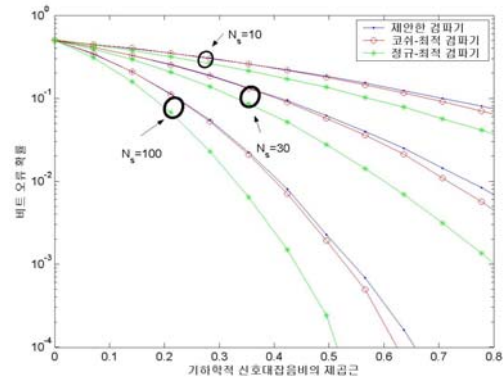


그림 5. 정규환경에서 ( $\alpha=2$ ) 제안한 검파기 (23), 코쉬-최적 검파기 (21), 그리고 정규-최적 검파기의 (18) 성능

한 검파기의 성능은 코쉬-최적 검파기의 성능과 거의 같다는 것도 볼 수 있다.

한편, 제안한 검파기의 성능은 기하학적 신호대잡음비가 높을 때 코쉬-최적 검파기의 성능보다 좋지 않을 수 있다. 코쉬-최적 검파기와 제안한 검파기 사이의 성능 차이는 심벌당 초광대역 신호의 수  $N_s$ 가 늘어나면 줄어들기 때문에 심벌마다 초광대역 펄스들을 수백번 보내는 초광대역 시스템에서는 두 검파기가 거의 비슷한 성능을 보일 것이다. 또, 정규-최적 검파기는 정규 환경에서 (그림 5) 다른 두 검파기들보다 성능이 뛰어나지만, 코쉬 환경에서는 (그림 3) 성능이 매우 나빠진다.

덧붙여  $\alpha=2$ 일 때, 곧 정규-최적 검파기가 최적일 때를 빼고는,  $\alpha$ 가 어떤 값이라도 정규-최적 검파기의 성능보다 제안한 검파기의 성능이 더 좋다. 또,  $\alpha$ 가 작을 때, 곧 간섭이 더욱 충격성일 때는 정규-최적 검파기는 거의 쓸모가 없고, 제안한 검파기와 코쉬-최적 검파기는 성능이 좋다.

간추려 보면, 제안한 검파기, 최적 검파기, 그리고 정규-최적 검파기의 상대적인 성능은 충격성 간섭 모형을 따라 바뀌지 않을 것이라고 예상할 수 있다. 그리고 제안한 검파기가 최대 비슷함 검파기 준을 바탕으로 한 최적 검파기와 견주어 열개가 간단하면서 성능이 거의 같고 충격성 간섭에서는 정규-최적 검파기보다 성능이 더 좋다는 것은 새겨둘 만하다.

#### IV. 맺음말

이 논문의 1부에서는 약한 다진 신호에 알맞은 새로운 검파기준을 제안하였다. 제안한 검파기준은 신호의 세기가 약할 때 오류 확률을 가장 작게 한다는 뜻에서 최적이다. 제안한 검파기준은 어떤 때에는 최대 비슷함 검파기준과 같다. 제안한 검파기준에서는 신호 세기를 추정하지 않아도 되고, 따라서 검파 열개가 최대 비슷함 검파기준을 쓸 때보다 간단하다.

이 논문에서는 약한 다진 신호에 알맞도록 1부에서 제안한 검파기준을 바탕으로 얻은 검파기를 간섭이 충격성일 때 초광대역 다중접속 시스템에 응용하여 그 성능을 살펴보았다. 제안한 검파기는 최적 검파기와 견주어 열개가 간단하고 그 성능이 거의 같다는 것과 제안한 검파기가 충격성 간섭에서 정규-최적 검파기보다 더 뛰어나다는 것을 모의 실험으로 보았다.

참 고 문 헌

- [1] 박소령, 구진규, 오종호, 권형문, 송익호, "약한 다진 신호에 알맞은 결정 기준: 1부. 결정 기준과 결정 영역", 한국통신학회 논문지, 30권, 9A호, 705-713쪽, 2005년 9월.
- [2] E. Kokkinos and A.M. Maras, "Locally optimum Bayes detection in nonadditive first-order Markov noise", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 47, pp. 387-396, Mar. 1999.
- [3] 최석, 김길겸, 곽준호, 김학선, "멀티밴드 UWB 시스템의 무선성능 분석에 관한 연구", 한국통신학회 논문지, 28권, 12A호, 951-957쪽, 2003년 12월.
- [4] 김성준, 임성빈, "PPM-기반의 UWB 시스템에 대한 PRF와 슬롯 시간의 영향", 한국통신학회 논문지, 28권, 12C호, 1192-1199쪽, 2003년 12월.
- [5] C. L. Nikias and M. Shao, *Signal Processing with Alpha-Stable Distributions and Applications*, Wiley, 1995.
- [6] G. A. Tsihrintzis and C. L. Nikias, "Incoherent receiver in alpha-stable impulsive noise," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 43, pp. 2225-2229, Sep. 1995.
- [7] 박철훈, 송익호, 남동경, 확률과정, 생능출판사, 2004.
- [8] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 48, pp. 679-691, Apr. 2000.
- [9] R. Kapoor, A. Banerjee, G. A. Tsihrintzis, and N. Nandhakumar, "UWB radar detection of targets in foliage using alpha-stable clutter models," *IEEE Trans. Aerosp., Electron. Systems*, vol. 35, pp. 819-834, July 1999.
- [10] N.L. Johnson and S. Kotz, *Distributions in Statistics: Continuous Multivariate Distributions*, John Wiley & Sons, New York, 1972.
- [11] T. C. Chuah, B. S. Sharif, and O. R. Hinton, "Nonlinear decorrelator for multiuser detection in non-Gaussian impulsive environments," *Elec. Lett.*, vol. 36, pp. 920-922, May 2000.

오 종 호 (Jongho Oh)

준회원



2004년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학사  
 2005년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사  
 2005년 9월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정

<관심분야> 이동통신, 정보이론, 검파와 추정

이 주 미 (Jumi Lee)

준회원



1998년 2월 이화여자대학교 수학과 이학사, 전자공학과 공학사  
 2000년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사  
 2000년 3월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정

<관심분야> 이동통신, 정보이론

배 진 수 (Jinsoo Bae)

종신회원

한국통신학회 논문지 제30권 6호 참조

구 진 규 (Jinkyu Koo)

준회원



2001년 8월 고려대학교 전기전자전파공학부 공학사  
 2004년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사  
 <관심분야> 이동통신, 통신이론, 통신신호처리

송 익 호 (Ickho Song)

종신회원

한국통신학회 논문지 제30권 5호 참조