

슬라이딩 모드와 Neural network 제어기를 이용한 Buck type DC-DC 컨버터의 출력전압제어

(The Output Voltage Control of Buck Type DC-DC Converter
Using Sliding Mode and Neural Network Controller)

황계호* · 남승식 · 김동희 · 배상준

(Gye - Ho Hwang · Seung - Sik Nam · Dong - Hee Kim · Sang - June Bae)

요 약

최근, 비선형시스템인 DC-DC 컨버터의 출력전압제어를 위해서 많은 제어방법들이 연구되고 있으며, 본 논문은 Buck type DC-DC 컨버터에 슬라이딩 모드 제어기와 뉴럴 네트워크 제어기를 이용한 제어 알고리즘을 제시하였고, 또한, 컨버터의 이론해석을 통한 이론특성과 Psim을 이용한 시뮬레이션특성, DSP(TMS320C32)를 이용한 실험특성을 비교 검토하여 제안한 방법의 유용성을 입증하였다. 기존의 히스테리시스 제어기를 이용한 제어방법과 제안한 슬라이딩 모드 제어기와 뉴럴 네트워크 제어기를 이용한 제어방법과 비교한 결과 제안한 제어기가 우수한 특성을 얻었으며, 향후, 다른 전력변환장치에 유용하게 적용될 것으로 생각된다.

Abstract

A control algorithm using sliding mode and neural network for Buck type DC-DC converter is presented. Also, we conform a rightness the proposal method by comparing a theoretical values and experimental values obtained from experiment using DSP(digital signal processor). Performance comparisons made with the general hysteresis controller clearly bring out the superior performance of the proposal neural network controller. This paper will be applied to other power conversion system using the proposal neural network controller.

Key Words : Sliding mode controller, Neural network controller, Hysteresis controller, DC-DC converter, normalized parameter

1. 서 론

반도체 관련 산업이 발달함에 따라 각종 산업용 전기기기, 통신장비, 가전기기 등에 전력용 반도체

고속 스위칭 소자를 이용한 소형·경량화 및 고신뢰성을 갖는 정지형 전력변환 장치가 광범위하게 사용되고 있다. 이에 따른 전력변환장치 중의 하나인 DC-DC 컨버터도 많은 연구자에 의해 여러 가지 형태로 제안되었고, 이를 제어하는 방법도 다각도로 연구되고 있다[1].

스위칭 모드로 동작하는 전력변환장치들은 고속 스위칭 동작으로 인해서 그의 동작특성이 심한 비선형성을 나타내고 있다[2][3]. 이를 보완하기 위해 신경회로망(이하 뉴럴 네트워크 제어기)에 관해 관심

* 주저자 : (주)신성이엔지 기술연구소
영남대학교 전기공학과 박사과정,
Tel : 031-788-9067, Fax : 031-788-9440
E-mail : hgyeho@yumail.ac.kr
접수일자 : 2003년 12월 13일
1차심사 : 2003년 12월 22일
심사완료 : 2004년 1월 28일

을 가지게 되었다[2]. 또한, 기존의 히스테리시스 제어를 이용한 제어방법과 함께 컨버터의 이론해석을 통한 여러 특성 이는 비선형계통의 modeling이나, 그의 역을 평가하거나, plant의 제어등과 같은 분야에는 많이 응용되고 있지만, 극히 일부에서만 전력변환장치에 이를 적용하고 있다.

비선형 계통인 DC-DC 컨버터에 여러 다른 제어방법을 이용하여 출력전압을 제어하는 연구가 진행되고 있으나[1], 본 연구에서는 Buck type DC-DC 컨버터에 제어 알고리즘을 슬라이드 모드제어방법을 기반으로 한 뉴럴 네트워크를 적용한 제어방법을 제안하였고, 또한 기존의 히스테리시스 제어를 이용한 제어방법과 함께 컨버터의 이론해석을 통한 이론 특성과 Psim을 이용한 시뮬레이션특성, DSP (TMS 320C32)를 이용한 실험특성을 비교·검토하여 제안한 슬라이드 모드를 기반으로 한 뉴럴 네트워크 제어기의 우수한 특성을 제시하고자 한다.

