

# UWB 신호 획득에 알맞은 여러 상관기 출력값 결합 기반의 2단계 검파 기법

정회원 정 다 해\*, 이 영 포\*, 준회원 강 승 구\*, 종신회원 윤 석 호\*

## A Two-Stage Detection Scheme Based on Combining Multiple Correlator Outputs for UWB Signal Acquisition

Dahae Chong\*, Youngpo Lee\* *Regular Members*, Seung Goo Kang\* *Associate Member*,  
Seokho Yoon\* *Lifelong Member*

### 요 약

본 논문은 ultra-wideband (UWB) 신호 획득 시의 검파 성능을 향상시키기 위해 여러 상관기 출력값을 결합하여 이용하는 2단계 검파 기법을 제안한다. UWB 신호 에너지는 다중경로 채널의 영향으로 여러 상관기 출력값에 걸쳐 흩어지게 되므로, 단일 상관기 출력값에는 전체 신호 에너지의 일부만이 포함된다. 따라서 UWB 신호 검파를 위해 단일 상관기 출력값을 결정 변수로 사용하는 것은 검파 성능을 떨어뜨리는 원인이 된다. 본 논문에서 제안한 2단계 검파 기법은 여러 상관기 출력값들을 결합하여 결정 변수로 이용함으로써 다중경로로 인해 흩어진 신호 에너지를 모아서 신호 검파에 사용할 수 있으므로 단일 상관기 출력값을 결정 변수로 이용하는 이제까지의 기법에 비해 더 나은 검파 성능을 갖는다. 다양한 UWB 채널 환경에서의 모의실험 결과를 통해 제안한 기법이 이제까지의 기법에 비해 더 좋은 검파 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

**Key Words :** Correlator Output, Detection, Multipath Channel, Acquisition, Ultra-Wideband (UWB)

### ABSTRACT

This paper proposes a novel two-stage detection scheme based on combining multiple correlator outputs to enhance the detection performance in ultra-wideband (UWB) signal acquisition. Due to the rich multipath of UWB channels, the signal energy spreads over multiple correlator outputs, which makes each correlator output have only a portion of the signal energy, and thus, degrades the detection performance of the conventional scheme where a single correlator output is used as the decision variable for detection. In the proposed two-stage detection scheme, the decision variable is formed by combining multiple correlator outputs, making it possible to collect the signal energy spread by the multipath. Simulation results show that the proposed scheme can provide a better detection performance over the conventional scheme in various UWB channel environments.

### I. 서 론

Ultra-wideband (UWB) 시스템은 매우 넓은 점유

대역폭을 이용하는 통신 시스템으로 높은 데이터 전송률을 실현할 수 있으며, 저전력 신호를 사용함으로써 다른 시스템에 간섭을 거의 주지 않으면서 근거리

※ “본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업의 연구 결과로 수행되었음” (NIPA-2010-(C1090-1011-0005))

\* 성균관대학교 정보통신공학부 (\*: 교신저자, syoon@skku.edu)

논문번호: KICS2010-01-027, 접수일자: 2010년 1월 21일, 최종게재논문통보일자: 2010년 3월 2일

로 송수신이 가능하다. 이러한 특성 때문에 UWB 시스템은 IEEE 802.15.3a, IEEE 802.15.4a와 같은 무선 개인 네트워크에 (wireless personal area network: WPAN) 표준으로 채택되어 연구되고 있다<sup>1-3)</sup>.

UWB 시스템에서 수신 신호를 올바르게 복조하기 위해서는 복조 이전에 수신 신호 획득이 (signal acquisition) 반드시 이루어져야 한다. 따라서 빠른 신호 획득은 UWB 시스템의 중요한 기술적 이슈 가운데 하나이며<sup>4,5)</sup>, 이에 관련된 많은 연구들이 진행되었다<sup>6-9)</sup>.

