

FPGA를 이용한 초음파모터의 PC기반 디지털 제어기 개발

金桐玉*, 李和春**, 宋成根***, 金永炯****, 任永撤§, 朴晟濬†

Development of PC based Digital Controller of Ultrasonic Motor Using FPGA

Dong-Ok Kim, Hwa-Chun Lee, Sung-Geun Song, Young-Dong Kim,
Young-Cheol Lim and Sung-Jun Park

요 약

본 논문에서는 FPGA를 사용하여 진행파형 초음파모터의 2상 입력 전원 전압의 주파수, 전압, 전압차 및 2상 간의 위상차 조절이 가능하고, 최대 8대의 초음파모터를 동시에 제어할 수 있는 PC기반 8채널 USB통신 초음파모터 디지털 제어기를 제안한다. 제안한 제어기는 FPGA를 사용한 디지털 논리에 의해 각각의 파라미터를 실시간으로 조절할 수 있을 뿐만 아니라 속도 및 위치 센서인 로터리 엔코더의 카운터 회로를 FPGA회로에 내장시킴으로써 별도의 외부 회로 구성이 불필요하여 제어기의 크기나 생산비용의 절감을 기대할 수 있다. 제안한 새로운 방식의 제어기의 성능을 검사하기 위해서 홀딩토크가 다른 2가지 타입의 초음파모터에 대한 각 파라미터 조절에 따른 무부하 속도 특성을 실험하였다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel pc-based 8-channel USB interface digital multi-controller (DMC) has capacity to be able to adjust ultrasonic motor's (USM's) the parameters—frequency, amplitude, phase difference—using FPGA. The proposed DMC can control parameters directly by digital logic through a FPGA. Since it has counter circuit for rotary encoder to measure position and velocity of USM, the other separate circuits are unnecessary. Therefore, it could reduce the size of controller and the production cost. Finally, to verify the performance of proposed DMC, we tested the speed characteristic of two types USM with no-load as adjusting the parameters.

Key Words : Ultrasonic motor, Digital multi-controller(DMC), FPGA, USB

1. 서 론

대학 및 연구소, 산업 현장 등에서 초음파를 이용한

각종 장치의 소형화 및 경량화에 대한 다양한 시도가 보고되고 있다. 특히 MEMS나 나노 기술에 대한 발전은 초정밀 초소형 초음파 장치의 현실화를 가능하게 했다. 이러한 초음파 응용분야 중 각종 로봇, 가상현실 분야의 역감 장치, 소형 디지털 기기, 시계, 카메라 등 소형 정밀기기의 액츄에이터로서 초정밀 소형화 추세에 부응하는 초음파모터가 각광 받고 있다^[1-6].

초기의 초음파 모터에 대한 연구는 2상 입력전원의 주파수, 전압, 전압차 및 위상차 조절에 따른 초음파 모터의 위치, 속도, 토크 제어에 대한 연구가 주를 이루었고^[7-10], 그 이후 PI 제어, PD 제어, 적응 제어, 퍼

†교신저자 : 정회원, 전남대 전기공학과 부교수

E-mail : sjpark1@chonnam.ac.kr

*정회원, 전남대 전기공학과 BK연구교수

**학생회원, 전남대 전기공학과 석사과정

***정회원, 전남대 전기공학과 박사후연수생

****정회원, 조선대 정보제어계측공학부 교수

§정회원, 전남대 전기공학과 교수

접수일자 : 2007. 8. 14

2차 심사 : 2007. 9. 12

1차 심사 : 2007. 8. 16

심사완료 : 2007. 9. 27

지 제어, 신경망 제어 등 다양한 제어방식을 적용한 연구와 초음파 모터의 수학적 해석에 관한 연구 등이 발표되었다^[11-16]. 최근에는 초소형 및 나노 액츄에이터를 위한 새로운 타입의 모터 설계와 제어에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며^[1-5], 그 밖에도 초음파 모터를 이용한 다양한 응용에 대한 연구가 보고되고 있다^[6, 17].

지금까지 초음파 모터는 종류에 따라 구동주파수, 입력 전압 등 파라미터가 달라지기 때문에 제어기 설계가 개별적으로 이뤄졌으며, 다양한 종류의 초음파 모터에 적용할 수 있고, 주파수, 전압, 전압차 및 위상차 파라미터를 조절할 수 있는 범용성을 지닌 제어기는 개발되지 않았다. 또한 로봇 구동용, 인공의수, 역감장치 등 다양한 응용에 효율적, 경제적으로 적용하기 위해서는 여러 대의 초음파 모터를 제어할 수 있는 다채널 제어기가 필요하다.

본 논문에서는 초음파모터의 각종 제어 파라미터에 대한 동작 특성을 이론적 근거를 토대로 FPGA를 사용해 초음파모터 제어용 디지털 다중 제어기(USM-DMC)를 설계 제작하였고, USB방식을 도입하여 PC와 인터페이스하였다.

설계 제작된 USM-DMC는 홀딩토크가 강화된 새로운 타입의 초음파모터(USR60-s3)와 기존의 초음파모터(USR60-s1)를 이용하여 2상 입력 전원의 주파수, 전압차, 전압 및 위상차 조절에 따른 무부하 속도 특성을 실험하였다. 초음파모터 속도 특성을 측정하기 위한 프로그램 설계는 비주얼 C++를 사용하였다.

2. 초음파모터의 제어시스템

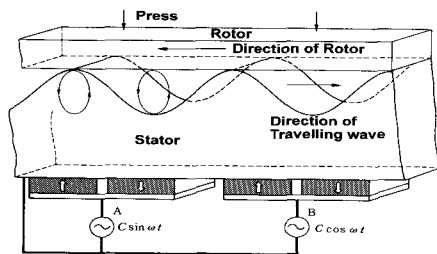


그림 1 초음파 모터의 구동 원리^[7]
Fig. 1 Operation principle of the USM

그림 1에서 보이는 바와 같이 초음파모터의 구동원인 세라믹 압전체에 두께 방향으로 정현파 전계를 인가하면 압전체의 분극 방향에 따라서 기계적인 신장과 수축이 발생한다. 이것이 금속 탄성체(고정자) 표면에 정재파(standing wave)로 나타나게 된다. 위상차가

$\pm 90^\circ$ 일 경우 각 상에서 발생한 정재파가 탄성체 내부에서 합성되면서 고정자 표면에는 진행파(travelling wave)의 형태로 나타난다. 이 때 고정자 표면의 한 질점의 운동은 타원 운동을 하는데, 이 타원의 크기 및 모양 그리고 회전 방향을 조절함으로써 초음파모터의 속도 및 토크를 제어할 수 있다^[7,8].