2. Buck type DC-DC converter

2.1 회로해석

그림 1은 제어를 이용한 일반적인 Buck type DC-DC 컨버터의 출력전압을 제어하는 블록 선도를 보여주고 있다. 그림 1에서 보듯이 크게 일반적인 controller부와 일반적인 Buck 컨버터부로 나뉘어질 수 있으며, 일반적인 제어기 부분에 본 논문에서는 히스테리시스 제어기와 제안한 뉴럴 네트워크 제어를 이용하여 특성을 서로 비교·검토하였다고 한다.

그림 2는 일반적인 Buck type DC-DC 컨버터를 보여주고 있다. 그림 2에서 보듯이 일반적인 Buck type DC-DC 컨버터의 회로 동작은 스위칭소자(S)가 ON인 경우, 입력이 출력으로 전달되고, 스위칭

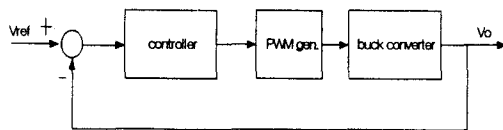


그림 1. 일반적인 제어를 이용한 Buck type DC-DC 컨버터의 블록다이아그램
Fig. 1. Block diagram of Buck type DC-DC converter with General controller

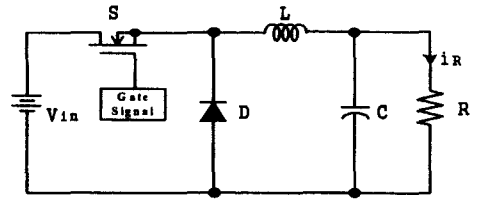


그림 2. 일반적인 Buck type DC-DC 컨버터
Fig. 2. General Buck type DC-DC converter

소자(S)가 OFF인 경우, 다이오드(D)을 통해 출력으로 에너지가 전달된다. 따라서, 스위칭 소자(S)와 다이오드(D)의 ON, OFF 상태에 따라 아래와 같이 2개의 동작 모드가 생성된다.

모드 1 : 스위치가 ON, 다이오드는 OFF.

모드 2 : 스위치는 OFF, 다이오드가 ON.

이 컨버터의 각 동작모드에 따른 각 모드별 회로 상태방정식을 회로해석의 범용성 증, 정량화를 부여하기 위해 표 1에서 나타난 무차원화 파라미터를 도입하였다[4][5][6]. 본 컨버터의 회로상태방정식을 표 1을 이용하여 각각의 모드별 무차원화 상태방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\dot{X}^* = A^* X^* + B^* U^* \quad (1)$$

여기서, $X^* = [i_L^* \ v_C^*]^T$ 이고, 각 모드에 따른 A^* , B^* 는 다음과 같이 된다.

표 1. 무차원화 파라미터
Table 1. Normalized parameter

parameter	reference value	normalized value
voltage	$E_b = E$	$V^* = \frac{v}{E_b}$
time	$T_b = \sqrt{L_b C_b}$	$dz = \frac{dt}{T}$
impedance	$Z_b = \sqrt{\frac{L_b}{C_b}}$	$R^* = \frac{R}{Z_b}$
current	$I_b = \frac{E_b}{Z_b}$	$i^* = \frac{i}{I_b}$
inductance	$L_b = L$	$L^* = \frac{L}{L_b}$
capacitance	$C_b = C$	$C^* = \frac{C}{C_b}$

모드 1

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R^*} \end{bmatrix} \quad B^* = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

모드 2

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R^*} \end{bmatrix} \quad B^* = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

2.2 제어방법

무차원화 상태방정식을 슬라이딩 모드 제어기의 형태로 표현하기 위해, 무차원화 상태방정식인 식 (1)의 상태변수 오차의 선형조합으로 나타내어지는 스위칭 표면은 다음의 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$\epsilon = \frac{d(v_c^* - v_r^*)}{dt^*} + (v_c^* - v_r^*) \quad (2)$$

여기서, v_r^* 은 reference voltage의 값으로 일정하므로, 식(2)를 다시 정리하면, 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$\epsilon = (i_L^* - \frac{v_c^*}{R^*}) + (v_c^* - v_r^*) \quad (3)$$

