직접 수열 대역 확산 통신에서 비동기 위상 서명 수열의 병렬 부호 획득 기법

준회원 오 미 정*, 정회원 윤 석 호**, 종신회원 송 익 호***, 배 진 수*

Parallel Code Acquisition Techniques in Chip-Asynchronous DS/SS Systems

Mijeong Oh* ***Associate Member***, Seokho Yoon**, Iickho Song***, Jinsoo Bae* ***Regular Members***

요 약

이 논문에서는 직접 수열 대역 확산 (DS/SS) 통신에서 비동기 서명 수열의 병렬 부호 획득을 위한 최적 및 준최적의 결정법을 다룬다. 기존의 병렬 부호 획득 기법은 수신기에서 상관기 출력이 가장 큰 신호를 선택하는 것인데, 이 방법은 비동기 서명 수열에 대해 최적의 성능을 내지 못한다고 알려져 있다. 이 논문에서는 비동기 서명 수열에 맞는 최적의 결정법을 최대 우도비 기준에 바탕을 두고 유도한다. 또한 이보다 간단하게 구현할 수 있는 준최적 결정법도 제안한다. 최적 및 준최적 결정법의 성능은 비동기 서명 수열에 대해 기존의 결정법을 능가함을 보인다.

ABSTRACT

We investigate optimal and suboptimal decision rules for parallel code acquisition in chip asynchronous direct-sequence spread-spectrum systems. The conventional decision rule for parallel acquisition is to choose the largest correlator output of a receiver. However, such a scheme is optimum only for chip synchronous models. In this paper, an optimal decision rule is derived based on the maximum-likehood criterion for chip asynchronous models. A simpler suboptimal decision rule is also discussed. The performance of the optimum and suboptimum decision rules is compared to that of the conventional decision rule. Numerical results show that, for chip asynchronous models, both the optimal and suboptimal decision rules outperform the conventional decision rule.

I. 서 론

직접 수열 대역 확산 통신에서, 수신기에서 만들어진 의사 잡음 부호와 수신된 부호의 동기를 맞추는 것은 필수적이다. 동기는 부호의 획득과 추적 두 가지 단계로 이루어져 있다. 이 논문에서는 부호 획득, 그 가운데서도 병렬 부호 획득에 관심을 두기로 한다.

병렬 부호 획득에 쓰이는 기존의 결정법은 병렬 부호 획득 수신기의 모든 상관기 출력들 중에서 가장 큰 것을 선택하는 것이다[1]. 이러한 방법들은 동기화 된 서명 수열들에 대해 최대 우도비 기준을 만족시켜 최적임이 알려져 있다[2]. 비동기 서명 수열 모형은 동기 서명 수열 모형보다 더 일반적이고 실제적이다. 그러나 의사 잡음 부호들이 비동기일 때 기존의 결정법은 최적이 아니다.

이 논문에서는 비동기 서명 수열 직접 수열 대역 확산통신 시스템들에 대해 병렬 부호 획득 수신기의 상관기 출력들을 위한 최적 및 준최적 결정법을 구하였다. 최대 우도 기준을 사용하여, 최적의 결정

* 세종대학교 정보통신공학과 (jay@sejong.ac.kr) ** Harvard University (syoon@deas.harvard.edu)
*** 한국과학기술원 전자전산학과 전기및전자공학전공 (isong@sejong.kaist.ac.kr)
논문번호: 020137-0322, 접수일자: 2002년 3월 22일

법을 유도하고, 구현하기에 보다 간단한 준최적의 결정법을 수신 검파기 전력의 기준에 바탕을 두어 유도하였다[3].

Ⅱ. 최적 및 준최적 결정

1. 비동기 상관기 출력의 확률분포

직접 수열 대역 확산 통신에서, 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

식(1)에서, $c_i\in\{-1,1\}$는 주기가 L인 의사 잡음 부호의 번째 서명수열, $p_{T_c}(t)$는 $[0,T_c]$에 이르는 단일 구형파로서 정의된 의사 잡음 부호 파형일 때, $c(t)=\sum_{i=-\infty}^{\infty}c_i p_{T_c}(t-iT_c)$이다. 그리고 S는 신호전력, $d(t)$는 데이터 수열이고, τ는 시간지연, ω_c는 반송파 각주파수, θ는 반송파 위상, $n(t)$는 양방향 전력 스펙트럼 밀도가 $D_0/2$인 덧셈꼴 흰빛 정규잡음이다. 여기서 부호 획득 중에 데이터 변조가 나타나지 않도록 획득에 대한 초기 훈련구간이 있다고 가정한다. 또, 병렬 부호 획득 수신기가 L개의 비동기 위상 상관기들의 집합이라고 가정한다. 각 상관기는 동일위상과 직각위상으로 구성된다. 비동기 위상 상관기 가정은 일반적으로 초기 부호획득이 반송파 위상동기를 맞추기 이전에 이루어지므로 타당하다.

