

논문 2007-44SD-11-19

UWB 시스템에서 입사각 추정기의 효율적인 하드웨어 구조 설계

(The Cost-effective Architecture Design of an Angle-of-Arrival
Estimator in UWB Systems)

이 성 주*, 한 귀 범**

(Seongjoo Lee and Kwibeum Han)

요 약

본 논문에서는 2개의 안테나를 사용하는 MB-OFDM UWB 시스템에서, MUSIC 알고리즘에 기초한 입사각 추정기의 효율적인 하드웨어 구조에 대한 설계 방법을 제안한다. 제안된 방식에서는 기존 알고리즘의 연산 수식을 변형하여 기존 알고리즘에서 요구하는 복잡한 연산기능을 제거하였으며, 따라서 제안된 방식이 기존과 거의 유사한 성능을 가지면서도 하드웨어 복잡도 및 연산소비전력을 크게 줄일 수 있었다. 제안된 구조는 Verilog HDL을 이용하여 설계 및 검증되었으며, 하드웨어 복잡도 및 소비전력 측정을 위해 각각 0.13um CMOS 라이브러리 및 Xilinx FPGA로 구현되었다. 게이트카운트 및 소비전력을 측정된 결과, 원래의 MUSIC 알고리즘을 그대로 구현한 방식과 비교하여, 게이트카운트에서는 약 43%, 소비전력에서는 약 23%가 감소되었을 확인할 수 있었다.

Abstract

This paper proposes a cost-effective architecture design of an angle-of-arrival (AOA) estimator based on the multiple signal identification and classification (MUSIC) algorithm in UWB systems adapting Multi-band OFDM (MB-OFDM) techniques with two-receive antennas. In the proposed method, by modifying the equations of algorithm in order to remove the high computational functions, the computation power can be significantly reduced without significant performance degradation. The proposed architecture is designed and verified by Verilog HDL, and implemented into 0.13um CMOS standard cell and Xilinx FPGA circuits for the estimation of hardware complexity and computation power. From the results of the implementations, we can find that the proposed circuits reduces the hardware complexity by about 43% and the estimated computation power by about 23%, respectively, compared to the architecture employing the original MUSIC algorithm.

Keywords : AOA, MUSIC, UWB, Low Power

I. 서 론

최근 들어, UWB (Ultra-Wideband) 시스템은 매우 낮은 하드웨어 복잡도를 가지면서도 근거리에서 고속의

데이터를 송수신할 수 있는 능력 때문에, WPAN (Wireless Personal Area Networks) 및 WLAN (Wireless Local Area Networks)과 함께 학계는 물론 산업계에서 매우 많은 관심을 끌고 있다^[1~3]. UWB 시스템에 대한 많은 연구가 진행됨에 있어서, 거의 대부분의 무선통신 장비들에게 요구되는 위치추정 기능은 UWB 시스템에서도 매우 중요한 연구과제가 아닐 수 없다. 특히, 보안 (security)이나 감시 (monitoring)와 같은 응용기술을 지원하기 위해서는, 반드시 접촉하고자 하는 상대방 장치의 위치를 추정하고 계산하는 기능이

* 정회원, ** 학생회원, 세종대학교 정보통신공학과
(Dept. of Info. and Comm. Eng., Sejong University)

※ 이 논문은 2006년도 세종대학교 교내연구비 지원에 의한 논문임. CAD Tool은 IDEC로부터 지원 받았음.

접수일자: 2007년9월29일, 수정완료일: 2007년10월24일

모뎀 설계 시 필수적으로 들어가야 한다.

위치를 추정하기 위해서는 거리와 각도 등 두 가지의 정보를 계산해 내야 하는데, 일반적으로 거리는 TOA (Time-of-Arrival) 기법을 사용하여 구하고, 각도는 AOA (Angle-of-Arrival) 기법을 사용한다. 두 가지의 기법 중 TOA는 송신 및 수신 장치 사이의 패킷 수신 시간을 측정하여 계산하는 방법으로써, 두 기기 사이의 동기화를 이루어내는 부분이 어렵고 복잡하지만, 이것은 물리계층의 하드웨어적인 구현보다는 MAC (Medium Access Control) 계층의 구현문제에 더 가깝기 때문에, 모뎀을 설계하는데 있어서 구현 이슈가 약한 부분이다^[4~5]. 그러나 AOA의 경우, 전파가 입사되는 각도를 계산하여 상대방 장치의 방향을 계산해야 하므로, 연산에 필요한 기능을 물리계층에서 가지고 있어야 하며, 따라서 연산이 복잡해질수록 모뎀의 하드웨어 부담도 같이 증가될 수 밖에 없다^[6~7].

