

전류모드제어를 위한 연속시간모델의 새로운 유도 방법

鄭同烈*, 洪成洙**, 崔柄朝***, 安鉉植**, 司空石鎭**

Alternative Derivation of Continuous-Time Model for Current-Mode Control

Dong-Yeol Jung, Sung-Soo Hong, Byung-Cho Choi, Hyun-Sik Ahn, and Sug-Chin Sakong

요 약

전류모드제어의 널리 알려진 두가지 연속시간모델이 소신호 예측에서 현저한 차이점을 보인다. 따라서, 소신호에서의 불일치의 원인을 명백하게 하려고 한다. 본 논문에서는 전류모드제어를 위한 연속시간모델을 유도하는 다른 방안을 제시한다.

본 논문에서 제안한 전류모드제어모델과 기존의 전류모드제어모델과 모델링 방법의 차이점을 제시하고, 제안된 연속시간모델에 대한 타당성을 검증하기 위해 하드웨어실험과 PWM 블록의 모델에 샘플링효과를 포함하는 알고리즘을 제안하고, 전류루프이득을 시뮬레이션과 하드웨어 실험 결과와 비교, 검토하였다.

ABSTRACT

Two existing continuous-time models for the current-mode control have presented noticeable differences in their small-signal predictions. As an attempt to clarify the origin of these disparities, this paper presents an alternative way of deriving a continuous-time model for the current-mode control. The results of this paper would provide insights to comprehend the dissimilarity in the modeling method and final results of the earlier models of current-mode control models.

Key Words : Continuous-time model, Current-mode control, Small-signal, Current-loop gain, PWM

1. 서 론

전류모드제어는^{[1][2]} 수십여년동안 스위칭 파워서플라이에서 사용되어져 왔고, 연속시간영역에서 샘플링효

과를 모델링하기 위한 다수의 방법^{[3][7]}이 개발되어왔다. 그 결과, 전류모드제어의 두 가지 다른 연속시간모델이 현재 사용되고 있다. 연속시간모델은 Ridley에^[6] 의해 제안되었고, unified model은 Tan에^[7] 의해 제안되었다. 이러한 연속시간모델은 s-domain 분석을 쉽게 하여 스위칭 파워서플라이의 전류모드제어의 소신호 동특성을 연구하는데 적합하도록 했다. 그러나 이러한 두 개의 모델이 모델링 접근방식과 결과가 차이를 보이고 있다^[8]. 이러한 불일치의 주요 원인으로서는 인덕터 전류의 검출 방법 및 이에 따른 전류루프이득의 측정 방법에 따른 것이다. 주스위치의 전류를 검출하는 경

*정회원, 국민대학교 전자공학과 대학원 박사과정
E-mail : jdyhsh@empal.com

**정회원, 국민대학교 전자정보통신공학부 교수

***정회원, 경북대학교 전자전기컴퓨터학과 부교수

접수일자 : 2002.12.24

1차심사 : 2003. 1.13

2차심사 : 2003. 2. 4

심사완료 : 2003. 2. 6

우에는 전류루프이득의 측정을 위해 부득이하게 디지털 모듈레이터 방식을 사용해야 한다^[9]. 이 경우에는 Ridley의 모델이 적용될 수 있다. 인덕터전류를 그라운드드루프의 검출저항을 통해 직접 검출하는 경우는 아날로그방식으로 측정할 수 있으며, 이 경우 적용할 수 있는 모델이 Tan 에 의해 개발되었다.

본 논문에서는 아날로그 측정방식의 모델에 적합한 Tan모델의 새로운 유도방법을 제시하고자 한다. 이는 Ridley의 연속시간모델을 유도하는 과정과 매우 유사하다. Ridley모델은 샘플링효과를 케환루프에 적용하였으나 아날로그 방식으로 측정하는 방식의 특성상, 본 논문에서는 이를 모듈레이터 블록에 포함했을 뿐이다. 한편, 본 논문에서 Tan 모델의 정확성을 실험을 통하여 다시 한번 확인하였다.