[6]에서 Homier와 Scholtz는 다양한 위상 검사 방법들을 적용한 신호 획득 기법들을 소개하고 각 기법들의 평균 신호 획득 시간을 (mean acquisition time: MAT) 잡음이 존재하지 않는 환경에서 유도하였으며, [7]에서 Vijayakumaran과 Wong은 위상 검사 순서를 비순차적으로 바꿈으로서 빠른 신호 획득이 가능한 기법을 제안하였다. Ramachandran과 Roy는 [6]의 신호 획득 기법들을 tapped-delay-line (TDL) 채널 및 IEEE 802.15.3a 채널 모델에서 분석하였으며<sup>8)</sup>, Arias-de-Reyna와 Acha-Catalina는 검사해야할 전체 위상의 개수가 피보나치 수일 때, 피보나치 수열의 특성을 이용하여 빠른 신호 획득이 가능한 기법을 제안하였다<sup>9)</sup>. 이러한 이제까지의 기법들은 매 위상 검사 시 단일 상관기 출력값을 결정 변수로 사용한다는 공통점을 갖는다. 그러나 UWB 신호 에너지는 다중경로 채널의 영향으로 여러 상관기 출력값에 걸쳐 흩어지게 되므로, 신호 에너지의 일부분만을 지니는 단일 상관기 출력값을 결정 변수로 사용하는 것은 UWB 신호 획득에 적합하다고 할 수 없다.

본 논문은 UWB 신호 획득을 위해 여러 상관기 출력값을 이용하는 2단계 검파 기법을 제안한다. 제안한 기법의 1단계에서는 여러 상관기 출력값을 결합함으로써 각 위상에 해당하는 새로운 결정 변수가 생성되며, 그 중 가장 큰 결정 변수가 선택된다. 2단계에서는 1단계에서 선택된 결정 변수를 형성하는 상관기 출력값들 중 가장 큰 상관기 출력값이 선택되며, 선택된 상관기 출력값에 해당하는 위상을 신호 획득을 위한 위상으로 판단한다. 제안한 기법은 여러 상관기 출력값을 결합하여 이용함으로써 단일 상관기 출력값을 이용하는 이제까지의 기법에 비해 높은 검파 확률을 가지며, 이는 모의실험 결과를 통해 확인할 수 있다.

## II. 제안한 기법

### 2.1 시스템 모델 및 이제까지의 기법

본 논문에서는 신호의 송수신 과정을 위해 direct

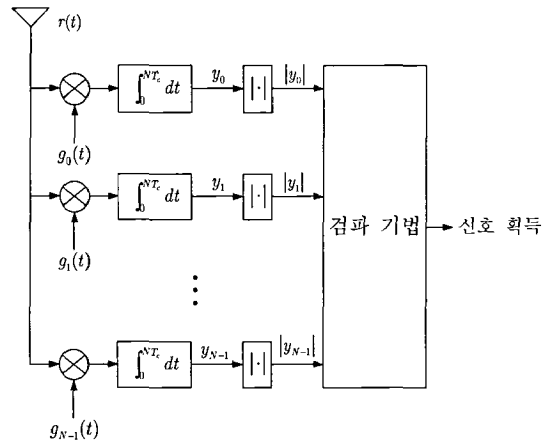


그림 1. UWB 신호 획득을 위한 병렬 수신기

sequence (DS)-UWB 시스템을 고려하며, 신호 획득 과정 동안 데이터가 변조되지 않은 신호가 (preamble) 전송된다고 가정한다<sup>8)</sup>. 그러면 DS-UWB 시스템의 전송 신호  $s(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{E_c} \sum_{i=0}^{N-1} c_i p(t - iT_c), \quad (1)$$

