

# LR-UWB 시스템에서 개선된 동기 기법

정희원 권순구\*, 김재석\*\*

## Advanced Synchronization Scheme in the LR-UWB System

Soonkoo Kwon\*, Jaeseok Kim\*\* *Regular Members*

### 요약

본 논문에서는 IEEE 802.15.4a 시스템에 적합한 직렬 검색 비동기 상호 상관(serial search non-coherent correlator)을 이용한 두 단계(two-stage) 방식의 동기 방식(synchronization scheme)을 제안한다. 제안된 방식에서는 다중펄스 신호를 사용하여 단일펄스 신호를 이용하는 기존 방식보다 동기성능을 개선하였고, 적응 임계값(adaptive threshold) 기법을 적용하여 고정 임계값(fixed threshold)을 사용함으로써 생기는 낮은 SNR에서의 성능 열화를 보상하였다. 제안된 기법은 IEEE 802.15.4a 채널 모델에서 기존의 기법과 비교하여 약 0.2-0.3우수한 검출 확률(Detection Probability)을 보였다.

**Key Words :** LR-UWB, IEEE802.15.4a, Two-stage Synchronization, Fixed Threshold, Adaptive threshold

### ABSTRACT

This paper proposes a two-stage synchronization scheme using a serial search non-coherent correlator appropriate for the IEEE 802.15.4a system. The proposed method improved the synchronization performance by using multi-pulse signals unlike the conventional method using single-pulse signals. It also compensated for the degradation of performance at low SNR resulting from the use of fixed threshold by applying the adaptive threshold technique. The proposed method showed a detection probability that is higher by approximately 0.2-0.3 compared with the conventional method in the IEEE 802.15.4a channel model.

### 1. 서론

IEEE 802.15.4a LR-UWB 수신 방식은 매우 짧은 펄스를 사용하는 통신 방식으로 정밀 위치 인식에 많이 응용 되는 방식이다<sup>[1]</sup>. 정밀 위치인식을 위해 LR-UWB 방식은 정확하고 신속하게 동기 신호를 찾아내는 것이 매우 중요하며, 저 전력으로 동기부를 구현하는 것은 매우 중요하다. 최근에 낮은 전력소비를 가지면서도 우수한 동기성능을 획득할 수 있도록 하기 위해 직렬 검색(serial searching) 방식을 이용한 두 단계(two stage) 기법들이 제안되었다<sup>[2,3]</sup>. 이러한 기법들은 IEEE 802.15.4a 표준에는 적합한 방식은 아니

다. 이 중에서 [2] 방식은 기존의 긴 탐색 주기로 인한 긴 동기획득 시간을 줄인 방식이며, [3] 방식은 수신된 한 개의 최대 펄스 신호를 찾기 위해 펄스 신호보다 더 세밀하게 표본화된 신호를 이용 작은 간격으로 참조 신호를 만들어서 신호를 찾는 방식으로, 복잡도 증가를 가져오는 방식이며, 동기성능이 매우 떨어지는 단점을 가진다. [4] 방식은 모든 신호들을 일정한 신호 구간 내에서 셀 평균(cell averaging)한 임계값(threshold)을 이용하여 검출하는 방식이다.

따라서, 본 논문에서는 저전력 구현과 우수한 동기 획득 성능을 얻기 위해, 프리엠블 신호를 이용한 다중 펄스 신호를 사용하는 새로운 두 단계 기법을 제안한

\* 본 논문은 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 중견연구자지원사업의 지원을 받아 수행되었음. (2010-0027748)

\*\* 연세대학교 전기전자공학과 IT SoC 설계 연구실(skkwon@yonsei.ac.kr), \*\* 연세대학교 전기전자공학과 (jackim@yonsei.ac.kr)  
 논문번호: KICS2011-01-046, 접수일자: 2011년 1월 19일, 최종논문접수일자: 2011년 6월 15일

다. 제안된 두 단계 기법에서는 임의의 합산 단계(coarse-stage)에서 에너지 검출을 수행하고, 정밀 단계(fine-stage)에서 참조 신호를 적용하여 동기여부를 판단한다. 또한, 제안된 방식에서는 결정 프로세스에서 사용되고 있는 임계값을 적응(adaptive) 가능하게 적용하여, 고정 임계값을 사용함으로써 발생하는 낮은 SNR에서의 성능열화를 보상할 수 있도록 한다.