식 (3)의 결과식으로 제어 동작은 $\epsilon < 0$ 이면, 스위치 S가 ON이 되고, $\epsilon > 0$ 이면, 스위치 S가 OFF가 된다. 또한, 이 컨버터의 출력전압을 슬라이딩 모드 제어기로 제어하는 방법은 plant parameter의 변화에 강인한 특성을 가지지만, 스위칭 주파수가 제한되므로 실제 계통이 추종할 수는 없다. 따라서 이상적인 경우와 비슷하게 동작시키는 많은 방법이 제안되었는데, [1]에서는 히스테리시스 방법과 일정한 샘플링 주파수방법, 일정한 온-타임 방법이 양호한 특성을 나타내었다. 그 중에서 히스테리시스 제어방법이 가장 우수한 특성을 가지는 것을 알 수 있었다.

3. 제어기

3.1 히스테리시스 제어기

그림 3은 히스테리시스 제어기를 이용한 Buck type DC-DC 컨버터의 블록선도를 보여주고 있다.

그림 4는 Hysterisis 대역폭을 보여주고 있다. 그림 4에서 보듯이 스위칭 표면인 식(3)을 적용하였으며, 또한 히스테리시스 제어기는 스위칭 표면 부근에서 0이 아닌 상하 대칭되는 값을 선정해서 스위칭 동작을 행하도록 하였다. 여기서 히스테리시스 폭은 ± 0.01 인 0.02로 선정하였다.

표 2는 히스테리시스 제어기에 대한 스위칭 표면에 따른 스위칭 소자의 ON, OFF의 상태에 대하여 보여주고 있다. 히스테리시스 제어기의 제어동작은 표 2에서 보듯이 $\epsilon < -\Delta\epsilon$ 이면, 스위치 S가 ON이고, $\epsilon > \Delta\epsilon$ 이면, 스위치 S가 OFF가 되도록 하였다.

3.2 뉴럴 네트워크 제어기

그림 5는 식(3)을 적용하여 제안한 뉴럴 네트워크

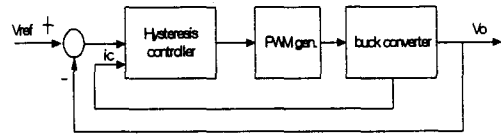


그림 3. 히스테리시스 제어기를 이용한 Buck type DC-DC 컨버터의 블록다이아그램

Fig. 3. Block diagram of Buck type DC-DC converter with Hysteresis controller

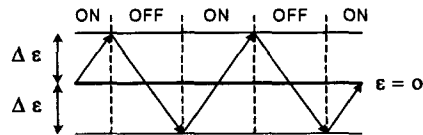


그림 4. 히스테리시스 대역폭

Fig. 4. The hysteresis band

표 2. 히스테리시스 방법

Table 2. The Hysteresis method

control methods	control action	switch state
hysteresis method	$\epsilon < -\Delta\epsilon$	ON
	$\epsilon > \Delta\epsilon$	OFF
remark	ϵ : Error between switching surface and actual switching, $2\Delta\epsilon$: The hysteresis band	

슬라이딩 모드와 Neural network 제어를 이용한 Buck type DC-DC 컨버터의 출력전압제어

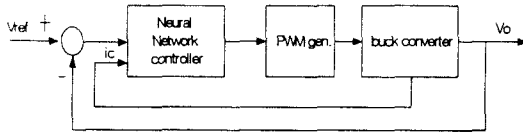


그림 5. 뉴럴네트워크 제어를 이용한 Buck type DC-DC 컨버터의 블록선도
Fig. 5. Block diagram of Buck type DC-DC converter with Neural network controller

제어를 이용한 Buck type DC-DC 컨버터의 블록 선도를 보여주고 있다.

그림 6은 식(1)의 무차원화 상태방정식으로 설명 되는 시스템의 출력전압 v_c^* 를 제한한 뉴럴 네트워크 제어기로 제어하는 Buck type DC-DC 컨버터의 블록선도를 보여주고 있다.