여기에서  $E_c$ 는 전송 신호의 에너지,  $c_i \in \{1, -1\}$ 은  $N$  개의 칩을 주기로 갖는  $i$ 번째 의사 잡음 (pseudonoise: PN) 부호,  $T_c$ 는 PN 부호 한 칩의 시간 주기,  $p(t)$ 는 UWB 신호 모델로 주로 사용되는 2차 미분된 가우시안 펄스이며  $T_c$ 의 시간 주기를 갖는다. 전송 신호  $s(t)$ 는 다중경로 채널을 통과해 수신기에 도착되며, 수신기에 도착된 신호  $r(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{E_c} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{L_p-1} \alpha_j c_i p(t - iT_c - jT_c - \tau T_c) + w(t), \quad (2)$$

여기에서  $L_p$ 는 다중경로의 수,  $\alpha_j$ 는 평균 전력  $\frac{1-e^{-\mu}}{1-e^{-\mu L_p}} e^{-j\mu}$ 를 ( $\mu$ 는 감쇠 상수를 의미함) 갖는  $j$ 번째 다중경로,  $\tau$ 는 시간 지연,  $w(t)$ 는 평균 0, 전력 스펙트럼 밀도  $N_0/2$ 를 갖는 부가 백색 정규 잡음이다 (additive white Gaussian noise: AWGN).

본 논문에서는 신호 획득을 위해 그림 1에 표현된 병렬 신호 획득 수신기를 고려한다. 수신기에서는 상관시간  $NT_c$  동안 수신신호  $r(t)$ 와 템플릿 신호

$$g_m(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n p(t - (n+m)T_c) \text{ 간의 } (m=0,1,\dots,N-1)$$

상관 과정을 통해  $m$ 번째 상관기 출력값  $y_m$ 이 산출되며, 채널의 영향으로 신호가 반전될 수 있음을 고려하여  $y_m$ 에 절대값 처리를 한다. 검파 과정에서는 상관기 출력값의 절대값들을 이용하여 시간 지연  $\tau$ 의 추정치를 산출함으로써 전체적인 신호 획득 과정은 종료되고 신호 추적 (tracking) 과정이 시작된다. 이제까지의 기법에서 시간 지연의 추정치  $\hat{\tau}_c$ 는 다음 수식을 통해 얻어진다.

$$\hat{\tau}_c = \arg \max_{0 \leq m \leq N-1} |y_m|. \quad (3)$$

(3)에서 보는 바와 같이, 이제까지의 기법은 단일 상관기 출력값을 결정 변수로 이용하고, 결정 변수들 중 가장 큰 값을 선택함으로써 시간 지연 추정치를 구한다. 그러나 UWB 신호 에너지가 다중경로 채널의 영향으로 여러 상관기 출력값들에 걸쳐 흩어져서 단일 상관기 출력값에는 신호 에너지의 일부만 포함되므로, 단일 상관기 출력값을 결정 변수로 이용하는 이제까지의 기법은 UWB 신호 획득에 적합하다고 할 수 없다.

### 2.2 2단계 검파 기법

이 장에서는 UWB 신호 획득을 위한 새로운 2단계 검파 기법이 제안된다. 새로운 기법은 여러 상관기 출력값을 이용하여 다중경로의 영향으로 흩어진 신호 에너지를 결합하고, 이를 신호 획득에 사용한다. 1단계에서는 다중경로의 영향으로 흩어진 신호 에너지를 모으기 위해  $|y_m|$ 부터  $|y_{m+H-1}|$ 까지의 값을 결합하여  $m$ 번째 결정 변수  $z_m$ 을 형성하고, 다음 수식을 이용하여 초기 추정치  $m^*$ 를 얻는다.

$$\begin{aligned} m^* &= \arg \max_{0 \leq m \leq N-1} z_m \\ &= \arg \max_{0 \leq m \leq N-1} \sum_{j=0}^{H-1} |y_{m+j}|, \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서  $H$ 는 수신기에서 미리 결정된 상수이며,  $H$ 의 최적치는 신호대잡음비에 (signal-to-noise ratio: SNR) 무관하게 거의 일정한 값을 유지하기 때문에 (이는 다음 장에서 설명된다), 채널 모델이 미리 주어