2.1 위상차 조절 방식

A상과 B상에 각각 정현파 전압을 인가하면 각상에서 정재파가 발생하고, A상에서 발생한 정재파의 공간적 위상과, B상에서 발생한 공간적 위상은 초음파모터의 구조상 90° 의 위상차를 갖는다. 그리고 B상에 인가한 정현파 전원을 A상과의 시간적 위상차가 ϕ 가 되도록 조절하면 각 상에서 발생한 두 정재파가 동일 금속 진동체(고정자)내부에서 합성되어 식 (1)과 같은 진행파 형태로 나타난다^[10].

$$y = \zeta_A \sin(nx) \sin(\omega t) + \zeta_B \cos(nx) \sin(\omega t + \phi) \quad (1)$$

여기서, $\zeta_A \cdot \zeta_B$ 는 진폭, x 는 원주상의 위치, n 은 원주상의 정재파의 개수($=9$)이다.

식 (1)은 위상차 ϕ 가 0° 일 때는 정재파, 90° 일 때는 진행파가 되며 그 사이는 굴곡 진행파가 된다.

이 진행파에 의한 기계적 진동은 탄성체의 두께 T 의 중앙인 중성면의 것이고, 이로부터 $T/2$ 만큼 떨어진 탄성체 표면의 원주 방향의 변위 X 와 축방향의 변위 Y 는 각각 식 (2)와 식 (3)이다.

$$X = x - \frac{T}{2} \sin \theta \approx x - \frac{T}{2} \tan \theta \quad (2)$$

$(\because \theta \approx 0, \sin \theta \approx \tan \theta = \theta)$

$$Y = y + \frac{T}{2} \cos \theta \approx y + \frac{T}{2} \quad (\because \cos \theta \approx 1) \quad (3)$$

이때 $\tan \theta$ 는 식 (4)와 같다.

$$\tan \theta = \frac{\partial y}{\partial x} = n \zeta_A \{ \cos(nx) \sin(\omega t) - r \sin(nx) \sin(\omega t + \phi) \} \quad (4)$$

여기서, r 은 전압차 비율($=\zeta_B/\zeta_A$)이다. 식 (1)과 식 (4)를 식 (3)과 식 (2)에 대입하면 식 (5)와 식 (6)이 된다.

$$X = x - \frac{n T \zeta_A}{2} \{ \cos(nx) \sin(\omega t) - r \sin(nx) \sin(\omega t + \phi) \} \quad (5)$$

$$Y = \frac{T}{2} + \zeta_A \{ \sin(nx) \sin(\omega t) + r \cos(nx) \sin(\omega t + \phi) \} \quad (6)$$

식 (5)와 식 (6)을 이용해서 고정자 표면에 발생하는 타원 방정식을 구하면 다음 식 (7)과 같다.

$$A(X-x)^2 + B(X-x)(Y-\frac{T}{2}) + C(Y-\frac{T}{2})^2 = 1 \quad (7)$$

$$P = \sin(nx) + r \cos(nx) \cos \phi$$

$$Q = -r \cos(nx) \sin \phi$$

$$A = \left(\frac{2 \cos(nx)}{nT} \right)^2 (P^2 + Q^2) \left(\frac{1}{\zeta_A^2 Q^2} \right)$$

$$B = \frac{P}{nT} \cos(nx) \{ 1 - \sin(nx) \cdot (P^2 + Q^2) \} \left(\frac{1}{\zeta_A^2 Q^2} \right)$$

$$C = (P \sin(nx) - 1)^2 + \sin^2(nx) Q^2 \left(\frac{1}{\zeta_A^2 Q^2} \right)$$

$$\begin{cases} a = \sqrt{\frac{2}{(A+C) - \sqrt{(A-C)^2 + B^2}}} \\ b = \sqrt{\frac{2}{(A-C) - \sqrt{(A-C)^2 + B^2}}} \\ \theta_R = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{B}{A-C} \end{cases}$$

위 식(7)은 중심 $(x, \frac{T}{2})$, 장축 a , 단축 b 그리고 회전 θ_R 이 있는 타원을 나타낸다.

ϕ 를 -90° 에서 0° 로 변화시키면 고정자의 금속 탄성체에서 발생하는 진동은 역방향(CCW)의 진행파에서 점점 정재파 형태로 바뀌고, 0° 가 되면 전부 정재파가 되어 모터는 정지한다. 다시 ϕ 를 0° 에서 $+90^\circ$ 로 변화시키면 순방향(CW)의 진행파 형태로 변화한다. 여기서 정재파와 진행파의 분포는 ϕ 의 크기에 따라서 점진적으로 변화해 가며, ϕ 가 $-90^\circ \sim 0^\circ \sim 90^\circ$ 사이의 진행파를 굴곡 진행파라 한다. 위상차 조절의 원리는 2상 입력 전압의 위상차를 조절하여 식 (7)의 타원 방정식의 위상차 파라미터 ϕ 를 가변시켜 타원의 장축, 단축, 그리고 회전 방향과 타원의 기울기를 바꾸어 초음파 모터의 속도와 토크를 제어하는 것이다.

2.2 전압차 조절 방식 및 전압 조절 방식^[9]

전압차 조절 방식은 각 상간의 전압차 비율 r 을 가변시켜서 타원의 장축과 단축 그리고 회전각을 변화시키고, 이로써 초음파 모터의 속도 및 토크를 제어하는

방식이다. A상은 최대의 전원 전압을 공급하고, B상의 전원 전압을 0에서 최대로 조절해 가면 B상의 정재파 성분이 점점 커지게 되며, 이 정재파가 A상의 정재파와 합성이 되면서 진행파 성분이 점점 커진다. B상의 전원 전압이 0일 경우에는 A상의 정재파 성분만이 존재하므로 초음파 모터는 동작하지 않고, B상의 전원 전압이 A상과 같게 되면 두 상의 정재파가 모두 진행파로 합성되어 초음파 모터는 최대 속도로 회전한다.