MUSIC (MULTiple Signal Identification and Classification) 알고리즘은 eigenanalysis 기법을 이용하여 방향을 추정하는 방식으로서, 다른 AOA 방식과 비교하여 우수한 정확성과 분해능 (resolution)을 보이고 있다^[8~9]. 그러나 MUSIC 알고리즘을 사용하는 AOA 기법이 매우 좋은 성능을 보여줌에도 불구하고, 이 방식은 나뉠셈 등과 같은 하드웨어 부담이 높은 기능블록을 요구함으로써 높은 소비전력을 필요로 하는 문제를 가지고 있다. 이것은 매우 낮은 하드웨어 비용으로 고속의 통신을 제공하고자 하는 UWB 시스템에 있어서 큰 부담이 된다.

따라서 본 논문에서는 2개의 안테나를 사용하는 MB-OFDM UWB 시스템에서, MUSIC 알고리즘에 기초한 입사각 추정기의 하드웨어 복잡도 및 소비전력을 줄일 수 있는 효율적인 하드웨어 구조를 제시하고자 한다. 이를 위해, 본래의 MUSIC 알고리즘에서 사용하였던 수식을 하드웨어 구조에 맞게 변형하고 최적화하였다. 성능열화가 없도록 하기 위해서 수식 변형은 본래 수식의 동질성 (equivalence)을 훼손시키지 않는 범위에서 이루어지도록 하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 우선, II절에서는 기존의 MUSIC 알고리즘에 대하여 설명하고, III절에서 하드웨어 구조에 맞게 변형된 MUSIC 알고리즘에 대해서 서술한다. IV절에서는 변형된 MUSIC 알고리즘에 대한 하드웨어 구현 결과를 제시하고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺기로 한다.

II. MUSIC 알고리즘

그림 1은 MUSIC 알고리즘을 사용하는 AOA 추정기에 대한 블록도를 보여준다. 그림 1에서 알 수 있듯이, M개의 안테나 어레이에서 수신된 신호는 L개의 입사 신호들의 선형 조합(linear combination)으로 얻어질 수 있고, 수식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbb{X}(n) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{S}(n) + \mathbf{N}(n) \quad (1)$$

여기서,

$$\mathbf{A} = [\vec{a}(a_1), \vec{a}(a_2), \dots, \vec{a}(a_L)] \quad (2)$$

$$\vec{a}(a_k) = \left[1, e^{j2\pi f_c \frac{D}{C} \cos(a_k)}, \dots, e^{j2\pi f_c \frac{D}{C} (M-1) \cos(a_k)} \right]^T \quad (3)$$

수식 (1)에서, $\mathbf{S}(n)$ 과 $\mathbf{N}(n)$ 은 각각 송신기에서 송신한 프리앰블 신호 및 화이트 가우시안 부가잡음(AWGN)에 대한 수신기의 n번째 샘플데이터를 의미한다. \mathbf{A} 는 안테나 어레이의 steering vector로서 수식 (2)와 같이 표현된다. 수식 (2)와 (3)에서 a_k 는 k번째 신호의 입사각을 의미하고, D와 C는 각각 안테나 어레이에서 인접한 두 개의 안테나 사이의 거리와 광속도를 의미한다. 마지막으로, f_c 는 반송파 주파수(carrier frequency)이다.

M개의 안테나 어레이에서 수신된 신호 $\mathbb{X}(n)$ 은 covariance calculator로 입력되고, covariance calculator에서는 수신 신호 $\mathbb{X}(n)$ 에 대한 covariance matrix를 구하게 된다. Covariance matrix에 대한 보다 정확한 추정을 위해, N개의 샘플에 대한 평균을 취하게 되고, 관련 식은 수식 (4)와 같이 주어진다.

$$\mathbf{R} = E[\mathbb{X} \cdot \mathbb{X}^H] \approx \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \mathbb{X}(k) \mathbb{X}^H(k) \quad (4)$$

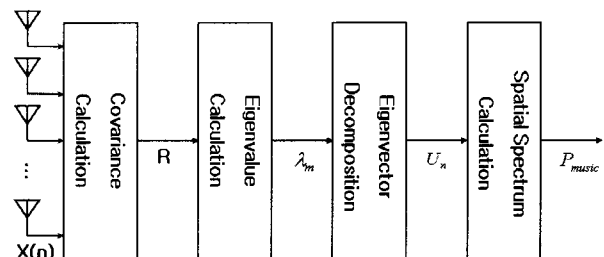


그림 1. MUSIC 알고리즘 AOA 추정기의 블록도

Fig. 1. Block diagram of AOA estimator using MUSIC algorithm.