지면  $H$ 의 값을 미리 결정할 수 있다. 1단계에 이어, 2단계에서는 1단계에서 얻은 초기 추정치  $m^*$ 를 다음 수식에 적용하여 최종적인 시간 지연 추정치  $\hat{\tau}_p$ 를 구한다.

$$\hat{\tau}_p = \arg \max_{m^* \leq m \leq m^* + H - 1} |y_m|. \quad (5)$$

수식 (4)와 (5)로부터, 제안한 기법은  $H=1$ 일 때 이제까지의 기법과 같아지는 것을 알 수 있으며, 이는 이제까지의 기법이 제안한 2단계 검파 기법의 특정한 경우에 해당함을 의미한다.

### III. 모의실험 결과

이 장에서는 제안한 기법과 이제까지의 기법의 신호 획득 성능을 모의실험을 통해 비교한다. 다중경로 채널 모델로는 IEEE 802.15.3a 채널 모델을 사용하였다. IEEE 802.15.3a 채널 모델은 CM1, CM2, CM3, CM4의 네 가지 모델로 정의되며, CM1에서 CM4로 변환에 따라 다중경로들이 더 넓게 분포된다<sup>[10]</sup>. PN 부호의 주기  $N$ , 펄스 주기  $T_c$ 는 각각 511칩, 0.4ns로 설정하였으며, SNR은  $E_c/N_0$ 로 정의하였다. 각 기법의 신호 획득 성능은 검파 확률로 비교되며, 검파 확률은 각 기법의 시간 지연 추정치  $\hat{\tau}_c, \hat{\tau}_p$ 가 아래 수식으로 정의되는 hit set  $S_h$ 에<sup>[7],[11]</sup> 속해있을 경우로 정의된다.

$$S_h = \{ \hat{\tau}; P_e(\hat{\tau} - \tau) \leq \lambda_d \}, \quad (6)$$

여기에서  $P_e(\hat{\tau} - \tau)$ 는  $\hat{\tau}$ 에서 신호 획득 되었을 때, 복조 과정에서의 비트오류율을 (bit error rate: BER) 나타내며,  $\lambda_d$ 는 복조 과정에서 목표로 하는 BER로서, 일반적으로  $\lambda_d$ 가 0에 가까워질수록 hit set 원소의 개수는 줄어든다. 본 논문에서는 [11]에서처럼  $\lambda_d$ 는  $10^{-3}$ 으로 설정하였으며, 데이터는 이진 위상 편이 변조 (binary phase-shift keying: BPSK) 방식을 이용하여 변복조되고 복조 과정을 위해 최대 비 결합이 (maximal ratio combining: MRC) 적용된 10개 핑거를 지니는 RAKE 수신기가 사용된다고 가정하였다.

그림 2는 IEEE 802.15.3a 채널 모델에서  $\lambda_d$ 가  $10^{-3}$ 일 때 SNR에 따른 hit set 원소의 평균 개수를

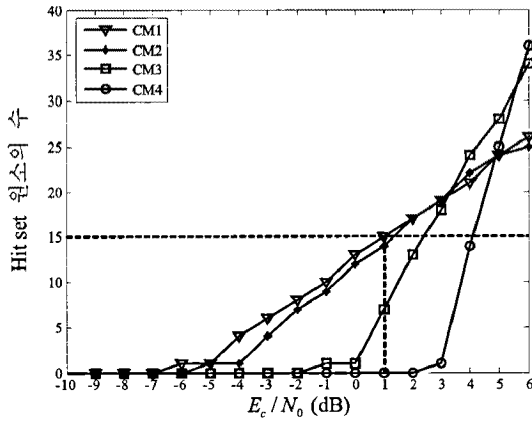
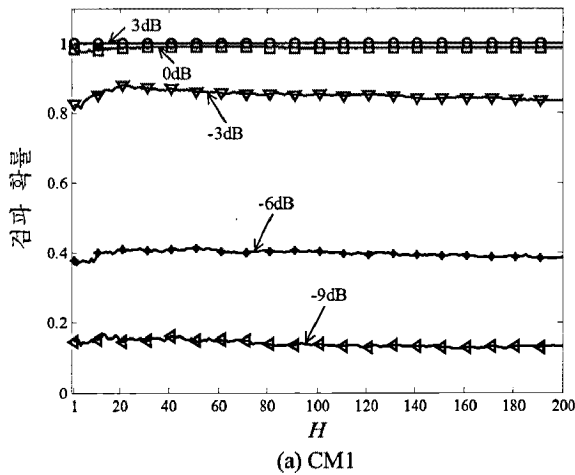