$p=[\tau]$는 τ의 정수 부분이고 $\delta\in[0,1)$일 때, $\tau=p+\delta$라 하자. $c(t)$가 주기 LT_c를 갖기 때문에, 이 연구에서는 $\tau\in[0,L)$ 이라고 가정할 수 있다. 각각의 비동기 위상 $I-Q$ 상관기에서, 수신된 신호 $r(t)$는 처음에 동일위상 I와 직각위상 Q성분들로 변환된다. 그 다음에 I와 Q신호들과 수신기에서 만들어진 의사 잡음 부호와 상관된다. 그러므로 n번째 상관기의 I와 Q부문들의 출력들 $e_I[n]$과 $e_Q[n]$은 각각 $i=I,Q$이고 $n=0,1,2,...,L-1$일 때,

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

이다. $g_I=0,\ g_Q=1$일 때, $\{N_I[n]\}_{n=0}^{L-1}$과 $\{N_Q[n]\}_{n=0}^{L-1}$은 평균이 0이고, 분산 $\sigma_N^2=D_0LT_c/2$인 iid (independent and identically distributed) 정규 확률변수이고, R_c는 의사 잡음 부호 $c(t)$의 자기 상관 함수로 다음과 같이 표현한다

$$R_c(\varepsilon)=\begin{cases}LT_c(1-\frac{|\varepsilon|}{T_c}) & |\varepsilon|\le T_c\\ 0 & |\varepsilon|>T_c\end{cases} \tag{3}$$

그러므로, 평균이 m이고, 분산이 σ^2인 정규 분포 $N(m,\sigma^2)$에서 $n\ne p,p+1$일 때,

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

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

$e_i[n]\sim N(0,\sigma_N^2)$임을 알 수 있다. 결국, I와 Q부분들의 출력들은 제곱되어 더해지고, 따라서 마지막 n번째 상관기 출력 x_n은 $n=0,1,2,..,L-1$ 일 때 다음과 같다.

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

$\{e_I[n]\}_{n=0}^{L-1}$과 $\{e_Q[n]\}_{n=0}^{L-1}$이 서로 상관이 없는 정규 확률변수이기 때문에, 그것들은 항상 통계적으로 독립이다. 결론적으로, x_n은 $n=p,p+1$에 대하여 자유도 2를 가지는 비대칭 카이제곱 확률분포를 갖는 확률변수이고, $n\ne p,p+1$에 대하여 자유도 2를 가지는 대칭 카이제곱 확률분포를 갖는 확률변수이다. 그러므로, σ_N^2에 의해 일반화되어지는 x_n의 확률밀도함수 $f_n(x)$는 $n=0,1,2,...,L-1$일 때 다음과 같다.

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

여기서, $\mu=\sqrt{SLT_c/D_0}$는 신호 대 잡음비에 해당되는 수치이고 $I_0(x)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\exp(x\cos\theta)d\theta$는 차수 0인 고쳐진 첫 번째 종류의 베셀 함수이다.

2. 최적 결정법 유도

최대 우도 기준을 쓰는 상관기 출력 $\{x_n\}_{n=0}^{L-1}$을 얻기 위한 최적의 결정법을 유도한다. 우리는 최대 우도 기준에 사용하는 p와 $p+1$을 추정할 것이다. 결과들의 집합 $\{x_n\}_{n=0}^{L-1}$을 $x=[x_0, x_1, \ldots, x_{L-1}]$로 써 표현하자. 표현의 편리함을 위해, 이 연구에서는 $n \neq p, p+1$일 때 $f_n(x)$를 $\phi(x)=\frac{1}{2}\exp(-\frac{x}{2})$로 표현하기로 한다. 그러므로, $x_L=x_0$라고 표시되어야 할 때, $\tau=L+\delta$가 주어진 x의 확률 밀도 함수는

$$f_x(x \mid l) = \phi(x_0)\cdot\cdot\phi(x_{L-1})\cdot\frac{f_l(x_l)}{\phi(x_l)}\cdot\frac{f_l(x_{l+1})}{\phi(x_{l+1})} \tag{6}$$