식 (4)에서 $\mathbf{x}(k)$ 와 $\mathbf{x}^H(k)$ 는 각각 $M \times 1$ 수신 신호 어레이의 k 번째 샘플과 그 신호의 Hermitian matrix를 의미한다. 식 (4)의 covariance matrix로부터 고유치 λ_m ($m=1,2,\dots,M$) 식 (5)를 통해서 얻을 수 있으며, M 개의 고유치 중에서 최소값을 가지는 고유치 λ_{min} 을 이용하여 잡음영역의 고유치벡터 \mathbf{U}_n 을 계산한다. 식 (5)에서 \mathbf{I} 는 $M \times M$ 의 단위행렬을 의미한다.

$$(\mathbf{R} - \lambda_m \mathbf{I}) \cdot \mathbf{U}_n = 0 \tag{5}$$

최종적으로 잡음영역의 고유치벡터 \mathbf{U}_n 을 이용하여 MUSIC의 공간 스펙트럼(spatial spectrum) P_{music} 을 식 (6)과 같이 정의할 수 있다. 식 (6)에서 a_k 를 0도부터 180도까지 변화시키면서 P_{music} 이 최대값을 가지도록 하는 각도를 구하고, 구한 값이 바로 추정하고자 하는 입사각이 된다.

$$P_{music} = \frac{1}{\mathbf{a}^H(a_k) \cdot \mathbf{U}_n \cdot \mathbf{U}_n^H \cdot \mathbf{a}(a_k)} \tag{6}$$

MUSIC 알고리즘을 구현하기 위해서는 식 (5)와 (6)에서 알 수 있듯이, 매우 복잡한 수식연산이 필요하게 된다. 이것은 저전력 및 저복잡도의 모뎀을 구현하는데 큰 부담이 된다. 다음 장에서는 MUSIC 알고리즘을 2개의 안테나를 사용하는 시스템에 특화시켜 하드웨어에 맞게 최적화시킴으로써, 하드웨어 부담과 전력소비를 감소시키는 방법을 제시한다.

III. MUSIC 알고리즘의 최적화

최근 들어, 1Gbps의 전송속도까지 성능을 끌어올리기 위해 UWB 시스템에 MIMO (Multiple-Input and Multiple-Output) 기능을 접목시키려는 연구가 지속적으로 이루어지고 있으며, 이 중에서 적절한 하드웨어 부담과 성능으로 2x2 MIMO에 대한 관심이 매우 높은 상태이다. 따라서 본 논문에서도 앞에서 소개한 MUSIC 알고리즘을 2개의 안테나를 사용하는 UWB 시스템에 맞도록 최적화하는 과정을 제시한다. 최적화하는 과정에서 무엇보다도 중요하게 고려해야 할 점은 본래 수식의 의미를 훼손하지 않으면서 하드웨어에 맞도록 수식을 변형하는 것이며, 이것은 MUSIC 알고리즘의 성능을 저하시키지 않고도 하드웨어를 줄이는 최선의 방법이 된다.

수식 (1)부터 (6)까지의 MUSIC 알고리즘 구현과정

중에서, 하드웨어 부담이 무엇보다도 높은 부분은 수식 (5)와 수식 (6)이다. 따라서 본 논문에서는 수식 (5)와 (6)에 대한 부분을 2개의 안테나 경우로 특화시켜 최적화하였다. 수식 (5)를 2개의 안테나를 가지는 경우로 제한하여 표현하면 수식 (7)과 같이 된다. 식 (7)에서 r_{ij} 는 covariance matrix의 i 번째 행과 j 번째 열의 element를 의미한다.

$$\begin{bmatrix} r_{11} - \lambda_m & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} - \lambda_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = 0 \tag{7}$$