2. 모델 유도

그림 1(a)는 PWM 스위칭 파워서플라이에 전류모드 제어를 적용시킨 것을 보여준다. 입력력 전압, 제어 전압 (v_c)이 각 스위칭 주기 (T_s)안에서 상수라는 것을 가정하고 전류검출회로 (CSN : Current sensing network)를 사용하여 파워 스테이지로부터 검출 받은 인덕터 전류 (i_L), 램프 신호의 기울기 (S_e), 램프전압 (v_{ramp})을 도시하였다. 전류케환전압 (v_I)과 제어 전압이 비교되어 전압케환회로를 형성한다.

그림 1(b)는 모듈레이터를 사용한 PWM 블록의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 1(b)에 나타낸 R_i 는 전류검출회로 블록의 이득을 나타낸다.

2.1 제어전압-인덕터전류 전달함수

본 논문에서 제안된 모델을 전개해 나가는데 그 첫 번째로, 제어전압-인덕터전류의 전달함수를 s-domain으로 표현한다. 이 전달함수를 다음절에서 논의 할 PWM 블록의 모듈레이터 이득을 정확히 구하는데 필요하다. 고정주파수 전류제어시스템은 샘플홀드 시스템으로 생각할 수 있다. 이산신호방정식은 모듈레이터의 샘플홀드 함수로 나타낼 수 있다.

$$\hat{i}_L(k+1) = -\alpha \hat{i}_L(k) + \frac{1}{R_i} (1+\alpha) \hat{v}_c(k+1) \quad (1)$$

$$\alpha \equiv \frac{(S_f - S_e)}{(S_n + S_e)} \quad (2)$$

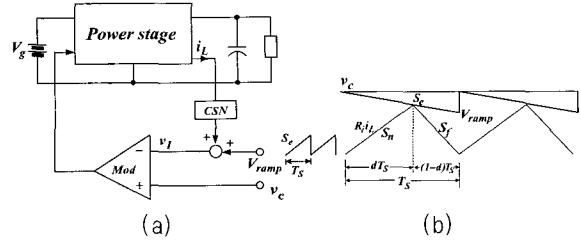


그림 1 전류모드제어 (a) 블록선도 (b) 동작 파형

Fig. 1 Current-model control (a) Functional block diagram (b) Steady-state operation

여기서 “ \sim ”는 각 변수들의 소신호 성분, S_n 은 검출된 전류의 온-시간 기울기, S_f 는 검출된 전류의 오프-시간 기울기를 나타낸다. 제어전압-인덕터전류의 s-domain 전달함수는 식 (1)을 z-변환한 후에 $z = e^{sT_s}$ 을 대입하고, $(1 - e^{-sT_s})/sT_s$ 을 곱해서 구하게 되는데, 식 (3)으로 표현된다.

$$H(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{1}{R_i} \frac{1+\alpha}{sT_s} \frac{e^{sT_s} - 1}{e^{sT_s} + \alpha} \quad (3)$$

Pade 근사법인 식 (4)를 적용하여,

$$e^{-sT_s} = \frac{1 - \frac{1}{2/\pi} \left(\frac{s}{w_s/2} \right) + \left(\frac{s}{w_s/2} \right)^2}{1 + \frac{1}{2/\pi} \left(\frac{s}{w_s/2} \right) + \left(\frac{s}{w_s/2} \right)^2} \quad (4)$$

식 (3)을 식 (5)와 같이 간단히 표현할 수 있다.

$$H(s) = \frac{1}{R_i} \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_s} \left(\frac{s}{w_s/2} \right) + \left(\frac{s}{w_s/2} \right)^2} \quad (5)$$

$$Q_s = \frac{2}{\pi} \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \quad (6)$$

본 논문에서 다른 방법을 사용하여 전개한 전달함수 식 (5)가 Tan이 제시한 전달함수와 동일한 것을 알 수 있다^[7].