로 표시될 수 있다. L이 $[0, L-1]$안에서 균일하게 확률 분포된 정수이므로, 최대우도기준은 식 (5)로부터

$$\begin{aligned} l^* &= \arg\max_{0\le l\le L-1} f_x(x \mid l) \\ &= \arg\max_{0\le l\le L-1} \frac{f_l(x_l)}{\phi(x_l)}\cdot\frac{f_l(x_{l+1})}{\phi(x_{l+1})} \\ &= \arg\max_{0\le l\le L-1} [I_0(\sqrt{2\mu^2(1-\delta)^2 x_l})\cdot \\ &\quad I_0(\sqrt{2\mu^2\delta^2 x_{l+1}})] \end{aligned} \tag{7}$$

을 선택하는 것과 같음을 알 수 있다. 그러나 결정법 (7)의 실제 구현은 μ와 δ의 값을 알아야 하고 $I_0(\cdot)$의 계산이 요구되기 때문에 어렵다. 그러므로 이 연구에서는 우리에게 실제적인 구현을 하게하는 준최적의 결정법을 얻는 것은 의미있는 일이다.

3. 준최적 결정법

여기서는, 구현이 더 쉬운 준최적 결정법을 유도하기 위하여, 신호 검파 이론의 국소 최적 검파기들을 이끄는 국소 최적 검파기준을 사용한다. 이 기준을 사용하는 이유는 첫째, 국소 최적 검파기가 신호 대 잡음비가 0에 가까울 때 검파확률이 최대 값을 갖기 때문에 신호 대 잡음비가 아주 낮을 때 좋은 성능을 보여주며 둘째, 국소 최적 검파기는 항상 얻어지고 가장 강력하고 최적인 검파기보다 일반적으로 더 쉽게 구현할 수 있기 때문이다[3-5].

국소최적 결정법은, ν이 $\mu=0$일 때 $f_x(x \mid l)$의 0이 아닌 미분함수의 가장 작은 차수라면, 다음과 같은 l^*을 선택하는 것이다.

$$l^* = \arg\max_{0\le l\le L-1} \frac{d^\nu f_x(x \mid l)}{d\mu^\nu}\Big|_{\mu=0} \tag{8}$$

여기서,

$$K=\phi(x_0)\cdot\cdot\cdot\phi(x_{L-1}) \tag{9}$$

$$\alpha_i'(0)=\frac{d\alpha_i}{d\mu}\Big|_{\mu=0} \tag{10}$$

$$\alpha_i(0)=\alpha_i\big|_{\mu=0} \tag{11}$$

$$\alpha_1=\exp(-\mu^2(\delta^2+(1-\delta)^2)) \tag{12}$$

$$\alpha_2=I_0(\sqrt{2\mu^2(1-\delta)^2 x_l}) \tag{13}$$

$$\alpha_3=I_0(\sqrt{2\mu^2\delta^2 x_{l+1}}) \tag{14}$$

일 때, 식 (6)을 이용하여,

$$\begin{aligned} &\frac{df_x(x \mid l)}{d\mu}\Big|_{\mu=0} \\ &= K\frac{d}{d\mu}[\exp(-\mu^2(\delta^2+(1-\delta)^2))\cdot \\ &\quad I_0(\sqrt{2\mu^2(1-\delta)^2 x l})I_0(\sqrt{2\mu^2\delta^2 x_{l+1}})]\Big|_{\mu=0} \\ &= K\left[\frac{\alpha_1(0)\alpha_2(2)\alpha_3(0)}{\alpha_i(0)}\sum_{i=1}^{3}\alpha_i'(0)\right] \end{aligned} \tag{15}$$

임을 알 수 있다.

$$\frac{dI_0(x)}{dx}\Big|_{x=0}=\frac{1}{\pi}\int_0^\pi \cos\theta d\theta=0 \tag{16}$$