$\zeta_A=1$ 이라하고 전압차 비율 r 을 이용해서 식 (1)과 식 (4)를 다시 쓰면 식 (8)과 식 (9)와 같다.

$$y = \sin(nx) \sin(\omega t) + r \cos(nx) \sin(\omega t + \phi) \quad (8)$$

$$\tan \theta = \frac{\partial y}{\partial x} = n \{ \cos(nx) \sin(\omega t) - r \sin(nx) \sin(\omega t + \phi) \} \quad (9)$$

$r=1$ 이라 하고, 위상차 조절 방식과 같은 방법으로 전개하면

$$\left(Y - \frac{T}{2} \right)^2 + \frac{2^2}{n^2 T^2} (X-x)^2 = 1 \quad (10)$$

과 같은 중심이 $(x, \frac{T}{2})$ 인 타원이 된다. 만약 r 이 $0 < r < 1$ 이면 θ 만큼 회전한 타원이 된다. 여기서 θ 는 식 (11)로 나타낼 수 있다.

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{B}{A-C} \right) \quad (11)$$

$$A = \frac{2}{nT} \sqrt{\frac{1}{r^2} \sin^2(nx) + \cos^2(nx)}$$

$$B = \frac{4}{nT} \cos(nx) \sin(nx) \left(1 - \frac{1}{r^2} \right)$$

$$C = \left(\frac{1}{r^2} \cos^2(nx) + \sin^2(nx) \right)$$

$r=0$ 인 진행파는 B상 정재파의 진폭이 0인 상태에서 A상의 정재파 성분만 남아 있어 타원 궤적은 발생하지 않고 모터는 정지한다. $r=1$ 이 되면 A상과 B상 두 정재파의 진폭이 같아지며, 굴곡이 없는 진행파 성분이 되어 타원은 최대 크기의 원이 되고 모터는 최대의 속도로 회전하게 된다.

한편, 전압 조절 방식은 식 (7)의 전압차 비율 r 을 1로 고정시키고 ζ_A 와 ζ_B 를 동시에 가변시켜 타원의 크기만을 조절하여 초음파 모터의 속도 및 토크를 제어하는 방법이다. 이 때 식 (7)은 식 (12)와 같이 단순화된다.

$$\frac{X^2}{\left(\frac{T}{2}n\zeta\right)^2} + \frac{\left(Y - \frac{T}{2}\right)^2}{\zeta^2} = 1 \quad (12)$$

ζ 를 0에서 차츰 변화시키면 진행파의 폭이 점차 커지며, 식 (12)에서 ζ 에 의해 타원이 변화하므로 토크와 속도의 변화가 나타나지만 위상차 조절 방식이나 전압차 조절 방식에서와 같이 타원의 모양과 기울기는 변화하지 않고 그 크기만 변한다. 이는 위상차가 $\pm 90^\circ$ 일 때 정재파 성분이 없는 진행파의 크기만을 변화시킨 것을 의미한다.

전압차 조절 방식은 두 상의 전압차로 인한 정재파 성분이 굴곡 진행파를 발생시키며, 전압 조절 방식은 동일한 진폭에 의해 크기가 다른 진행파만 발생하는 점이 차이점이다. 전압차 조절 방식의 정재파 성분에 의한 굴곡은 초음파 모터의 속도에 영향을 준다.

2.3 주파수 조절^[7]

기계적 상수들을 가지고 초음파 모터의 기계적 공진주파수 f_{usm} 을 나타내면 식 (13)과 같다.

$$f_{usm} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_{usm}L_{usm}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{m}} \quad (13)$$

여기서, m 은 고정자 세라믹-금속의 질량, K 는 고정자 세라믹-금속간의 스프링 상수이다. L_{usm} 은 고정자 질량 효과에 의한 등가 인덕터, C_{usm} 은 고정자 스프링 효과에 의한 커패시터이다. 초음파모터에 직접 인가되는 전원의 주파수 f_s 는 식 (14)와 같다.

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_d L_i}} + \Delta f \quad (14)$$

여기서, C_d 는 초음파모터 압전 세라믹의 블록킹 커패시턴스, L_i 는 외부 인덕터, Δf 는 모터의 제어에 필요한 가변 주파수이다.

3. USM-DMC의 설계

3.1 USM-DMC

설계 제작한 USM-DMC는 그림 2와 같이 크게 컨트롤러와 드라이버로 구성된다. 컨트롤러는 8채널의 초음파모터 구동 신호를 출력하고, 로터리 엔코더 출력 신호를 카운트 한다. 드라이버는 2단 트랜지스터 스위칭 회로와 펄스폭변조를 거쳐서 초음파모터 구동 전압인 100Vpp로 승압하는 인버터로서 동작한다.

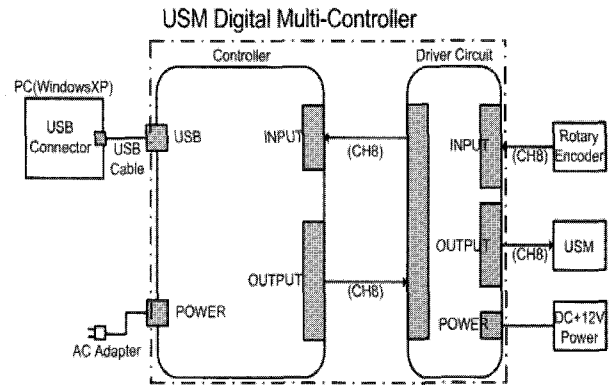


그림 2 USM-DMC 구성도
Fig. 2 Composition of USM-DMC

3.2 컨트롤러

그림 3은 초음파모터 컨트롤러의 블럭도를 나타내고 있다. 컨트롤러의 FPGA에서는 PC에서 설정한 주파수, Duty비, 위상차에 의해 1 채널 당 A+, A-, B+, B-의 4 신호의 스위칭 신호를 출력하고, 발생된 신호는 버퍼(SN74ABT541B)를 거쳐 드라이버에 입력된다.

그림 4에 나타낸 바와 같이 입력된 A+, A-, B+, B- 신호는 모터 드라이버 단에서 초음파모터를 구동하기 위한 정현파 신호인 A상 출력(PH_A)과 B상 출력(PH_B)으로 변환되어 초음파모터에 입력된다. 로터리 엔코더 신호는 1 채널 당 A상, B상의 신호가 출력되고, 모터 드라이버의 커넥터를 거쳐 전용 케이블을 통해 직접 컨트롤러에 전달된다. 컨트롤러의 FPGA는 로터리 엔코더의 신호를 위치 및 속도신호로 변환한 후, USB 통신을 통해 PC에 전송한다.