그림 6에서 보듯이 이 컨버터의 출력전압을 제어 하는 방법을 알고 있기 때문에 제한한 뉴럴 네트워크 제어기를 직접적인 제어기로 사용할 수 있다. 이 제어기는 입력층, hidden층, 출력층으로 구성되는 feedforward 신경회로망으로 구성하였고, 각 층의 뉴런수는 2개 3개 1개로 구성하였다. 뉴럴 네트워크 제어기의 입력은 출력 커패시터의 전압과 전류 그리고 기준전압으로 결정되는 식 (4)와 같고, 출력은 컨버터의 스위칭 신호이다.

$$I_{n1} = i_L^* - \frac{v_c^*}{R^*} \quad (4)$$

$$I_{n2} = v_c^* - v_r^*$$

뉴럴 네트워크 제어기의 입력들을 사용해서 뉴런 사이의 weight를 새롭게 조정하는 학습규칙은 다음과 같이 검출된 전압과 전류에 의해 결정된다.

$v_c^* - v_r^* < -\Delta\epsilon$ 이면 스위치 S는 ON

$v_c^* - v_r^* > \Delta\epsilon$ 이고, $i_c^* > \Delta\epsilon$ 이면 스위치 S는 OFF

$v_c^* - v_r^* > \Delta\epsilon$ 이고, $i_c^* < -\Delta\epsilon$ 이면 스위치 S는 ON

여기서 v_r^* 와 v_c^* 와 i_c^* 는 각각 무차원화된 기준 전압, 출력전압, 커패시터에 흐르는 전류를 나타내고, ϵ 는 오차값이다.

표 3은 신경회로망 제어기의 각 상태에 따른 학습 패턴을 보여주고 있으며, 1, 0은 스위치의 ON, OFF 상태를 나타낸다. 각 패턴에 따라서 입력층, hidden

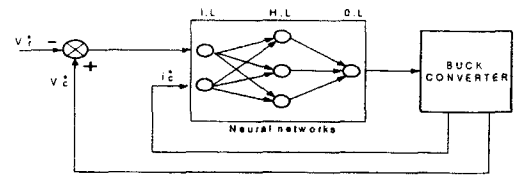


그림 6. 뉴럴 네트워크 제어기의 블록선도
Fig. 6. Block diagram of neural network controller

표 3. 학습패턴
Table 3. Learning pattern

pattern number	input signal		target value
	I_{n1}	I_{n2}	
1	0.01	0.01	0
2	0.01	-0.01	1
3	-0.01	0.01	1
4	-0.01	-0.01	1

층, 출력층의 접속강도(weight)는 일반화된 delta rule을 사용하여 오차를 줄일 수 있는 back propagation algorithm을 사용하여 학습을 충분히 시켰으며, 학습률과 모멘텀은 각각 $\eta=0.1$, $\mu=0.3$ 으로 하였고, 활성화함수는 시그모이드함수를 사용하였다.

표 3의 학습 패턴에 의해서 학습이 끝난 신경회로망의 접속 weight는 출력전압의 제어 과정 중에는 학습되지 않고 고정하였다.

4. 시뮬레이션 및 실험

그림 7는 DSP(TMS320C32)를 사용한 Buck type

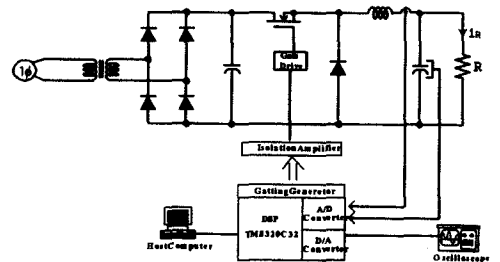


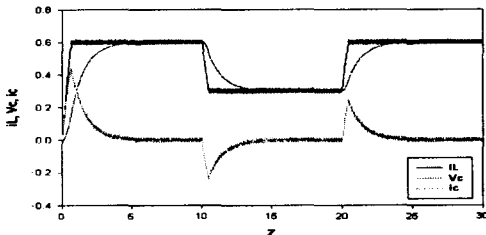
그림 7. Buck type DC-DC 컨버터의 실험 블록선도
Fig. 7. Experiment block diagram of the Buck type DC-DC converter

DC-DC 컨버터의 실험 블록선도를 보여주고 있다. 그림 7에서 보듯이 Psim을 이용한 시뮬레이션 및 DSP(TMS320C32)를 사용한 실험의 회로정수는 다음과 같다. 입력커패시터전압은 20[V], 출력전압은 5[V], duty ratio은 0.25, 부하(R)은 5[Ω], 인덕터(L)은 0.84[mH], 커패시터(C)는 220[μF]이다.