2.2 PWM 블록의 모듈레이터 이득

제어전압-인덕터전류 전달함수의 다른 표현은 전류 모드제어를 위한 새로 제안된 모델의 블록선도로 부터 증명되어질 수 있다. 이전의 수식과 비교, 분석하기 위하여 여기서는 연속시간모델의 PWM 블록을 표현하였다.

그림 2는 두 가지의 다른 소신호모델을 나타내었다. 그림 2(a)는 기존의 모델이고^[6], 그림 2(b)는 Tan이 제안한 모델이다. Ridley에 의해 제안된 전류모드제어의 소신호모델인 그림 2(a)는 전류모드 제어시스템에서 폭넓게 사용되어져 왔다. 전류궤환루프 안에 위치한 기능 블록 $H_e(s)$ 는 전류모드제어의 샘플링효과를 표현하고 있다. $H_e(s)$ 의 복소지수방정식은 그림 2(a)의 페루프 전달함수인 식 (3)에 의해 증명되었고, 그 결과 2차다항식으로 근사화하였다. 한편, PWM 블록의 모듈레이터 이득인 F_m 은 전압모드제어에서 일반적으로 사용해 온 PWM 이득을 적용시켜 상수처럼 모델화했다. 그림 2(b)는 기능블록 $H_e(s)$ 가 없고, PWM 블록의 모듈레이터 이득이 s-domain 전달함수, $F_m(s)$ 로 모델링 되었다. 이것은 샘플링효과가 PWM 블록의 모델에 포함되었다는 의미이다. 이런 변화를 준 이유는 샘플링효과가 전류 샘플링 자체보다는 PWM 블록에서 생기는 PWM 작용을 통하여 시스템에 전달된다는 것을 직시하였기 때문이다. 그림 2(b)에 Mason이득법칙을 적용하면, 제어전압-인덕터전류 전달함수가 식 (7)과 같이 표현된다.

$$H(s) = \frac{F_m(s) F_i(s)}{1 + F_m(s) F_i(s) R_i} \quad (7)$$

여기서, $F_i(s)$ 는 듀티비-인덕터전류의 전달함수를 나타낸다. 그림 2의 전원단 모델로부터 $F_i(s)$ 를 구하면 식 (8)이 된다.

$$F_i(s) \equiv \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{ap}}{sL} \quad (8)$$

여기서

$$V_{ap} = V_{ac} + V_{cp}, \quad S_n = \frac{R_i V_{ac}}{L}, \quad S_f = \frac{R_i V_{cp}}{L}$$

의 관계를 이용하여 정리하면, 식 (9)와 같이 된다.

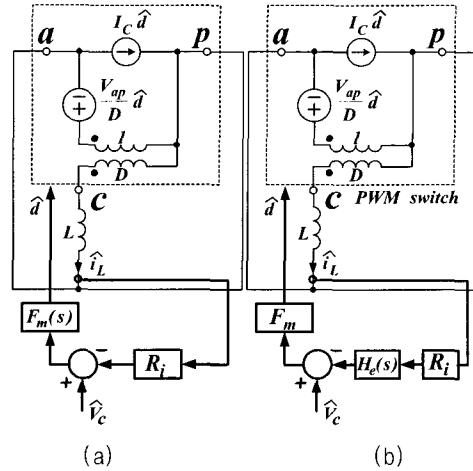


그림 2 전류모드제어의 소신호모델

- (a) 기존의 소신호모델
- (b) 제안된 새로운 소신호모델

Fig. 2 Small-signal model for current-mode control
(a) Small-signal model proposed in [6]
(b) Newly proposed small-signal model

$$F_i(s) = \frac{1}{R_i} \frac{S_n + S_f}{s} \quad (9)$$

식 (9)를 식 (7)에 대입하여 식 (5)와 같이 표현하면, PWM 블록의 모듈레이터 이득이 식 (10)과 같이 증명되어진다.