FPGA로 구현된 디지털 제어부는 주파수 조절을 위한 분주회로, 위상차 조절을 위한 위상 쉬프트회로, 전압조절을 위한 펄스폭변조회로 그리고 마지막으로 로터리 엔코더의 출력을 위치 및 속도 신호로 변환해주는 카운터회로 등 기능상 4부분으로 나눌 수 있다.

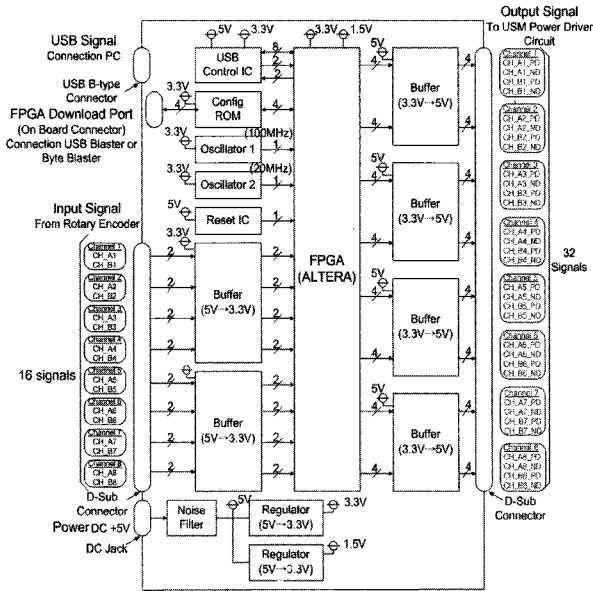


그림 3 컨트롤러의 블럭도
Fig. 3 Diagram of Controller

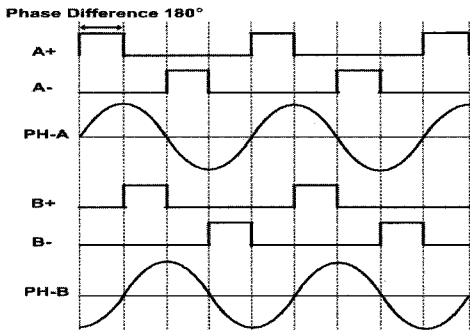


그림 4 USM-DMC의 스위칭 신호 및 초음파모터 입력전압
Fig. 4 Switching signal of USM-DMC and input voltage

컨트롤러와 PC간의 인터페이스는 USB2.0 Full Speed 방식으로 접속하며, 통신 명령은 기능별로 S, ON, OF, RR의 4종류가 있다. 컨트롤러가 스스로 동작하는 모드는 없으며, PC로부터 동작 명령이 수신되면 그 내용에 따라 작동한다. S명령은 PC에서 컨트롤러로 초음파모터의 4가지 파라미터들을 송신하고, 컨트롤러로부터 모터의 속도 및 위치 정보를 요구하는 명령이며, ON, OF, RR명령은 PC에서 컨트롤러 측에 전송되는 명령으로서 컨트롤러에서 데이터를 전송하지 않는다.

S명령은 초음파모터 구동용 신호의 파라미터인 주파수, Duty(A상), Duty(B상), 위상차(A상을 기준으로 한 B상의 위상)의 4 종류의 정보를 포함하고 있다. 이때 각 파라미터의 설정치(set value)는 식 (15), (16),

(17), (18)에 의해 결정된다.

$$Frequency\ set\ value = \frac{1}{10 \times Freq} \times 10^6 \quad (15)$$

$$DUTY\ A\ set\ value = \frac{100}{Freq\ set\ value} \times DUTY\ A \quad (16)$$

$$DUTY\ B\ set\ value = \frac{100}{Freq\ set\ value} \times DUTY\ B \quad (17)$$

$$Phase\ set\ value = \frac{Freq\ set\ value}{360} \times Phase \quad (18)$$

여기서, Freq는 설정할 주파수, DUTY A는 설정할 A상의 Duty비, Duty B는 설정할 B상의 Duty비, Phase는 A+를 기준으로 한 B+의 위상차이다. PC의 S 명령은 컨트롤러 측으로 CH1~CH8의 데이터를 동시에 송신한다. 컨트롤러가 이들 데이터를 수신하면, 이를 레지스터에 보존한 후 데이터 즉, 설정치에 따라 초음파모터 구동 신호를 발생시키며, 로터리 엔코더의 변화분을 계산하여 PC로 전송한다.

S명령은 그림 8에 나타내는 바와 같이 1 채널 16바이트, 8 채널분 128바이트로 구성되고 문자 코드는 ASCII이며, 주파수, DUTY A, DUTY B, 위상차는 식 (15), (16), (17), (18)의 hex표기이다.

제어기는 이론적으로는 주파수, 전압, 전압차 및 위상차 모두 24비트의 분해능을 지니지만, 실제로는 기준 클럭이 되는 발진주파수와 파라미터 주파수 설정치에 따라 달라진다. 발진주파수가 100Mhz, 주파수 40kHz로 기준으로 했을 때 주파수는 주파수 설정치 1비트 당 16Hz, 듀티비는 듀티비 설정치 1비트 당 0.04%, 위상차는 위상차 설정치 1비트 당 0.144°의 높은 분해능을 지닌다.

S명령의 설정치를 그림 5에 나타내고, 출력되는 초음파 모터 구동용 신호의 관계를 그림 6에 나타낸다.

컨트롤러가 수신한 S명령의 설정치는 전원이 투입시 내부에 항상 기억하고 있으며, 일단 컨트롤러의 전원이 차단되면, 컨트롤러의 레지스터에 저장된 설정치는 모두 지워지며, 다시 전원이 인가될 경우 디폴트 값(모두 0)으로 리셋된다.

컨트롤러가 S명령을 수신하면, 그림 7에 나타낸 것과 같이 컨트롤러는 로터리 엔코더의 차분 데이터를 PC로 전송한다. 데이터는 채널당 1바이트로서 총 8 채널 분 8바이트로 구성되며, 한번에 8 채널 분의 데이터를 송신한다. 1바이트 데이터는 부호 비트를 포함

해서 -128~127의 범위이며, +부호는 정방향, -부호는 역방향 회전을 의미한다.