그림 2. IEEE 802.15.3a 채널 모델에서  $\lambda_d$ 가  $10^{-3}$ 일 때, SNR에 따른 hit set 원소의 평균 개수

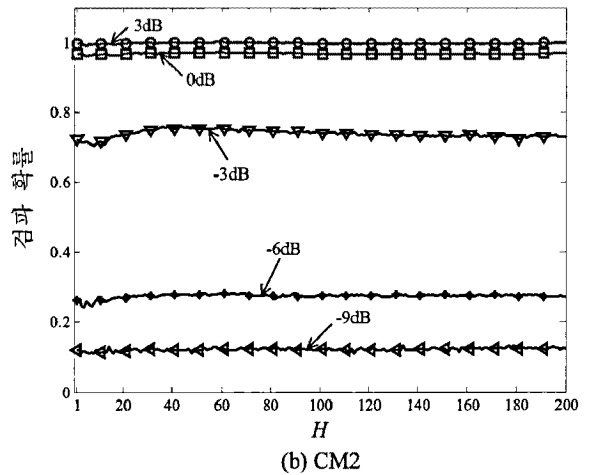
보여준다. 예를 들어, CM1에서 SNR이 1dB일 때 hit set 원소의 개수는 15이다. 모의실험 시, SNR이 낮아

서 hit set 조건을 만족하는 위상이 하나도 없을 경우에 hit set 원소의 개수는 1로 설정하였다.

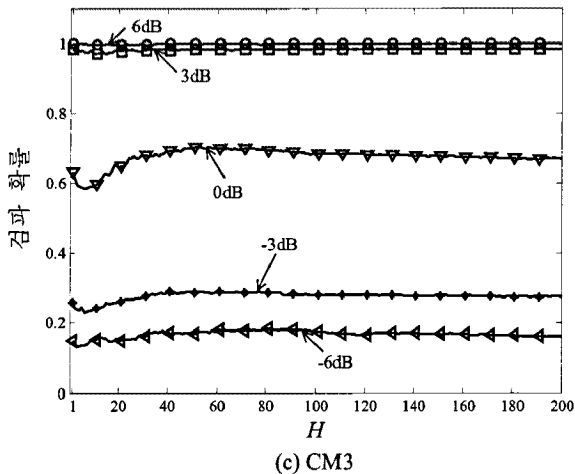
그림 3은 IEEE 802.15.3a 채널 모델에서 몇몇 SNR 값에 대해  $H$  값에 따른 제안한 기법의 검파 확률을 보여준다. 그림 3에서 보는 바와 같이, CM1, CM2, CM3, CM4의 검파 확률은 SNR에 무관하게  $H$  값이 각각 25, 40, 50, 80 정도일 때 (최적  $H$ ) 가장 높음을 알 수 있다. 한편, SNR이 낮고  $H$  값이 CM1, CM2, CM3, CM4에서 각각  $1 < H < 5$ ,  $1 < H < 15$ ,  $1 < H < 20$ ,  $1 < H < 30$  정도일 때, 제안한 기법의 검파 성능은 이제까지의 기법에 비해 약간 떨어지는 것을 볼 수 있다. 이는 낮은 SNR에서 작은 수의 상관기 출력값을 결합하면 신호 성분이 증가하는 것에 비해 잡음 성분이 더 많이 증가하기 때문이다. 그림 3에서 관찰할 수 있는 또 다른 중요한 점은, 최적  $H$ 를 넘어서게 되면  $H$  값이 증가할수록 제안한 기법의 검파