이므로, $\alpha_1(0)=\alpha_2(0)=\alpha_3(0)=1$이고 $\alpha_1'(0)=\alpha_2'(0)=\alpha_3'(0)=0$임을 알 수 있다. 그 다음, 식 (15)의 값이 0이 되므로 $\mu=0$에서 $f_x(x \mid l)$의 2차 미분함수까지 계산해야한다.

$$\begin{aligned} &\frac{d^2 f_x(x \mid l)}{d\mu^2}\Big|_{\mu=0} \\ &= K\Bigg[\sum_{i=1}^{3}\Big\{\alpha_i''(0)\frac{\alpha_1(0)\alpha_2(2)\alpha_3(0)}{\alpha_i(0)}\Big\} \\ &\quad + \alpha_i'(0)\sum_{j=1, j\neq i}^{3}\alpha_j(0)\frac{\alpha_1(0)\alpha_2(0)\alpha_3(0)}{\alpha_i(0)\alpha_j(0)}\Bigg] \end{aligned} \tag{17}$$

이고, $\frac{d^2 I_0(x)}{dx^2}\Big|_{x=0}=\frac{1}{\pi}\int_0^\pi \cos^2\theta d\theta=\frac{1}{2}$이므로, $\alpha_1''(0)=0, \alpha_2''(0)=(1-\delta^2)x_l$, $\alpha_3''(0)=\delta^2 x_{l+1}$임을 알 수 있다. 이러한 결과들과 K가 l에 독립적이라는 사실을 이용하여, 식 (8)과 식 (17)으로부터

l^*을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$l^* = \arg \max_{0 \le l \le L-1} [(1-\delta)^2 x_l + \delta^2 x_{l+1}] \tag{18}$$

결정법 (18)은 δ의 함수이다. 실제적인 시스템에서, δ의 값은 항상 알려지는 것은 아니다. 그러므로, δ에 의존하지 않고 게다가 모든 가능한 δ에 대하여 좋은 결과를 내는 결정법을 얻기 위해서는 몇 가지 방법을 생각할 수 있다. 첫째, 식 (18)을 주어진 δ에 따른 조건부 결정법으로서 생각하고 δ가 $[0, 1)$에 균일하게 분포된 확률변수라 가정하고 평균을 내어 $l^* = \arg \max_{0 \le l \le L-1} [x_l + x_{l+1}]$을 얻을 수 있다. 둘째로는, δ의 평균값이나 δ의 최고값을 이용할 수 있다. 위에서 언급됐듯이, δ이 $[0, 1)$에 균일하게 확률분포 되었다고 가정될 수 있기 때문에, δ의 평균값은 0.5이다. 이 값은 최악의 경우를 고려한 값이다. 그러므로 $\delta = 0.5$라는 값은 시스템 디자인의 관점에서 안전한 값이다. 만약 우리가 식 (18)에서 $\delta = E\{\delta\}$이거나 $\delta = 0.5$를 사용한다면, 결정법은 역시 $l^* = \arg \max_{0 \le l \le L-1} [x_l + x_{l+1}]$이 된다. 이러한 추론으로부터, 준최적 결정법으로서 합당한 선택 중에 하나가 다음과 같은 l^*을 선택하는 것이라는 것이 분명하다.

$$l^* = \arg \max_{0 \le l \le L-1} [x_l + x_{l+1}] \tag{19}$$

Ⅲ. 수치 해석 결과

여기서는, 최적, 준최적 그리고 기존의 결정법이 이 l^*이 p와 $p+1$ 둘 다 아닌 오류 고정 확률 (P_F)의 기초 위에서 비교된다. 이 논문에서는 $p=0$이라 가정한다. 그러므로 모든 신호성분들은 처음 두 상관기 출력들 x_0과 x_1에 포함된다. 그런 다음, $j = o, s, c$일 때 j가 주어지는 결정법의 오류 고정 확률 P_F^j은

$$P_F^j = \Pr\left[\max_{2 \le l \le L-1} \Lambda_l^j \ge \max_{l=0,1} \Lambda_l^j \right] \tag{20}$$

이다. P_F^o, P_F^s, 그리고 P_F^c는 최적, 준최적 그리고 기존의 결정법을 표시하고, 상대적으로, $\Lambda_l^o = [I_0(\sqrt{2\mu^2(1-\delta^2 x_l)}) I_0(\sqrt{2\mu^2 \delta^2 x_{l+1}})]$, $\Lambda_l^s = [x_l + x_{l+1}]$, 그리고 $\Lambda_l^c = x_l$이다. 세 가지 결정법의 성능은 원형의 다항식 $1+z^3+z^7$을 가진 m-수열로부터 만들어진 $L=127$ 서명 수열들의 의사잡음 부호를 가지고 실험하였다.