FPGA 내부 회로 중 로터리 엔코더 카운터 회로부는 로터리 엔코더 출력 펄스에 대해서 4채널 카운트를 한다. 예를 들면 1회전 당 1000펄스를 출력하는 엔코더를 접속했을 경우는 4000 카운트하게 된다. 차분 데이터로 100(decimal)을 수신했을 경우에는 정회전 방향으로 9도($(100/4000) \times 360[\text{deg}] = 9[\text{deg}]$) 이동한 것이며, 또, 차분 데이터 -1(decimal)의 경우는, 역회전 방향으로 0.09도($(1/4000) \times 360[\text{deg}] = 0.09[\text{deg}]$) 이동한 것이 된다.

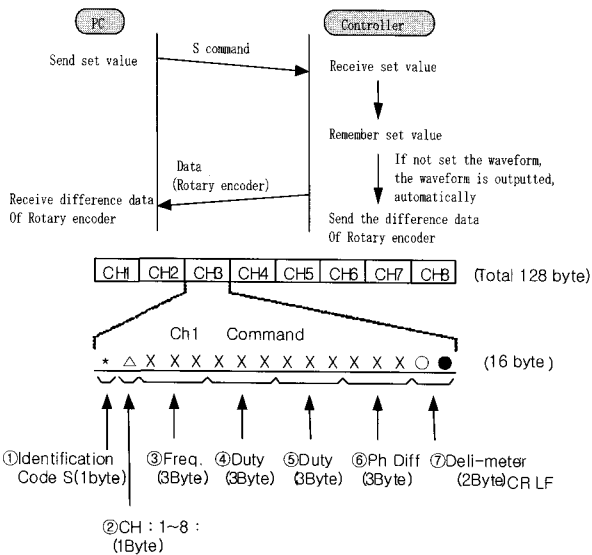


그림 5 S명령의 구성
Fig. 5 Composition of S command

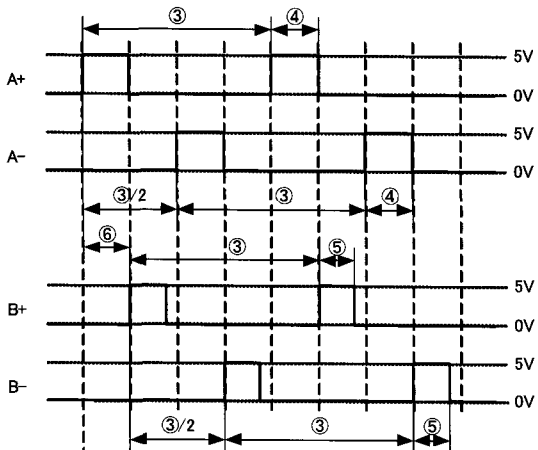
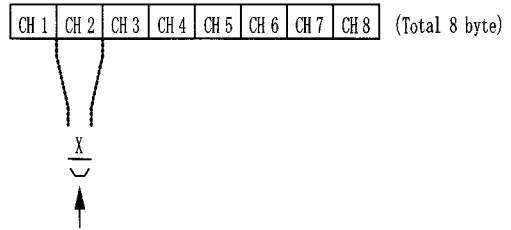


그림 6 초음파 모터의 구동용 신호
Fig. 6 Driving signal of USM



Difference data of the rotary encoder : 8 Bit (binary : 1Byte)

그림 7 로터리 엔코더의 차분데이터 구성
Fig. 7 Differential Data Composition of Rotary encoder

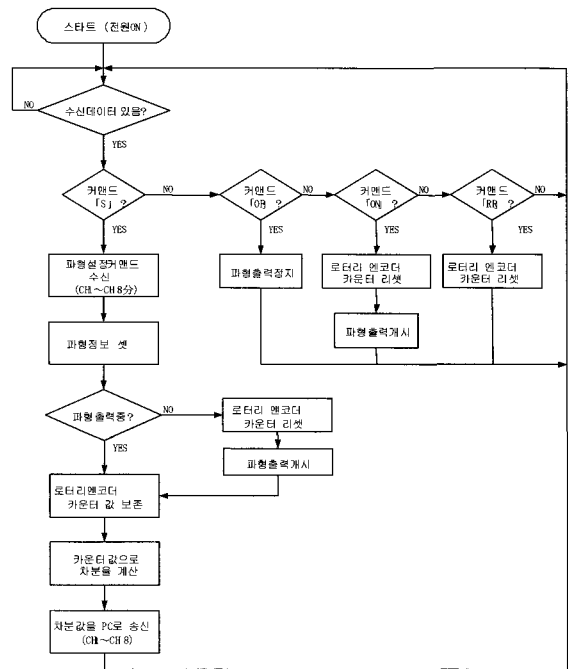


그림 8 컨트롤러의 동작 흐름 차트
Fig. 8 Flow chart of Controller

컨트롤러가 PC로부터 ON명령을 수신하면, 컨트롤러는 초음파 모터 구동용 신호를 출력하지만, 주파수 설정치가 10이하의 경우에는, A, B 두상 모두가 출력되지 않고, DutyA 설정치가 0, DutyB 설정치가 0의 경우는 각각 A상, B상으로부터 파형은 출력되지 않는다. 출력을 정지하고 싶은 채널에 대해서는 주파수 설정치를 0으로 설정하거나 DutyA 설정치 및 DutyB 설정치를 0으로 설정하면 된다. 또, ON명령을 수신하면 로터리 엔코더의 카운트 값 및 차분 산출용으로 보관 유지하고 있는 데이터를 리셋한다. PC로부터 컨트롤러에 OF명령이 송신되면, 컨트롤러는 초음파 모터 구동용 신호의 출력을 정지한다. OF명령을 수신해도 초음파 모터 구동용 신호의 설정치는 리셋되지 않고

컨트롤러에 기억되고 있다. 다시, ON명령을 수신하면 ON 이전에 레지스터에 저장된 설정치로 초음파 모터 구동용 신호를 출력한다. PC로부터 RR명령을 수신하면, ON명령을 수신했을 때와 같이 로터리 엔코더의 카운터 값 및 그 차분 산출용으로 보관 유지하고 있는 전 채널의 데이터가 모두 리셋된다. 컨트롤러의 동작 플로차트(flow chart)를 그림 8에 나타낸다.