## II. 시스템 모델

### 2.1 수신 신호 모델

IEEE802.15.4a LR-UWB 표준에서 패킷(packet) 구조는 프리엠블(preamble)과 페이로드(payload) 구조로 되어 있으며, 이 중에서 프리엠블 신호는 시간획득(timing acquisition)과 채널임의 합산(channel estimation)을 위한 신호로 사용된다. 채널을 통과하여 수신된 프리엠블 신호는 식(1)처럼 표현한다. 수신기에서는 수식(2)와 같은 참조 신호를 발생시켜서, 수신되는 프리엠블 신호와의 상하상관을 통해서 동기여부를 판단하게 된다.

$$r_p(t) = \sum_{j=1}^{N_{sync}} \sum_{k=1}^{N_{pri}} \sum_{l=1}^L \alpha_l S_i(k) p(t - jT_{psym} - kT_{pri} - c_k T_c - \tau_l) + n(t) \quad (1)$$

$$v_p(t) = \sum_{k=1}^{N_{pri}} S_i(k) p(t - kT_{pri} - T_c) \quad (2)$$

여기서  $N_{sync}$ 는 반복되는 프리엠블 코드의 수이며,  $N_{pri}$ 는 한 심볼 내에서 랜덤한 펄스의 수이고,  $a$ 는 수신된 펄스의 게인(gain)이고,  $L$ 은 멀티패스 페이딩의 수이고,  $S_i(k)$ 는 -1, 0, +1 값을 가지는 프리엠블 코드이다.  $T_{psym}$ 은 프리엠블 신호의 반복되는 주기이고,  $T_{pri}$ 는 한 프리엠블 주기 내에서 펄스 간 간격이고,  $C_k$ 는 프리엠블 코드 워드이고,  $T_c$ 는 한 펄스 신호의 주기이다.

### 2.2 제안된 두 단계(Two-stage) 동기 기법

제안된 동기기법은 다음과 같이 3 단계로 구성이 된다. 임의합산 단계, 정밀 단계 와 검증 단계(coarse stage, fine stage and verification stage)로 신속한 동기 획득을 위해서 임의의 합산 단계에서 에너지 합산(energy-summation)을 이용하는 단계이고, 정밀 단계에서 칩 타임 동기(chip-time synchronization)를 사용한다. 마지막으로 검증 단계에서는 찾은 신호들을 이용하여 31 비트 코드와 일치하는지를 판단하는 단계

이다. 그림 1 은 제안한 두 단계 동기 기법에 대한 알고리즘 설명도 이다.

임의의 합산단계(coarse-stage)는 일정크기 이상의 신호가 존재하는 지를 판단하여 동기과정으로 진입할지 여부를 결정하는 단계이다. 이 단계에서  $D_n$ 의 적분 윈도우 크기(integration window size)를 가지고, 병렬 적분기를 사용한다. 적분 윈도우 수는  $N_{int} = T_{psym}/D_n$  이 되고, 첫 단계에서  $n$  번째 적분기의 식은 다음과 같이 결정한다.

$$F(n) = \left\{ \sum_{n=1}^{N+1} \int_{T_{psym} + kT_{psym} + nD_n}^{jT_{psym} + kT_{psym} + (n+1)D_n} |r_p(t)| dt > \xi_1 \right\} \quad (3)$$

만약  $F(n)$ 이 임계치  $\xi_1$ 을 넘는 값이면 정밀단계(fine-stage)로 넘어가지만 못 찾으면 다음  $D_n$ 구간으로 넘어간다. 여기서 임계치  $\xi_1$ 은 고정된 값을 사용할 수도 있고, 그림에서 보여지듯이 수신 신호에 적응 가능한 값을 사용할 수도 있다. 정밀단계(fine-stage)에서는 정밀하게 찾기 위해 한  $T_{psym}$  구간 내에서  $T_{pri}$ 간격으로  $T_c$ 구간마다 추출해낸 모든 에너지를 더한 다음 임계치  $\xi_2$ 이상 되는 구간을 찾아낸다. 찾아내면 검증 모드로 넘어가지만 못 찾아내면 다시 임의의 합산 단계로 간다. 수신신호와 수신기에서 발생시키는 참조 신호 사이의 상관값을 계산하는 식은 다음과 같다.