수식 (7)에서 고유치는 λ_1 과 λ_2 등 2개의 해를 가질 수 있으며, 이 중에서 최소 값을 가지는 고유치를 λ_{min} 이라고 하면, 잡음영역에 대한 고유치벡터는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\mathbf{U}_n = \begin{bmatrix} x_1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_{12} \\ r_{11} - \lambda_{min} \\ 1 \end{bmatrix} \tag{8}$$

식 (6)의 P_{music} 을 계산하기 위해서는 $\mathbf{U}_n \cdot \mathbf{U}_n^H$ 의 연산이 필요하고, 식 (8)에서 얻어진 \mathbf{U}_n 을 이용하여 계산하면 식 (9)와 같이 간략화 될 수 있다. 식 (9)에서 $\|x_1\|$ 와 x_1^* 는 각각 x_1 의 크기 (magnitude)와 conjugate를 의미한다.

$$\mathbf{U}_n \cdot \mathbf{U}_n^H = \begin{bmatrix} \|x_1\| & x_1 \\ x_1^* & 1 \end{bmatrix} \tag{9}$$

식 (9)을 이용하여 식 (6)을 다시 간략화하면, 식 (10)과 같이 정의할 수 있다.

$$P_{music} = \frac{1}{\begin{bmatrix} 1 & e^{j2\pi f_c \frac{D}{C} \cos(a_k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \|x_1\| & x_1 \\ x_1^* & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi f_c \frac{D}{C} \cos(a_k)} \end{bmatrix}} = \frac{1}{\|x_1\| + 2RE\{x_1\} \cos(\theta_k) + 2IM\{x_1\} \sin(\theta_k) + 1} \tag{10}$$

여기서,

$$\theta_k = 2\pi f_c \frac{D}{C} \cos(a_k) \tag{11}$$

우리가 관심을 가지는 부분은 P_{music} 을 최대로 만드는 θ_k 가 몇 도인가를 알아내는 것이므로, 식 (10)에서 양의 상수로 더해지는 $\|x_1\|+1$ 과 양의 상수로 곱해지는 2는 불필요한 부분이 된다. 또한, 식 (10)에서 알 수 있듯이, P_{music} 의 분모는 상수이기 때문에, P_{music} 을 최대로 만드

는 θ_k 를 찾는 것과 P_{music} 의 분모를 최소로 만드는 θ_k 를 찾는 것이 같으므로, 식 (10)에서 역수연산은 불필요하게 된다. 따라서 식 (10)은 다음과 같이 변형이 가능하며, 추정은 $P_{music,inverse}$ 를 최소로 만드는 θ_k 를 찾는 형태로 바뀐다.

$$P_{music,inverse} = RE\{x_1\}\cos(\theta_k) + IM\{x_1\}\sin(\theta_k) \quad (12)$$

식 (12)에서 $RE\{x_1\}$ 과 $IM\{x_1\}$ 은 식 (8)에서 알 수 있듯이, 공통적인 상수 값 $1/(r_{11}-\lambda_{min})$ 이 곱해진 형태로 표현되며, $P_{music,inverse}$ 의 최소값을 구하는 데에는 $(r_{11}-\lambda_{min})$ 연산결과와 부호만이 영향을 미치므로, 식 (12)에 $|r_{11}-\lambda_{min}|$ 를 곱하여 다시 표현하면,

$$P_{music,inverse} = RE\{x_1'\}\cos(\theta_k) + IM\{x_1'\}\sin(\theta_k) \quad (13)$$

와 같이 된다. 식 (13)에서 $x_1' = |r_{11}-\lambda_{min}|x_1$ 이다.

식 (6)과 식 (13)을 비교해보면, 기존 알고리즘에서 사용하였던 나눗셈과 같은 복잡한 연산들이 거의 제거되었으며, $U_n \cdot U_n^H$ 의 연산이 식 (13)에서는 불필요하다는 것을 알 수 있다. 이것은 MUSIC의 공간 스펙트럼 (spatial spectrum)이 covariance matrix의 r_{12} 값과 $r_{11}-\lambda_{min}$ 의 부호에 의해서만 결정된다는 것을 의미하며, 동시에 계산 량이 대폭적으로 감소될 수 있음을 나타낸다.