3.3 드라이버

초음파모터를 구동하는 신호 파형은 정현파 신호가 이상적이다. 정현파 신호가 아니면 초음파모터에서 소음이 발생할 수 있으며 최대의 출력을 낼 수가 없다. 따라서 앞 절의 FPGA를 이용한 회로에서 얻은 구형파를 정현파 신호로 변환해야 한다.

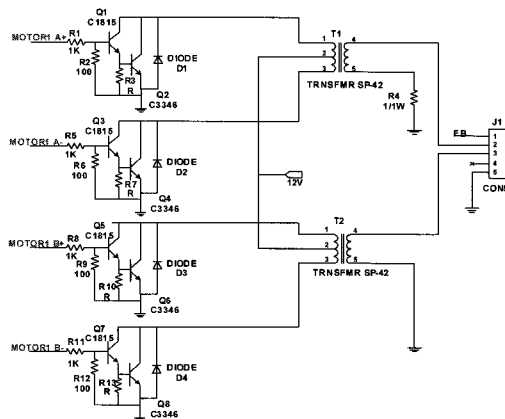


그림 9 전압 변환 회로도
Fig. 9 Voltage conversion circuit

그림 9는 전압 변환 회로도이다. 구동 정현파(100Vpp, 40kHz)를 5V의 디지털 신호로부터 얻기 위해서는 2단 트랜지스터 스위칭 증폭회로와 펄스트랜스를 사용한다. 한 상의 정현파를 만들기 위해 서로의 위상이 180°다른 2개의 구형파를 트랜지스터로 스위칭하여 12V로 만든 후에 이를 펄스 트랜스에서 전압증폭과 함께 정현파로 파형을 변환시킨다. 구형파의 듀티비는 25%가 적당하나 펄스트랜스와 모터의 특성 차이에 의해 파형 변화가 생긴다. 따라서 듀티비의 조정이 가능하도록 24bit 데이터를 PC로부터 입력 받아 미세 조정 가능하도록 설계했다.

이 때, 모터를 연결하지 않으면 펄스트랜스의 출력 파형은 정현파가 발생하지 않으나 모터를 연결하면 트랜스의 자기 인덕턴스와 초음파모터의 커패시턴스 성분에 의한 공진현상에 의해서 정현파로 정형된다.

4. 파라미터에 따른 속도 특성

본 연구의 실험은 앞 장에서 설계했던 USM-DMC를 이용하여, 기존 아날로그 제어기에서는 구현이 어려웠던 PC 명령에 의해 실시간 주파수 파라미터 조절을 실현한 후 초음파모터의 속도를 측정하였다.

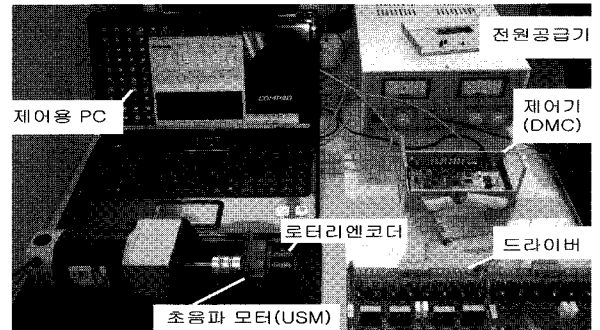


그림 10 실험 장치의 구성
Fig. 10 Experimental configuration

표 1 진행파형 초음파 모터의 사양
Table 1 Specification of TUSM

항목	USR60-s1	USR60-s3
구동주파수	40kHz	40kHz
구동전압	100Vrms	130Vrms
정격토크	0.32N·m(3.2Kgf·cm)	0.5N·m(5Kgf·cm)
정격출력	3.0W	5.0W
정격속도	90rpm	100rpm
최대토크	0.64N·m(6.4Kgf·cm)	1.0N·m(10Kgf·cm)
홀딩토크	0.64N·m(6.4Kgf·cm)	1.0N·m(10Kgf·cm)
응답특성	Under 1 msec	Under 1 msec
구동온도범위	-10°C ~ +50°C	-10°C ~ +55°C
중량	240g	260g

그림 10은 본 논문에서 적용한 초음파 모터 다중 제어 시스템의 실험 장치를 나타내고 있다. 표 1은 실험에 사용한 초음파 모터의 사양이다. 초음파모터는 고정자와 회전자를 가압마찰하기 위해서 내부에 원형 판스프링을 이용하고 있다. 출력 토크를 높이기 위해서 이러한 내부 스프링의 강도를 키운 초음파모터(USR60-s3, 新生工業, 일본)는 홀딩 토크 역시 커지게 된다. 이로 인하여 기동 시 많은 전류가 소모되며 일반적인 구동 파라미터에 따른 속도 특성 등 기존의 초음파모터(USR60-s1)와는 전혀 다른 특성을 보인다.

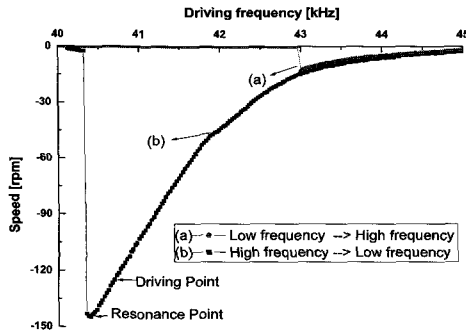


그림 11 주파수 조절에 따른 속도 특성
Fig. 11 The speed characteristic of adjusting frequency

그림 11의 그래프 (a)는 40kHz부터 45kHz까지 낮은 주파수에서 높은 주파수로 상승시켰을 경우이고, 그래프 (b)는 45kHz부터 40kHz까지 높은 주파수에서 낮은 주파수로 감소시켰을 경우의 주파수 조절에 따른 속도 특성 곡선이다. 그래프 (a)는 주파수 조절이 43kHz 근처에서 30rpm 이하로 회전을 한 후 점점 감속하였으며, 그래프 (b)의 경우는 서서히 가속되다가 정격속도인 100rpm 이상까지 회전한 후 공진점을 지나면서 급속히 감속하였다.

이상의 실험을 통해서 공진 주파수를 찾는데 있어서 높은 주파수에서 낮은 주파수로 찾는 방식이 낮은 주파수에서 높은 주파수로 조절하면서 찾는 방식보다 적합하였다. 모터 발생 효율을 최대화하기 위해서는 공진점에 구동주파수를 설정해야하나 열이나 부하에 의해서 공진점이 바뀌어 운전 상태가 급격하게 불안정해질 수 있기 때문에 공진점 보다 약간 높은 주파수에 구동 주파수를 설정하는 것이 일반적이다. 본 논문에서는 공진점에서 발생하는 속도의 90%가 되는 주파수를 구동주파수로 설정하였다.