$$S_{l,m}(k) = \sum_{k=0}^{N_{pri}} \left\{ \int_{jT_{psym} + kT_{pri} + c_k T_c + \tau_{l+1,n-1}}^{jT_{psym} + (k+1)T_{pri} + c_k T_c + \tau_{l+1,n-1}} |r_p(t)| dt \times \int_{jT_{psym} + kT_{pri} + c_k T_c}^{jT_{psym} + (k+1)T_{pri} + c_k T_c} |v_p(t)| dt \right\} \quad (4)$$

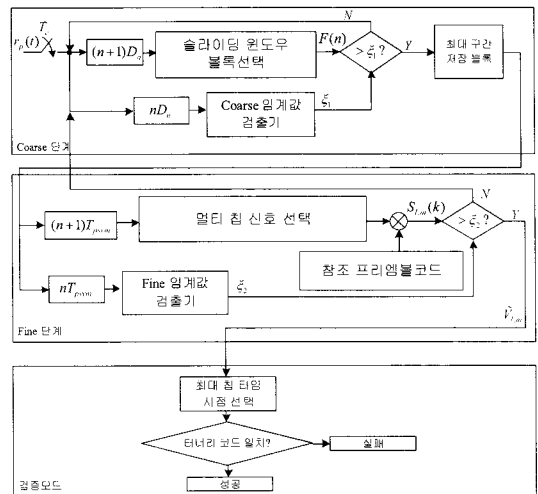


그림 1. 제안된 동기 기법의 알고리즘

식 (4)에서 구한 상관값 중에서 최대 값을 가지는 구간을 찾고 이 구간을 임계치  $\xi_2$  와 비교하여  $N_{pri}$  길이의 벡터를 얻어내는 식은 (5)와 같이 표현된다.

$$\tilde{V}_{l,m} = \arg \operatorname{vec} S_{l,m}(k) > \xi_2 \quad (5)$$

$\max_{\max\{l,m\}}$

검증 단계는 31개의 비트 별로 비교하는 구간이다. 검증단계에서  $N_{pri}$ 개의 벡터행렬(vector matrix)값은 다음 3가지 값 중에서 하나로 표현된다. 즉,  $\tilde{v}_{l,m} > 0$ 이면 1,  $\tilde{v}_{l,m} = 0$ 이면 0,  $\tilde{v}_{l,m} < 0$ 이면 -1이 된다. 이렇게 표현된 값들은  $N_{pri}$  개의 비트 신호가 된다. 그런 다음 참조 코드(reference ternary code) 와 31개 비트 별로 비교한다. 비교한 모든 비트들이 일치하면 동기가 됐다고 판단한다. 임의 합산 과 정밀 단계에서는 동기여부를 판단하기 위해 임계치를 사용하게 된다. 그런데, 최적의 성능을 가지는 임계치는 SNR과 채널환경에 따라 변하기 때문에, SNR에 대한 사전정보가 없는 수신기에서는 최적의 성능을 가지는 것이 거의 불가능하다. 따라서, 이러한 문제를 해결하기 위해서는 수신 신호에 따라 적응 가능하게 적용할 수 있는 임계값이 필요하다. IEEE 802.15.4a LR-UWB시스템에서 프리엠블 신호 식(1)은 다중 펄스(multi-pulse) 신호로 구성되며,  $T_{pri}$ 간격마다 펄스 신호를 발생한다. 채널 모드(Channel mode) 마다 페이딩의 평균 도달 시간(mean access delay) 가 다르고 내적 펄스 간섭(inter pulse interference)를 방지 하기 위해 충분한 펄스간 간격을 유지한다. 펄스 간격 사이에는 많은 다중펄스 페이딩(multi-path fading)이 존재하므로 본 논문에서는 이 특징을 이용하여 임계값을 추출하는 방법을 설명한다. 먼저, 임의 합산 단계(Coarse-stage) 에서 적응 임계값(adaptive threshold value)을 구하는 방법은  $D_n$  길이만큼 그 안에 있는 경로들을 더한 후  $D_n$ 의수로 나누는 식은

$$z_1(n) = \frac{1}{N_{D_n}} \int_{nT_{psym}}^{nT_{psym}+D_n} |r_p(t)| dt \quad (6)$$

와 같고 여기서  $D_n$  은 한  $T_{psym}$  에서 채널 모델<sup>[5]</sup>에서 평균 지연 값을 참조하여 얻어진다.