$$F_m(s) = \frac{F_m'}{1 + \frac{s}{w_p}} \quad (10)$$

$$F_m' = \frac{1}{(0.5S_n - 0.5S_f + S_e) T_s} \quad (11)$$

$$w_p = \frac{w_s^2}{4F_m'(S_n + S_f)} \quad (12)$$

이러한 결과는 첫 번째로 low-frequency gain, F_m' 이 동일하다는 것을 확인하였고, 그 결과로서 제어설계의 샘플링효과를 지정하는 high-frequency pole, w_p , 가 일치하는 것을 확인하였다^[7].

이상으로부터 본 논문에서 제안된 방법은 샘플링효과를 포함하면서 매우 쉽게 모듈레이터 이득을 구할 수 있음을 보여주고 있다. 흥미로운 것은, 식 (11)이 참고논문^[3]에 제시된 모듈레이터 이득을 표현하는 식과 동일하다는 것이다.

2.3 Feedforward Gains

그림 3은 feedforward gains, k_f' 와 전류모드제어에 의해 생성된 k_r' 를 포함하고 있는 소신호모델이다. 본 논문에서 제안한 모델을 유도하는데 있어서 마지막 단계는 Ridley 방법에 기초를 둔 feedforward gains의 증명이다^[6]. 먼저, 그림 1(b)의 모듈레이터 파형으로부터 식 (13)을 유도할 수 있다.

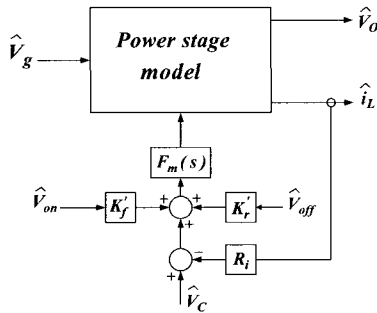


그림 3 전류모드제어의 소신호모델
Fig. 3 Complete small-signal model for current-mode control

$$R_i \langle i_L \rangle = v_c - dT_s S_e - \frac{S_f(1-d)T_s}{2} \quad (13)$$

여기서, $\langle i_L \rangle$ 는 인덕터전류의 평균값을 나타낸다. 검출된 인덕터 전류의 오프-시간 기울기는 식 (14)로 얻을 수 있다.

$$S_f = \frac{v_{off} R_i}{L} \quad (14)$$

여기서, v_{off} 는 오프-시간의 인덕터 전압이다. 인덕터의 flux-balance에 대한 주스위치의 듀티비를 표현하면 식 (15)와 같다.

$$d = \frac{v_{off}}{v_{on} + v_{off}} \quad (15)$$

여기서, v_{on} 은 온-시간의 인덕터 전압이다. 식 (14)와 식 (15)를 식 (13)에 대입하고, 소신호해석을 하면 식 (16)이 된다.

$$\frac{\langle \hat{i}_L \rangle}{\hat{v}_{on}} = \frac{DS_e T_s}{(V_{on} + V_{off})R_i} - \frac{D^2 T_s}{2L} \quad (16)$$

여기서, V_{on} 과 V_{off} 는 직류 성분이다. 식 (16)의 다른 표현식을 그림 3에서 유도할 수 있으며 식 (17)이 된다.

$$\hat{d} = (\hat{v}_{on} k_f' - R_i \langle \hat{i}_L \rangle) F_m' \quad (17)$$

d 와 v_{on} 에 대하여 식 (15)를 선형화 하면, 식 (18)이 된다.

$$\hat{d} = -\frac{D}{V_{on} + V_{off}} \hat{v}_{on} \quad (18)$$

식 (17)과 식 (18)을 이용하여 $\langle \hat{i}_L \rangle / \hat{v}_{on}$ 의 다른 표현식을 구하면 식 (19)가 된다.