전압차 및 전압 조절은 인버터의 스위칭 신호인 구형파의 듀티비를 조절해서 전압 조절을 실행하였다.

그림 12는 위상차를 90°, 주파수를 40.4908kHz로 고정 한 후 A상에 최대 전압을 인가하고, B상의 전압은 스위칭 신호의 듀티비를 0에서 25%까지 점점 상승시켜 전압차가 발생했을 때의 속도 특성으로서 듀티비가 3%에서 12%까지 급격한 속도 변화를 보였으며, 그 이상일 경우에는 속도 변화가 거의 없었다.

그림 13은 위상차가 90°, 주파수가 40.5157kHz 경우의 무부하시 전압조정 속도특성으로서 속도조절이 가능한 제어 영역이 비교적 협소하였다.

그림 14는 주파수가 40.2439kHz, 41.0193kHz, 42.0382kHz 경우의 위상차에 따른 속도특성이다. 위상차가 -90°와 90°일 경우 최대 속도가 되었으며, 초음파

모터는 -90°~0°의 범위에서는 반시계방향, 0°~90° 범위에서는 시계방향으로 회전한다.

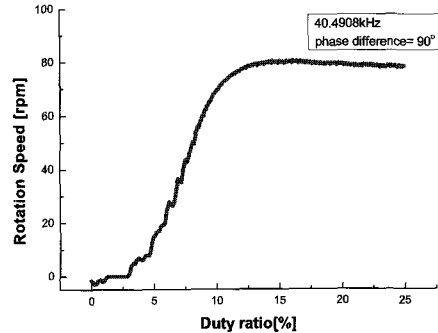


그림 12 전압차 조절에 따른 속도 특성
Fig. 12 The speed characteristics of adjusting voltage difference

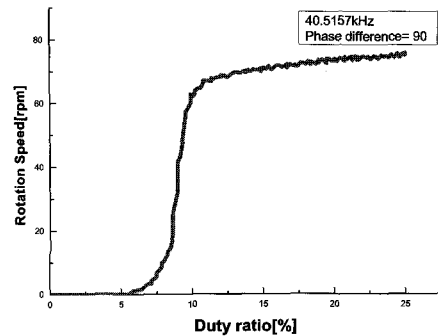


그림 13 전압에 따른 속도 특성
Fig. 13 The speed characteristics of adjusting voltage

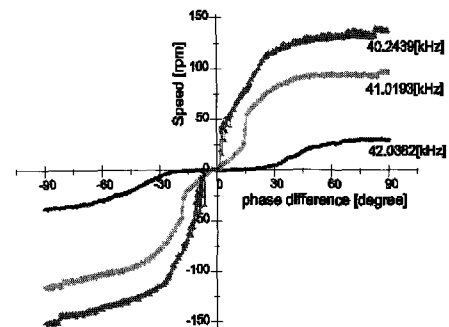
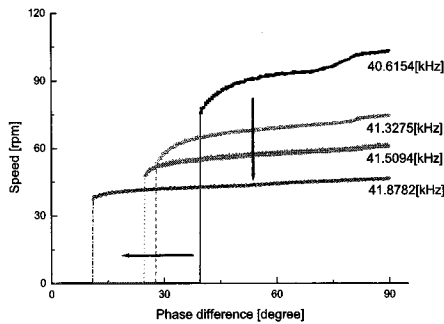


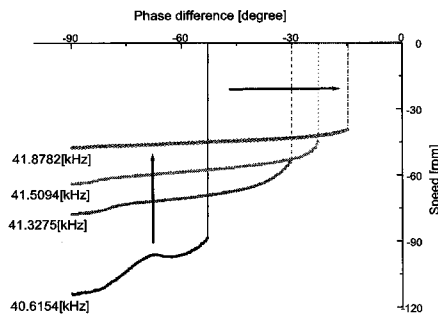
그림 14 위상차 조절에 따른 속도 특성(USR60-s1)
Fig. 14 The speed characteristics of adjusting phase-difference(USR60-s1)

그림 15는 홀딩토크가 강화된 새로운 타입(USR60-s3)의 초음파 모터의 위상차 조절에 따른 속도 특성으로서 (a)는 위상차 0°~90°의 범위에서, (b)는 -90°~0°의 범위에서 측정한 그래프이다. 그림 14

(a), (b)에서 보인 바와 같이 4개의 그래프는 각각 구동주파수가 40.6154kHz, 41.3275kHz, 41.5094kHz, 41.8782kHz 경우의 그래프이다. 각각의 그래프는 설정된 구동주파수에 따라 테드밴드 및 최대 속도가 차이를 보이고 있다.



(a)



(b)

그림 15 위상차 조절에 따른 속도 특성(USR60-s3)
(a) 위상차 0°~90° (b) 위상차 -90°~0°

Fig. 15 The speed characteristics of adjusting phase-difference(USR60-s3) (a) phase difference 0° ~ 90° (b) phase difference -90° ~ 0°

5. 결론

본 논문에서 제안한 USM-DMC는 FPGA를 이용한 디지털 논리에 의해 출력을 발생하기 때문에 PC로부터 직접 제어 명령을 입력 받아 주파수, 전압 및 위상차 조절이 가능하며 또한 각 상의 듀티비를 독립적으로 조절할 수 있도록 설계하여 별도의 회로 추가나 구성이 없어도 전압차 조절이 가능하게 설계하였다. 또한 기준 마스터 클럭용 오실레이터만을 교체함으로써 다양한 초음파 모터에 간단히 적용할 수 있고, 제어기 한 대당 8대의 초음파 모터를 제어할 수 있어 로봇 관절 구동, 인공 의수, 역감 장치 등 다양한 응용에 효율

적이고 경제적으로 적용할 수 있을 것으로 생각된다.

그 밖에도 USM-DMC는 FPGA를 사용함으로써 제어기의 소형·경량화를 이룰 수 있었고, 신뢰성 향상, 소비 전력 저하, 그리고 시스템 속도를 높일 수 있었으며, USB통신 방식을 채택함으로써 제어 명령의 전달 속도 향상 및 플러그 앤 플러그 방식 등 편리성을 향상시켰고, 다양한 플랫폼에서 사용이 가능하였다.