IV. 하드웨어 구현결과

2개의 안테나에 최적화된 MUSIC 알고리즘이 기존 대비 소비전력 및 하드웨어 복잡도 측면에서 효과적으로 개선되었음을 입증하기 위해, 본 논문에서는 변형된 알고리즘의 하드웨어 구조는 물론 최적화되기 이전의 MUSIC 알고리즘도 Verilog HDL을 이용하여 구현하였다. 그림 2는 최적화된 MUSIC 알고리즘을 적용한 AOA 추정기의 HDL 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림 2에서 알 수 있듯이, 구현된 AOA 추정기는 주어진 입사각 신호들에 대한 추정을 성공적으로 수행하고 있음을 확인할 수 있다. 우선, 2개의 안테나로 들어오는 데이터를 4-way로 병렬처리하고(TB_CH1_input1_re부터 TB_CH2_input4_im까지), 병렬처리 된 신호를 AOA 추정기에 입력한다. 최종적으로, HDL로 설계된 AOA 추정기의 출력(TB_index_mu)이 주어진 데이터 값(C코드 시뮬레이션 결과, REF_index)과 일치되는 것을 확인할 수 있다. AOA에 대한 추정은 패킷의 프리앰블 중 일부만을 사용하여 이루어지므로, 그림에서 알 수 있듯이, 하나의 FFT 심볼만을 가지고 AOA 추정을 수행할

수 있도록 설계하였다.

HDL로 설계 및 검증된 AOA 추정기는 하드웨어 복잡도 비교를 위해 0.13um CMOS 라이브러리를 이용하여 게이트수준으로 합성되었으며, 동시에 전력소모를 비교하기 위해 Xilinx사의 XC4VLX200 FPGA로 구현하였다. 0.13um CMOS 라이브러리로 합성한 결과, 최적화된 하드웨어 구조는 4-way 병렬처리방식을 사용하는 UWB 시스템의 동작요구속도인 132MHz를 만족함을 확인하였으며, 게이트 수는 약 26.7K가 되었다.

최적화된 알고리즘으로 구현된 AOA 추정기와 원래의 알고리즘을 그대로 구현한 AOA 추정기의 하드웨어 복잡도 및 전력소비에 대한 자세한 비교는 표 1 및 2에서 주어진다. 표 1은 132MHz의 동작속도를 제한으로 하여 0.13um CMOS 라이브러리로 합성한 결과를 보여준다. 표 1에서 알 수 있듯이, 최적화된 알고리즘으로 구현한 결과가 기존 알고리즘으로 구현한 결과보다 약 43%의 하드웨어 복잡도를 감소시켰음을 확인할 수 있다. 이것은 최적화된 MUSIC 알고리즘에서 나눗셈과 같은 복잡한 연산을 효과적으로 제거함으로써 얻어진 결과이다. 표 2는 Xilinx FPGA에서 얻어진 전력소비에

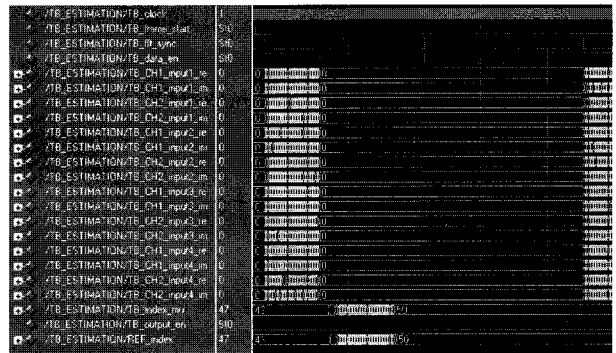


그림 2. AOA 추정기의 HDL 시뮬레이션 결과
Fig. 2. HDL simulation results for AOA estimator.

표 1. AOA 추정기의 하드웨어 복잡도 비교
Table 1. Comparison of Hardware Complexity.

Algorithm	Gates
Conventional MUSIC algorithm	46.9K
Optimized MUSIC algorithm	26.7K
Reduction ratio (%)	43.07

표 2. AOA 추정기의 소비전력 비교
Table 2. Comparison of Power Consumption.

Algorithm	Total power(mW)
Conventional MUSIC algorithm	108.75
Optimized MUSIC algorithm	83.25
Reduction ratio (%)	23.45

대한 비교결과이다. 표 2에서 알 수 있듯이, 최적화된 MUSIC 알고리즘이 83.25mW로 기존 MUSIC 알고리즘으로 구현한 추정기보다 약 23%의 전력소비를 줄이는 것으로 나타난다. 이것은 하드웨어 복잡도의 감소와 더불어 최적화된 AOA 추정기가 전력소비 측면에서도 저전력에 적합하도록 설계되었다는 것을 의미한다.