정밀 단계에서는

$$z_2(n) = \frac{1}{N_{pri}} \sum_{n=1}^{N_{pri}} \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^M \int_{T_{psym}+nT_{pri}+c_nT_c+\tau_{l,m+1}}^{T_{psym}+(n+1)T_{pri}+c_nT_c+\tau_{l,m+1}} |r_p(t)| dt \quad (7)$$

와 같다. 식(7)에서  $l, m$  은 프리엠블 신호에서 한 펄스의 다중 경로 페이딩(multi-path fading) 이다.  $l, m$  의 총 갯 수는  $N_{pri}$  개다.

식(6), (7)로부터  $i$  단계 (coarse:  $i=1$ , fine:  $i=2$ )에 대한 적응 임계값(adaptive threshold value)은

$$\xi_i = \frac{\arg \operatorname{vec}\{z_i(n)\} + \arg \operatorname{vec}\{z_i(n-1)\}}{2} \quad (8)$$

$\max_n \quad \max_{(n-1)}$

와 같이 구할 수 있다. 여기서 임계값 설정은 CA-CFAR<sup>[4]</sup> 논문을 참조하였고, 참조 논문 [4] 방식에서는 수신된 멀티패스의 평균 값을 이용하였다. 본 논문에서 적용하는 임계값은 논문[4]를 참조하여 식 (8) 처럼 멀티패스 페이딩 신호 중에서 잡음 영향을 최소화 하기 위해 가장 큰 신호의 값 두개를 취한 평균값을 사용하였다.

### 2.3 검증 방법

검증은 IEEE 802.15.4a 표준에 제시한 채널 모델(channel model)<sup>[5]</sup>을 이용하였다. 총 1000 패킷을 보내서 SNR을 증가 시키면서 비교하였다. 검증시스템은 IEEE 802.15.4a 표준 [5] 구조와 동일하게 구현하여 검증하였으며 동기 성공률을 계산하기 위해 수신된 한 packet에서 8개의 preamble구간 안에서 동기여부를 판단하여 성능을 비교하였다. 동기 성공률은 전체 송신된 packet중에서 최종 검증 단계에서 31비트 모든 프리엠블 코드(preamble code)가 일치하는 총 패킷 수의 비로 나타낸다. 동기 성공률  $P_d$ 는 다음과 같다.

$$P_d = \frac{\text{성공한 패킷 수}}{\text{총 보낸 패킷 수}} \quad (9)$$

프리엠블 코드는 표준에 있는 코드를 이용하였다. 한 심볼 시간( $T_{psym}$ )은 992 ns 이며, 펄스 반복 간격( $T_{pri}$ )은 32 ns 이고, 펄스 타임( $T_c$ )은 2 ns 이다.  $T_{psym}/T_{pri}$ 를 하면 31 개의 구간이 만들어지며, 구간들을 비교하면, 구간마다 프리엠블 코드가 만들어진다. 표1은 제안된 방법과 기존의 방법 [3]에서 SNR 별로 최대 성공율을 가지는 임계값을 구한 것이다.

### 2.4 성능 비교

그림 2는 기존 방식인 두 단계 검색(two-stage searching) 기법 [3]방식에다 참조 논문 [4]에서 이용

한 임계값 선택 기법을 합한 방법과 제안된 기법의 동기 성공률을 비교한 것이다. 참조 논문[3] 기법에서 임계값 설정은 단일 펄스에 대한 임계값을 적용하였다. 그림 2에서 이상적인 경우(ideal case)는 각 SNR별로 최적의 임계치를 적용했을 경우의 동기성능을 의미하고, 고정 임계값인 경우는 30dB에서 얻어진 임계값을 전체 SNR에 적용하였을 경우의 동기성능을 의미한다.