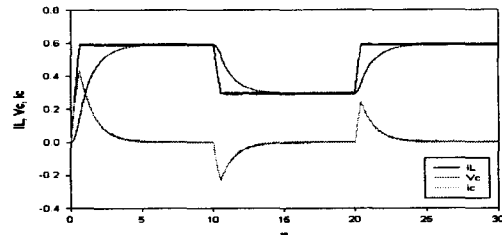
그림 8은 히스테리시스 제어기를 이용한 기준전압의 변화에 따른 출력커패시터 전압, 출력커패시터 전류와 인덕터 전류의 이론파형과 출력커패시터 전압의 시뮬레이션파형, 출력커패시터 전압의 실측한 실험파형을 보여주고 있다. 그림 8에서 보듯이 임의

의 시간10에서 기준 전압을 0.6에서 0.3으로 1/2 감소시킨 경우와 다시 임의의 시간 20에서 기준전압을 0.3에서 0.6으로 2배 증가시킨 경우를 살펴보면, 전반적으로 리플이 많으며, 오버슈트가 많이 발생함을 알 수 있다.

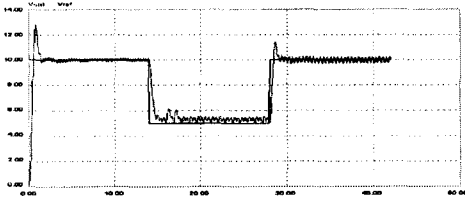
그림 9는 제안된 기법인 뉴럴 네트워크 제어기를 이용한 기준전압의 변화에 따른 출력커패시터 전압, 출력커패시터 전류와 인덕터 전류의 이론파형과 출력커패시터 전압의 시뮬레이션파형, 출력커패시터 전압의 실측한 실험파형을 보여주고 있다. 그림 9에서 보듯이 제안된 기법을 이용한 임의의 시간 10에



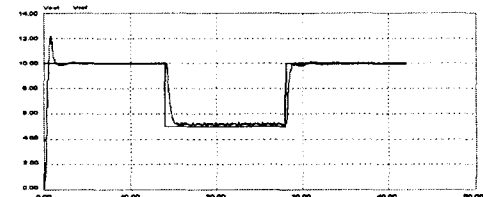
(a) iL^* , Vc^* , ic^* 의 이론 파형
(a) Theoretical waveforms of iL^* , Vc^* , ic^*



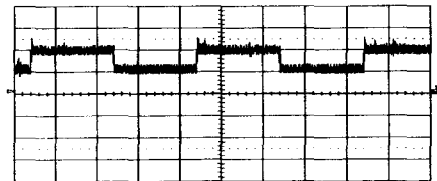
(a) iL^* , Vc^* , ic^* 의 이론 파형
(a) Theoretical waveforms of iL^* , Vc^* , ic^*



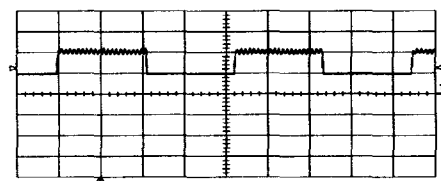
(b) Vc , $Vref$ 의 시뮬레이션 파형
(b) Simulation waveforms of Vc and $Vref$



(b) Vc , $Vref$ 의 시뮬레이션 파형
(b) Simulation waveforms of Vc and $Vref$



(c) Vc 의 실험파형(5(V/div) 0.5(s/div))
(c) Experimental waveform of Vc



(c) Vc 의 실험파형(5(V/div) 0.5(s/div))
(c) experimental waveform of Vc

그림 8. 히스테리시스 제어기를 이용한 iL , Vc , ic , $Vref$ 의 파형

Fig. 8. Waveforms of iL , Vc , ic and $Vref$. hysteresis controller

그림 9. 뉴럴 네트워크 제어기를 이용한 iL , Vc , ic , $Vref$ 의 파형

Fig. 9. Waveforms of iL , Vc , ic and $Vref$. neural network controller

서 기준 전압을 0.6에서 0.3으로 1/2 감소시킨 경우와 다시 임의의 시간 20에서 기준전압을 0.3에서 0.6으로 2배 증가시킨 경우를 살펴보면, 전반적으로 리플이 감소하며, 오버슈트가 거의 발생하지 않음을 알 수 있다.