V. 결 론

본 논문에서는 2개의 안테나를 사용하는 MB-OFDM UWB시스템에서, MUSIC 알고리즘에 기초한 입사각 추정기의 효율적인 하드웨어 구조에 대한 설계 방법을 제안하였다. 제안된 방식에서는 기존 알고리즘의 연산 수식을 변형하여 기존 알고리즘에서 요구하는 복잡한 연산기능을 제거하였으며, 따라서 제안된 방식이 기존과 거의 유사한 성능을 가지면서도 하드웨어복잡도 및 연산소비전력을 크게 줄일 수 있었다. 게이트카운트 및 소비전력을 측정 한 결과, 원래의 MUSIC 알고리즘을 그대로 구현한 방식과 비교하여, 게이트카운트에서는 약 43%, 소비전력에서는 약 23%가 감소되었을 확인할 수 있었다. 따라서 제안된 하드웨어 구조는 낮은 하드웨어 비용 및 전력소비가 매우 중요한 설계 이슈로 대두되는 UWB 시스템에 있어서, AOA 추정기를 설계하는데 매우 적합한 구조라고 판단된다.

참 고 문 헌

[1] T. K. K. Tsang, M.N. El-Garnal, "Ultra-wideband (UWB) communications systems: an overview," In Proc. of IEEE-NEWCAS conference, pp.735-740, Sept. 2005.

[2] Oh-Soon Shin, S. S. Ghazzemzadeh, L.J. Greenstein, V. Tarokh, "Performance evaluation of MB-OFDM and DS-UWB systems for wireless personal area networks," in Proc. of ICU2005, pp.6, Sept. 2005.

[3] S. Roy, J. R. Foerster, V. S. Sornayazulu, D.G. Leeper, "Ultrawideband radio design: the promise of high-speed, short-range wireless connectivity," Proceedings of IEEE, Vol.92, No.2, pp.295-311, 2003.

[4] Ali H. Sayed, Alireza Tarighat, and Nima Khajehnouri, "Network-Based Wireless Location, Challenges faced in Developing Techniques for Accurate Wireless Location Information," IEEE Signal Processing Magazine, July 2005.

[5] Chin-Der Wann and Sheng-Hsiung Hsu, "Estimation and analysis of Signal Arrival Time for UWB System," in Proc. of VTC2004-fall, pp. 3560-3564 Sept. 2004.

[6] Yong Up Lee, Yeoungjun Seo, Ginkyu Choi, "Angle-of-Arrival Estimation for UWB Signals Clustered in Angle," in Proc. of 1st International Symposium on Wireless Pervasive Computing, pp. 1-4, Jan. 2006.

[7] N. Iwakiri, T. Kobayashi, "Joint TOA and AOA Estimation of UWB Signal Using Time Domain Smoothing," in Proc. of ISWPC'07, Feb. 2007.

[8] Zhou Zou, Wang Hongyuan, Yu Guowen, "An Improved MUSIC Algorithm Implemented with High-speed Parallel Optimization for FPGA," in Proc. of ISAPE'06, pp. 1-4, Oct. 2006.

[9] Richard Klukas, Michel Fattouche, "Line-of-Sight Angle of Arrival Estimation in the Outdoor Multipath Environment," IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 47, No. 1, Feb 1998.

저 자 소 개



이 성 주(정회원)

1996년 연세대 전자공학과 학사 졸업.

1998년 연세대 전자공학과 석사 졸업.

2002년 연세대 전기전자공학과 박사 졸업.

2002년~2003년 연세대 ITSoc센터 전문연구원

2003년~2005년 삼성전자 DM총괄 책임연구원

2005년~2006년 연세대 IT연구단 연구교수

2006년~현재 세종대 정보통신공학과 조교수

<주관심분야 : 초고속데이터 통신용 모뎀의 SoC 설계, 영상처리 프로세서의 SoC설계, 무선통신용 모뎀 알고리즘>



한 귀 범(학생회원)

2000년~현재 세종대학교 정보통신공학과 학사과정

<주관심분야 : 무선통신용 모뎀 설계 알고리즘, 영상 및 통신용 모뎀의 SoC 설계>