표 1은 기존 방식과 제안된 방식에서의 이상적인 경우 임계값을 표시한 것이며, 기존 방식은 싱글펄스에서 멀티패스 페이딩 중 최대값을 표시한 것이고, 제안된 방식에서의 고정 임계값은 평균 임계값 중에서 최대값을 SNR별로 구한 임계값이다. SNR이 증가하면 임계값은 기존 방식이던 제안된 방식이던 일정한 값에 도달 함을 알 수 있다. 저 SNR 인 경우 임계값의 변화량이 기존 방식이 더 심함을 알 수 있으며, 이는 잡음에 의한 영향으로 보이며, 제안된 방식이 덜 심한 것은 임계값을 평균을 했기 때문이다. 고정 임계값을 사용하는 경우 포화 상태인 임계값을 전 대역에 사용하였다. 제안된 방식에서 포화 상태인 임계값은 CM2에서  $\xi_1=0.13$ ,  $\xi_2=0.58$ , CM6에서  $\xi_1=0.13$ ,  $\xi_2=0.425$ 이고, 기존 방식에서 고정 임계값은 CM2에서  $\xi_1=1.55$ ,  $\xi_2=1.55$ , CM6에서  $\xi_1=1.143$ ,  $\xi_2=1.152$ 등을 사

용하였다.

그림 2(a)는 CM2에서, 그림 2(b)는 CM6에서 동기성능을 비교한 것이다. 그림 2에서 알 수 있듯이, 고정 방식인 경우 채널과 상관없이 SNR 20dB이상에서 제안된 알고리즘이 기존 알고리즘 보다 동기성능 측면에서 0.2~0.3정도 우수한 것을 확인할 수 있었다. 이것은 제안된 방식의 경우, 하나의 펄스만을 사용하는 기존의 방식과 달리 여러 개의 펄스신호를 사용하여 동기를 수행함으로써, 잘못된 신호에 의한 동기오류를 줄였기 때문이다. 추가로, 그림 2에서 알고리즘과 상관없이 고정된 임계값을 사용하는 경우 이상적인 경우와 비교해서 약 SNR 20dB 이하에서 성능열화가 심하게 발생하는 것을 볼 수 있다. 이것은 수신기에서 SNR의 변화에 따라 최적의 임계치를 적용하지 못함으로써 발생하는 성능열화라고 볼 수 있다. 실제로 수신기는 SNR에 대한 사전 정보가 없으므로, 실제 시스템의 구현 시에 이와 같은 성능열화는 피할 수 없다.

채널 환경은 CM2는 실내 비가시경로(NLOS:non-line-of-sight) 환경이고, CM6는 실외 비가시경로(NLOS:non-line-of-sight) 환경이다. CM2에서 제안된 방식은 기존 방식보다 25dB이상에서 0.18~0.17정도

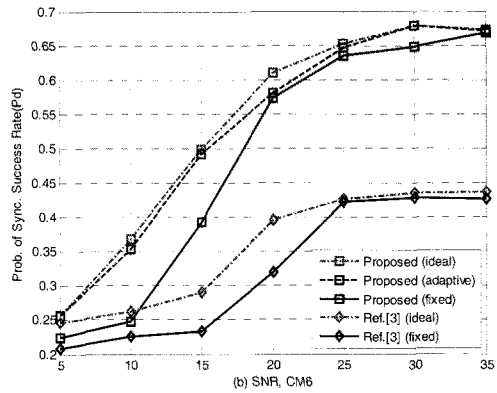
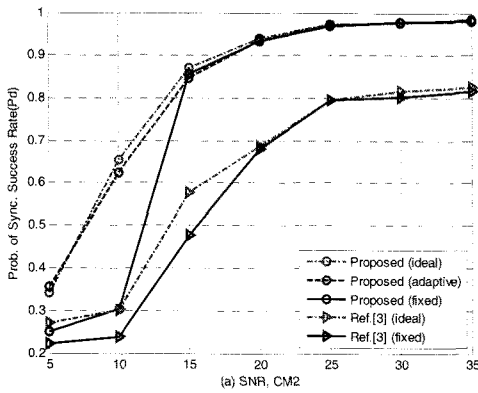


그림 2. CM2(a)와 CM6(b)에서 기존 기법과 제안된 기법의 성능 비교

표 1. SNR 마다 이상적인 경우 임계값

SNR(dB)			5	10	15	20	25	30	35
제안된 방법	CM2	$\xi_1$	0.55	0.34	0.23	0.17	0.14	0.13	0.13
		$\xi_2$	0.95	0.69	0.62	0.57	0.59	0.58	0.58
	CM6	$\xi_1$	0.546	0.340	0.234	0.171	0.166	0.130	0.130
		$\xi_2$	0.951	0.638	0.484	0.436	0.422	0.425	0.425
Ref. <sup>[3]</sup>	CM2	$\xi_1$	2.75	1.83	1.68	1.52	1.55	1.55	1.55
		$\xi_2$	2.65	1.88	1.68	1.52	1.55	1.55	1.55
	CM6	$\xi_1$	2.735	1.705	1.350	1.210	1.165	1.143	1.143
		$\xi_2$	2.690	1.668	1.369	1.25	1.165	1.152	1.152