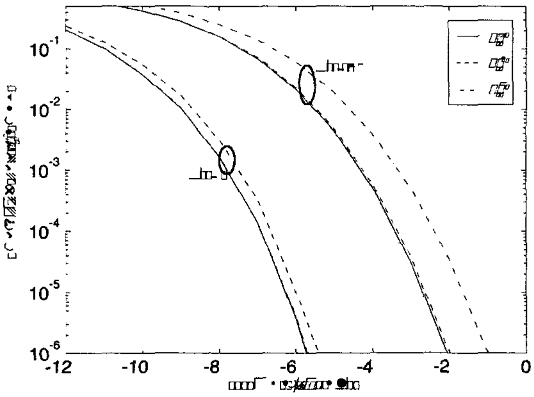


그림 1. $\delta=0$과 $\delta=0.5$일 때, 최적, 준최적, 그리고 기존의 결정법들의 오류 고정 확률의 기대값

그림 1은 $\delta=0$과 $\delta=0.5$일 때 세 가지 결정법의 오류 고정 확률들을 보여준다. 이 그림에서, P_F^c는 $\delta=0$일 때 P_F^o와 거의 같고, 반면에 P_F^s는 $\delta=0.5$일 때 P_F^o와 매우 가깝다. $\delta=0$일 때, 획득모형은 서명 수열 동기적인 경우일 때 감소된다. 그러므로, 우리가 서론에서 언급한 것처럼, 기존의 결정법은 동기수열에 대해 최적이다. 사실은, 최적의 결정법 (7)은 $\delta=0$일 때 (서명 수열 동기적인 경우일 때 최적인) 기존의 결정법이다. 특히, Λ_l^o은 $\delta=0$일 때 $I_0(\sqrt{2\mu^2 x_l})$이다. 수정된 베셀함수 $I_0(\cdot)$의 단조성에 기인하여, Λ_l^o는 기존의 결정통계량 Λ_l^c인 x_l로 간단하게 된다. $\delta=0$일 때, 모든 신호성분들은 x_0에 포함된다. 그러므로, Λ_l^s안에서 x_0에 어떤 기존의 상관기 출력들의 추가는 통계량의 잡음분산을 간단히 증가시키고, 결과적으로 성능은 오직 x_0를 이용하는 Λ_l^c의 것보다 다소 나빠진다.

바꾸어 말하면, 최적 및 준최적 결정법은 $\delta=0.5$일 때 P_F의 대부분의 값들에서 기존의 결정법보다 개략적으로 1~1.2dB의 향상을 야기한다. $\delta=0.5$일 때, 신호성분들은 동등하게 x_0과 x_1로 나눠진다. 최적 및 준최적 결정법에서, 검파에 공동적으로 사용되는 x_0과 x_1에 기인하여, 검파를 위한 평균에너

지는 (이상적으로) x_0과 x_1가 개별적으로 쓰여진 기존의 결정법의 것의 두 배다. 따라서, 같은 조건 아래서, 최적 및 준최적 결정법은 기존의 결정법과 비교하여 칩 당 신호 대 잡음비의 3dB에 달하도록 해야 할지도 모른다. 그러나, 최적 및 준최적 결정법에서, 두 가지 상관기 출력들 역시 상관되어져 있기 때문에 잡음분산들 역시 증가한다. 그러므로, 초대 3dB의 이득은 완전히 성취되진 않는다. 실제적인 이득은 그림1에서 보여지듯이 3dB보다 낮다.