$$\frac{\langle \hat{i}_L \rangle}{\hat{v}_{on}} = \frac{1}{R_i} \left(\frac{D}{F_m'(V_{on} + V_{off})} + k_f' \right) \quad (19)$$

식 (16)과 식 (19)을 같다고 놓으면, k_f' 를 구할 수 있다.

$$k_f' = -\frac{D^2 T_s R_i}{2L} - \frac{DT_s R_i}{2L} \frac{V_{on} - V_{off}}{V_{on} + V_{off}} \quad (20)$$

식 (20)을 식 (15)를 이용하여 간략히 하면 식 (21)이 된다.

$$k_f' = -\frac{D(1-D)T_s R_i}{2L} \quad (21)$$

같은 방법으로 v_{on} 을 고정시키고 v_{off} 를 미소 변동시키면, 오프-시간 전압으로부터 feedforward gain을 식 (22)와 같이 구할 수 있다.

$$k_r' = \frac{D(1-D)T_s R_i}{2L} \quad (22)$$

식 (22)는 k_f' 와 동일하며, 이 식들은 Tan의 feedforward gain과 동일한 것을 알 수 있다^[7].

그림 4는 입력과 출력전압의 변화에 대하여 feedforward gain을 새로운 값으로 적용할 수 있도록 소신호모델을 변경한 것이다.

새로운 feedforward gain을 찾기 위해, 스위칭 파워 서플라이의 3가지 기본적인 형태에 대해 아래 식을 적용한다.

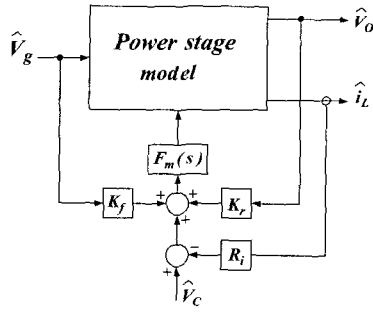


그림 4 소신호모델의 새로운 방법
Fig. 4 Alternative representation of small-signal model

- 벡 컨버터 : $k_f = k_f'$ & $k_r = k_r' - k_f'$
- 부스트 컨버터 : $k_f = k_f' - k_r'$ & $k_r = k_r'$
- 벡-부스트 컨버터 : $k_f = k_f'$ & $k_r = k_r'$

표 1은 그림 4에 나타낸 이득블록을 정리한 것이다.

표 1 Feedforward 파라미터
Table 1 Parameters for Fig. 4

Feedforward gains		
Buck converters	Boost converters	Buck/boost converters
$k_{f_m} = \frac{D(1-D)T_s R_i}{2L}$	$k_f = 0$	$k_{f_m} = \frac{D(1-D)T_s R_i}{2L}$
$k_r = 0$	$k_r = -\frac{D(1-D)T_s R_i}{2L}$	$k_r = -\frac{D(1-D)T_s R_i}{2L}$
Modulator gain for all converters : $F_m(s)$		
$F_m(s) = \frac{F_m'}{1 + \frac{s}{\omega_b}}$ with $F_m' = \frac{1}{(0.5S_n - 0.5S_i + S_i)T_s} \cdot \omega_r = \frac{\omega_r^2}{4F_m(S_n + S_i)}$		

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 제시된 모델의 타당성을 검증하기 위하여 벡컨버터를 대상으로 하드웨어 실험과 시뮬레이션을 수행하였다. 하드웨어는 그림 5와 같은 구성을 갖는다. PWM IC, UC3843를 사용한 벡 컨버터 회로를 설계하였다. 전류검출지향으로부터 검출된 인덕터전류의 잡음을 감소시키기 위해 AD8044를 사용하여 차동 증폭기를 삽입하였다. 벡컨버터의 파라미터는 $V_g = 16V$, $V_{o1} = 3.3V$, $V_{o2} = 5V$, $L = 56.1\mu H$, $C = 433\mu F$, $R_c = 0.07\Omega$, $F_s = 50kHz$ 이다.