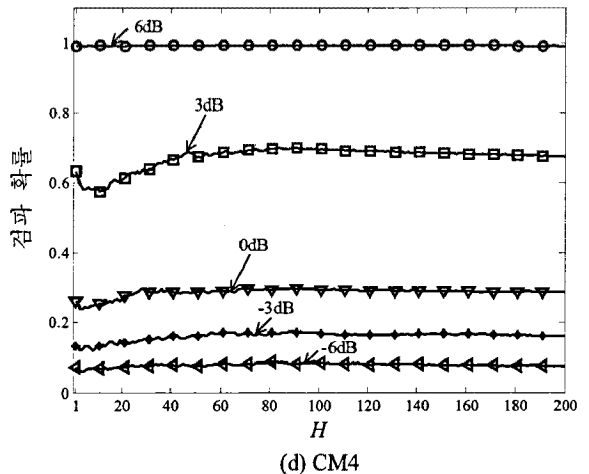
(a) CM1



(b) CM2



(c) CM3



(d) CM4

그림 3. IEEE 802.15.3a 채널 모델에서  $H$  값에 따른 제안한 기법의 검파 확률

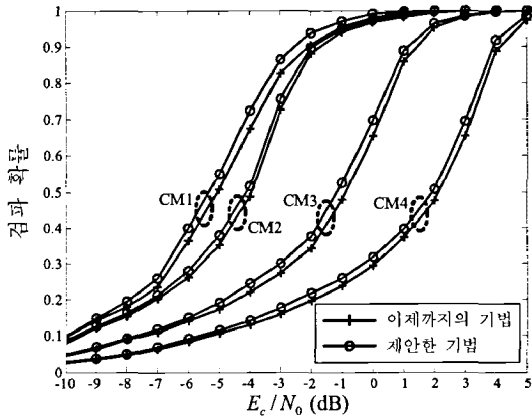


그림 4. IEEE 802.15.3a 채널 모델에서 제안한 기법과 이제까지의 기법의 검파 확률

성능이 떨어진다는 점인데, 이는 최적  $H$ 를 넘어서게 되면  $H$  값이 증가해도 더 이상 신호 성분은 크게 증가하지 않고 잡음 성분만 증가하기 때문이다.

그림 4는 IEEE 802.15.3a 채널 모델에서 최적  $H$ 를 사용하였을 때의 제안한 기법과 이제까지의 기법의 검파 확률을 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이, 모든 채널 모델에서 제안한 기법이 이제까지의 기법에 비해 더 높은 검파 확률을 가짐을 알 수 있으며, 제안한 기법은 이제까지의 기법에 비해 약 0.5dB 정도의 검파 이득을 갖는다.

그림 3 및 4의 결과는 그림 2에 나와 있는 hit set 개수만을 ( $\lambda_d = 10^{-3}$ 인 경우) 적용시켜 얻은 결과이지만,  $\lambda_d$ 를 다르게 정하여 얻은 hit set 개수를 사용하더라도, 두 기법 간의 성능 차이는 그림 3 및 4에서 보는 것과 거의 비슷하게 유지된다 ( $\lambda_d$ 가 작을 경우, hit set 개수는 적으며 두 기법 모두의 검파 확률은 낮아진다. 반면  $\lambda_d$ 가 클 경우, hit set 개수는 많으며 두 기법 모두의 검파 확률은 높아진다).