그림 2 는 세 가지 결정법들의 오류 고정 확률의 기대값 $E_\delta\{P_F^i\}$을 보여준다. 여기서 E_δ는 δ에 관한 평균일 때, $\delta \in [0,1)$에 균일하게 만들어진 δ의 10^7 표본들이 쓰인다. 이 그림에서, 이 연구에서는 준최적 결정법의 성능이 최적의 결정법의 것과 매우 가까움을 볼 수 있다. 그것은 최적 및 준최적의 결정법이 기존의 결정법에 대하여 약 1dB 이득을 얻을 수 있음이 관찰된다. 이것은 다음과 같이 설명될 수 있다. 기존의 결정법에서, 신호성분들을 포함한 두 가지 상관기 출력들은 개별적으로 검파에 이용된다. 한 편, 최적 및 준최적의 결정법에서는, 두 개의 상관기 출력들이 모두 함께 부호 획득에 이용된다. 그러므로, 각 출력에 대응하는 신호 에너지는 효율적으로 결합되고 그런 다음 부호 획득에 이용된다. 곧, 최적 및 준최적의 결정법에서, 이 연구에서는 검파 프로세스 동안에 두 가지 신뢰성 높은 출력들로부터 신호에 대한 더욱 정확한 정보를 얻을 수 있다. 그러므로, 최적 및 준최적의 결정법의 성능은 기존의 결정법의 성능보다 뛰어나다고 할 수 있다.

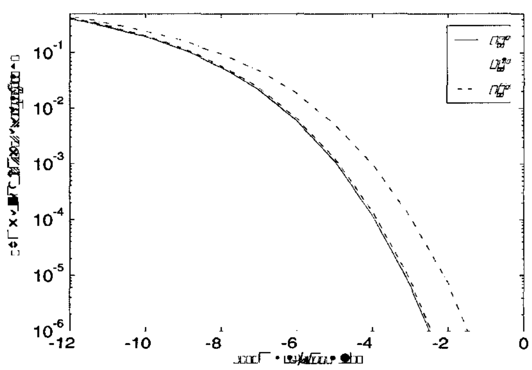


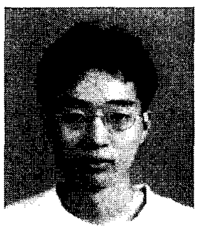
그림 2. 최적, 준최적, 그리고 기존의 결정법들의 오류 고정 확률의 기대값

참고문헌

[1] M.K. Simon, J.K. Omura, R.A. Scholtz, and B.K. Levitt, *Spread Spectrum Communications* Handbook: McGraw-Hill, 1994.
[2] S. Glisic and B. Vucetic, *Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications*: Artech House, 1997.
[3] S.A. Kassam, *Signal Detection in Non-Gaussian Noise*: Springer-Verlag, 1987.
[4] I. Song and S.A. Kassam, "Locally optimum detection of signals in a generalized observation model: The random signal case," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 36, pp. 516-530, May 1990.
[5] 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.

오 미 정(Mijeong Oh) 준회원

2002년 2월 : 세종대학교 정보통신공학과 졸업
2002년 3월~현재 : 세종대학교 정보통신공학과 석사과정
<주관심 분야> 통신이론, 이동 통신

윤 석 호(Seokho Yoon) 정회원

1994년 2월 : 경기과학고등학교 조기졸업 (우등)
1997년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사 (전체차석, 조기졸업, 최우등)
1999년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사
2002년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학박사
2002년 3월~현재 : 하버드 대학교 박사후 연구원
<주관심 분야> 통계학적 신호처리, 신호검파와 추정, 이동통신, 대역확산통신

송 익 호(Iickho Song) 종신회원

1982년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학사 (준최우등)
1984년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학석사
1985년 8월 : 펜실베니아대학교 전기공학과 공학석사
1987년 5월 : 펜실베니아대학교 전기공학과 공학박사
1987년 3월~1988년 2월 : 벨 통신연구소 연구원
1988년 3월~현재 : 한국과학기술원 전자전산학과 조교수, 부교수, 교수
1995년 1월~현재 : 한국통신학회 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 : 젊은 과학자상 받음
2000년 11월 : 한국통신학회 모토롤라학술상 받음 대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 평생회원; IEE 석학회원; IEEE 선임회원
<주관심 분야> 통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검파와 추정, 이동통신

배 진 수(Jinsoo Bae) 종신회원

1990년 2월 : 경기과학고등학교 조기졸업 (우등)
1993년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사 (전체차석, 조기졸업, 최우등)
1995년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사
1998년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학박사
1997년 1월~1997년 12월 : 동경대학 객원연구원
1998년 1월~1998년 10월 : 앤더슨컨설팅 컨설턴트
1998년 11월~1999년 12월 : 일본모토로라 연구원
1999년 9월~2000년 2월 : LG텔레콤 과장
2000년 3월~현재 : 세종대학교 정보통신공학과 전임강사
<주관심 분야> 신호검파, 통신이론