제안한 USM-DMC의 성능을 검증하기 위해서 초음파 모터의 2상 입력전원의 주파수, 전압차, 전압 및 위상차에 따른 무부하 속도특성을 실험하였다. 주파수, 전압, 전압차 그리고 위상차 조절 등 모든 파라미터에 의해 높은 분해능을 통해 속도 조절이 가능함을 보였고, 그 결과를 그래프로 도시하였다.

이상으로 제안한 USM-DMC를 사용할 경우, 별다른 장치 없이 연구소 및 산업현장 등에서 다관절 로봇, 역감 장치 등 다양한 응용에 경제적이고 효율적으로 쉽게 적용할 수 있을 것으로 사료된다.

이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2004-214-D00206)

참고 문헌

- [1] P. A. Juang and D. W. Gu, "Speed control of a new disc-type ultrasonic motor by using current controller," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, pp. 219-224, 2006.
- [2] D. Bai, T. Ishii, K. Nakamura, S. Ueha, T. Yonezawa and T. Takahashi, "An ultrasonic motor driven by the phase-velocity difference between two traveling waves," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., and Freq. Contr., vol. 51, pp. 680-685, 2004, Jun.
- [3] K. T. Chau, S. Bin and M. Q. Hu, "A new design method and half-step operation for ultrasonic stepping motors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 39, pp. 953-960, 2003, Jul./Aug.
- [4] H. W. Kim, S. Dong, P. Laoratanakul, K. Uchino and T. G. Park, "Novel method for driving the ultrasonic motor," IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., and Freq. Contr., vol. 49, pp. 1356-1362, 2002, Oct.
- [5] S. Dong, S. Wang, W. Shen and L. Li, "A miniature piezoelectric ultrasonic motor based on circular bending vibration mode Mechatronics," IEEE/ASME Trans. vol. 5, pp. 325-330, 2000, Dec.
- [6] F. Giraud, B. Semail and J. -T. Audren, "Analysis and phase control of a piezoelectric traveling-wave ultrasonic motor for haptic stick application," IEEE Trans. Ind.

Applicat., vol. 40, pp. 1541-1549, 2004, Nov.

[7] T. Sashida and T. Kenjo, An Introduction to Ultrasonic Motors. Oxford: Clarendon Press, 1993.

[8] S. Ueha and Y. Tomikawa, Ultrasonic Motors, Theory and Applications. Oxford: Clarendon Press, 1993.

[9] YD. Kim, GK. Oh, "Speed and Torque characteristics of Ultrasonic Motor by Voltage difference control," KIIEE, vol. 10, pp. 88-95, 1996, Dec.

[10] A. Kato, K. Ito and M. Ito, "Compliant motion of ultrasonic motor by phase difference control," SICE Trans. Instru. and Contr., vol. 27, pp. 1290-1295, 1991, Nov.

[11] Y. Izuno, M. Hojo and M. Nakaoka, "Software-based adjusting P-I gain controller for speed-tracking servo system using traveling-wave type ultrasonic motor," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, pp. 1777-1784, 1994.

[12] T. Senjyu, K. Uezato and H. Miyazato, "Adjustable speed control of ultrasonic motors by adaptive control," IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, pp. 532-538, 1995, Sept.

[13] G. Bal and E. Bekiroglu, "A highly effective load adaptive servo drive system for speed control of traveling-wave ultrasonic motor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, pp. 1143-1149, 2005, Sept.

[14] K. T. Chau, S. W. Chung, and C. C. Chan, "Neuro-fuzzy speed tracking control of traveling-wave ultrasonic motor drives using direct pulse width modulation," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 39, pp. 1061-1069, 2003, Jul./Aug.

[15] T. Senjyu, H. Miyazato, S. Yokoda, and K. Uzeato, "Speed control of ultrasonic motors using neural network," IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 381-387, 1998, May.

[16] N. W. Hagood and A. J. McFarland, "Modeling of a piezoelectric rotary ultrasonic motor," IEEE Trans Ultrason., Ferroelect. Freq. Contr., vol. 42, pp. 210-224, 1995, Mar.

[17] K. Ito, H. Nagaoka, T. Tsuji, A. Kato and M. Ito, "An EMG controlled prosthetic forearm with three degrees of freedom using ultrasonic motors," SICE Trans. Instru. and Contr., vol. 27, pp. 1281-1289, 1991.

저 자 소 개



김동욱(金桐玉)

1971년 5월 1일생. 1994년 조선대 제어계측공학과 졸업. 1996년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(공학박). 2004년~2006년 일본 Tokyo Institute of Technology 연구원. 현재 전남대 전기공학과 BK 연구교수.



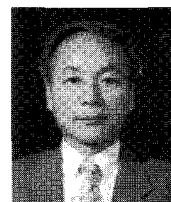
이학춘(李和春)

1980년 4월 30일생. 2006년 전남대 공대 전기공학과 졸업. 2007년~현재 전남대 대학원 전기공학과 석사과정.



송성근(宋成根)

1975년 9월 16일생. 1998년 전남대 공대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 졸업(석사). 2001년~2004년 (주)프로컴 시스템 연구원. 2004년~2005년 (주)세오전자 연구원. 2007년 8월 전남대 전기공학과 졸업(공학박). 현재 전남대 전기공학과 박사후 연수 과정.



김영동(金永炯)

1944년 11월 28일생. 1968년 조선대 공대 전기공학과 졸업. 1984년 명지대 대학원 졸업(석사). 1993년 일본 아이치 공대 객원 연구원. 2001년 미국 워싱턴 Univ. 객원 교수. 현재 조선대 전자정보공과대학 정보제어계측공학부 교수.



임영철(任永徹)

1953년 4월 23일생. 1975년 전남대 전기공학과 졸업. 1977년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997년 호주 모나시 대학 Visiting Scholar. 현재 전남대 전기공학과 교수. 전남대 산학연구처장 겸 산학협력단장. 당 학회 평의원.



박성준(朴晙濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업(학사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(공학박). 1996년 3월~2000년 2월 거제대학 전기과 조교수. 2000년 3월~2003년 8월 동명대학 전기과 조교수. 2003년 8월~현재 전남대 전기공학과 부교수. 당 학회 편집위원.