#### IV. 결 론

본 논문에서는 UWB 신호 획득을 위한 새로운 2단계 검파 기법이 제안되었다. 제안된 기법의 1단계에서는 다중경로의 영향으로 흩어진 신호 에너지를 모아 검파에 이용하기 위해, 여러 상관기 출력값들을 결합하여 결정 변수를 형성하며, 이렇게 형성된 결정 변수들 중에서 최대값이 선택된다. 2단계에서는 1단계에서 선택된 최대 결정 변수를 형성하는 상관기 출력값들 중에서 최대값이 선택됨으로서 시간 지연 추정치가 구해진다. 다양한 UWB 채널 환경에서의 모의실험

결과를 통해 제안한 기법이 단일 상관기 출력값을 이용하는 이제까지의 기법에 비해 더 좋은 검파 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

#### 참 고 문 헌

- [1] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio: how it works," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.
- [2] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 41, no. 7, pp. 66-74, July 2003.
- [3] L. Yang and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications: an idea whose time has come," *IEEE Sig. Process. Mag.*, vol. 21, no. 6, pp. 26-54, Nov. 2004.
- [4] S. R. Aedudodla, S. Vijayakumaran, and T. F. Wong, "Timing acquisition in ultra-wideband communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 5, pp. 1570-1583, Sep. 2005.
- [5] L. Wu, X. Wu, and Z. Tian, "Asymptotically optimal receivers with noisy templates: design and comparison with RAKE," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 4, pp. 808-814, Apr. 2006.
- [6] E. A. Homier and R. A. Scholtz, "Rapid acquisition of ultra-wideband signals in the dense multipath channels," in *Proc. IEEE Conf. UWB Systems and Technol.*, pp. 105-109, Baltimore, MD, May 2002.
- [7] S. Vijayakumaran and T. F. Wong, "A search strategy for ultra-wideband signal acquisition," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 12, pp. 2015-2019, Dec. 2005.
- [8] I. Ramachandran and S. Roy, "On acquisition of wideband direct-sequence spread spectrum signals," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 6, pp. 1537-1546, June 2006.
- [9] E. Arias-de-Reyna and J. J. Acha-Catalina, "Blind and efficient serial search strategy for ultrawideband signal initial acquisition," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 6, pp. 3053-3057, July 2009.

- [10] A. F. Molisch, J. R. Foerster, and M. Pendergrass, "Channel models for ultrawide-band personal area networks," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 10, no. 6, pp. 14-21, Dec. 2003.
- [11] S. Vijayakumaran and T. F. Wong, "On equal-gain combining for acquisition of time-hopping ultra-wideband signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, no. 3, pp. 479-490, Mar. 2006.

정 다 해 (Dahae Chong)

정회원



2006년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사  
 2008년 2월 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 공학석사  
 2008년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정  
 <관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호 처리

이 영 포 (Youngpo Lee)

정회원

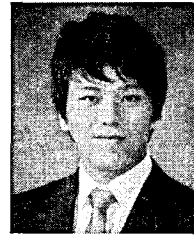


2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사  
 2010년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 공학석사  
 2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사 과정  
 2008년 11월 한국통신학회 하계종합학술발표회 우수논문상 수상

2009년 12월 IEEE Seoul Section Student Paper Contest 대상 수상  
 2010년 1월 성균관대학교 정보통신공학부 우수논문상 수상  
 <관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호 처리

강 승 구 (Seung Goo Kang)

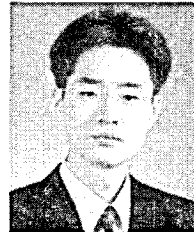
준회원



2010년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사  
 2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정  
 <관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호 처리

윤 석 호 (Seokho Yoon)

종신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학사 (최우등)  
 1999년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사  
 2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사  
 2002년 3월~2002년 6월 MIT

박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연구원  
 2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전임 강사, 조교수, 부교수  
 2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 수상  
 2007년 Marquis Who's Who in Asia에 등재  
 2007년 IEEE 준석학회원  
 2008년 Marquis Who's Who in World에 등재  
 2009년 한국통신학회 LG 학술상 수상  
 <관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호 처리