그림 8과 그림 9에서 보는 바와 같이 제안한 기법인 뉴럴 네트워크 제어를 이용한 경우에 부하 변화에 관계없이 빠른 응답 시간에 추종하고, 일정한 출력전압을 유지한다는 것도 알 수 있으며, 또한 이론과형과 Psim을 이용한 시뮬레이션과형, 실측한 실험과형의 경향이 거의 일치함을 알 수 있다.

5. 결 론

본 연구에서는 비선형시스템인 Buck type DC-DC 컨버터의 출력전압을 제어하기 위해 제안한 방법인 백프라퍼게이션 뉴럴네트워크방법에 의해 슬라이드 모드 알고리즘으로 뉴럴 네트워크를 학습시켰으며, 또한, 기존의 히스테리시스 제어를 이용한 제어방법과 함께 컨버터의 이론해석을 통한 이론특성과 Psim을 이용한 시뮬레이션특성, 실험을 통한 실험특성을 비교 검토한 결과, 제안한 뉴럴 네트워크 제어를 이용한 특성이 부하변동에 대응하여 빠른응답시간을 보이며 추종하였고, 일정한 출력전압을 유지하는 등의 우수한 특성을 얻었으며, 향후, 제안한 뉴럴 네트워크 제어를 이용한 다른 전력변환 장치에 유용하게 적용될 것으로 생각된다.

References

- [1] B. J. Cardoso Fo., B. R. Menezes, A. F. Moreira and P. C. Cortizo, "Analysis of Switching Frequency Reduction Applied to Sliding Mode Controlled DC-DC Converters", Proceedings of the IEEE, 1992.
- [2] Toshio Fukuda, Takanori Shibata, Masatoshi Tokita, and Toyokazu Mitsuoka, "Neuromorphic control : Adaptation and Learning", IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 39, No. 6, pp.497-503, 1992, Dec.
- [3] Heng-Ming Tai, Junli Wang and Kaveh Ashenayi, "A Neural Network-Based Tracking Control System", IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 39, No. 6, pp.504-510, 1992, Dec.
- [4] Gye-Ho Hwang, Seung-Sik Nam, Dong-Hee Kim, Kwang-Yeal Sim, Hang-Mock An, "Characteristic analysis of the current type high frequency resonant DC-DC converter", Journal of the KIIE, Vol. 17, No. 1,

pp.86-93, 2003, Jan.

- [5] G. H. Hwang, S. S. Nam, S. J. Bae, S. H. Oh, C. G. Ro, "A characteristic analysis of the resonant tank type DC-DC converter using ZVS", The international conference on Electrical Engineering 2002 Proc., Vol. 11, pp.754-759, 2002, July.
- [6] Gye-Ho Hwang, Jong-Hae Kim, Seung-Sik Nam, Dong-Hee Kim, Do-Young Jung, Seung-Hoon Oh, "A characteristic analysis of resonant voltage resultant type DC/DC converter", Trans. KIEE, Vol. 49B, No. 1, pp.40-47, 2000, Jan.

◇저자소개◇

황계호 (黃啓鎬)

1972년 4월 7일생. 1997년 삼척대 공대 제어계측공학과 졸업. 1999년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년~2001년 3월 영남대 대학원 전기공학과 박사수료. 2003년 3월~2003년 8월 김천대학 겸임교수. 2003년 9월~현재 (주)신성이엔지 기술연구소 선임연구원.

남승식 (南承植)

1964년 11월 20일생. 1990년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 2월~1994년 6월 (주)포스콘 근무. 1997년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 경일대학교 전기공학과 초빙교수.

김동희 (金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe대학 졸업(박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 1999년 5월~2000년 4월 대한전기학회 전력전자연구회 간사장. 2000년 9월~2001년 2월 국립 Kyushu대 교환교수. 한국조명·전기설비학회 학술위원. 현재 영남대 공대 전자·정보공학부 교수.

배상준 (裴相俊)

1952년 10월 11일생. 1980년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 여주대학 전기과 부교수.