우수한 성능을 보인다. 고정된 임계값만 비교 했을 경우 10dB이하에서는 미묘한 차이를 보이며, 저 SNR에서 제안된 방식의 자동 임계값 임의 합산 방식이 0.2~0.3 정도의 더 큰 우수한 성능을 보인다. CM6에서는 제안된 방식은 기존 방식보다 25dB이상에서 0.22~0.23정도 우수한 성능을 보인다. 고정된 임계값과 이상적인 경우는 비교 했을 경우 5dB이하에서는 미묘한 차이를 보이며, 15dB이상에서 제안된 방식의 자동 임계값 임의 합산 방식이 0.23~0.3 정도의 더 큰 우수한 성능을 보인다. 이렇듯이 수식 (8) 를 적용한 적응 임계값(adaptive threshold)을 사용하는 제안된 알고리즘은 이러한 문제를 해결하는 좋은 해결책이 되고 있다. 적응 임계값(adaptive threshold)을 사용하는 제안된 방식은 모든 SNR에서 이상적인 경우에 근접하는 성능을 보여주는 것을 알 수 있다. 이것은 제안된 적응 임계값(adaptive threshold)방식이 효과적으로 SNR의 변화에 따라 적절한 임계값을 자동 추적하여 동기의 성능을 높일 수 있음을 보여주는 결과이다.

### III. 결 론

본 논문에서는 펄스 방식의 IEEE802.15.4a LR-UWB 수신기에서 다중 펄스(multi-pulse)를 사용한 비동기 상호상관(non-coherent correlator) 기법을 사용한 새로운 두단계(two-stage) 동기 기법을 제안했다. 제안된 방식을 사용함으로써 기존 알고리즘 대비 동기 성공률 측면에서 0.2~0.3의 성능향상을 가져올 수 있었다. 또한, 수신신호에 따라 adaptive하게 임계값을 적용하는 방식도 제안하였으며, 실험결과 SNR의 변화에 따라 이상적인 경우에 근접한 성능을 가지는 것을 확인할 수 있었다. 실험결과를 통해, 제안된 방식은 IEEE802.5.4a LR-UWB 동기에 매우 적합한 것을 알 수 있었다.

### 참 고 문 헌

[1] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Impulse radio: how it works," IEEE Comm. Lett., Vol.2, No.2, pp. 36-38, Feb. 1998.

[2] Ibrahim J., Buehrer R.M., "Two-Stage Acquisition for UWB in Dense Multipath," IEEE J. Select. Areas Comm., Vol.24, Issue 4, pp.801-807, 2006.

[3] Yuanliang Huang, Jiangzhou Wang, "Two-Stage Acquisition in Time-hopping Impulse

Radio Systems for UWB Communications," IEEE Transaction on Wireless Communication, Vol.6, Issue 10 pp.3578-3588, 2007

[4] Maali A., Mesloub A., Djeddou M., Mimoun H., Baudoin G., Ouldali A.,

[5] IEEE 802.15 TG4a Channel Modeling Sub Committee, "IEEE 802.15.4a channel model-final report", <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.htm>

권 순 구 (Soonkoo Kwon)

정회원



1989년 2월 단국대학교 전자공학과 졸업  
 2000년 2월 연세대학교 전기전자공학과 석사  
 2000년 5월 삼성전자 책임 연구원  
 2002년 (주)월드엠텔레콤 연구소 연구소장

2003년 (주)텔레매틱스 연구소장  
 2005년 (주)임팩트라 기술이사  
 2006년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 <관심분야> LR-UWB System의 SoC 구현, 무선통신 시스템 신호처리 알고리즘

김 재 석 (Jaeseok Kim)

정회원



1977년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업  
 1979년 2월 KAIST 전기전자공학과 석사  
 1988년 2월 Rensselaer Polytechnic Institute, NY, 박사  
 1993년~1995년 한국전자통신연구원 책임연구원

1996년~현재 연세대학교 전기전자공학과 교수  
 <관심분야> 통신 및 영상 시스템, VLSI 신호처리, 임베디드 S/W 및 SoC 구현