그림 6은 각각 출력전압이 3.3V 와 5V 일 때의 전류루프를 Network_Analyzer (Model :AP102B)로 측정

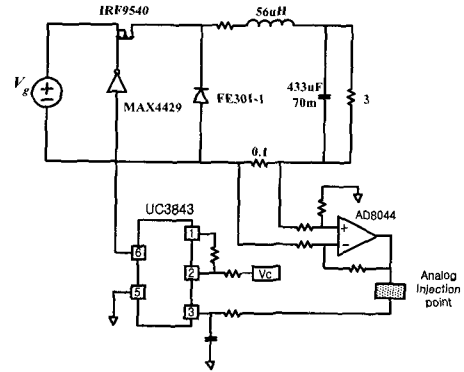


그림 5 소신호측정을 위한 벡컨버터 회로 구성
Fig. 5 Experimental Buck Converter for Small-Signal Measurements

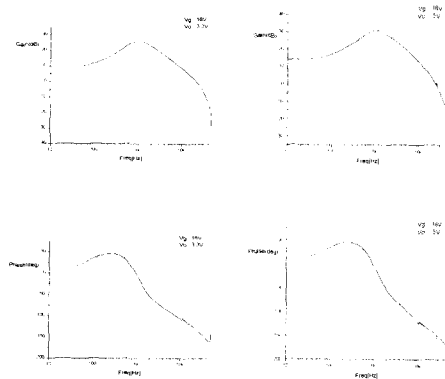


그림 6 전류루프이득의 하드웨어와 시뮬레이션 비교 파형
Fig. 6 Measured results (data points) and prediction (in asymptotes) of current-loop gain for buck converter with $V_g = 16[V]$, $V_{o1} = 3.3[V]$, $5[V]$

한 하드웨어 파형과 시뮬레이션 파형을 비교한 것이다. PWM 블록의 low-frequency gain의 파형 모양과 제어설계의 샘플링효과를 지정하는 high-frequency pole이 일치하는 것을 확인하였다.

4. 결론

전류모드제어의 두 가지 다른 모델인 Ridley모델과 Tan모델이 인덕터전류의 검출방법 및 전류루프이득의 측정방법에 의해 결과가 차이를 보이고 있다. 전류루프이득의 측정을 위해 주스위치의 전류를 검출하는 경우에는 Ridley모델을 적용하여 디지털모뮬레이터 방식으로 측정하고, 인덕터전류를 그라운드루프의 검출지향을 통해 직접 검출하는 경우에는 Tan모델을 적용하

여 아날로그방식으로 측정할 수 있다.

본 논문에서는 아날로그 측정방식의 모델에 적합한 Tan모델의 새로운 유도방법을 제시하였다. 샘플링효과를 케환루프에 적용한 Ridley의 연속시간모델을 유도하는 과정과 유사하지만 아날로그 방식의 특성상 샘플링효과를 모듈레이터 블록에 포함하였다. 본 논문에서는 Tan모델의 정확성을 하드웨어실험과 시뮬레이션을 통하여 다시 한번 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] C.W. Deisch, "Simple switching control method changes power converter into a current source", *IEEE PESC Record*, pp. 300~306, 1978.
- [2] A. Capel, G. Ferrante, D. OSullivan, and A. Weinberg, "Application of the injected current model for the dynamics of switching regulators with the new concept of LC3 modulator", *IEEE PESC Record*, pp. 135~147, 1978.
- [3] F.C. Lee, Y. Yu, and M.F. Mahmoud, "A unified analysis and design procedure for a standardized control module for dc-dc switching regulator", *IEEE PESC Record*, pp. 284~301, 1980.
- [4] R.D. Middlebrook, "Topics in multiple-loop regulators and current-mode programming", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 2, no. 2, pp. 109~124, 1987.
- [5] G.C. Verghese, C.A. Bruzos, and K.N. Mahabir, "Averaged and sampled-data models for current mode control: a re-examination", *IEEE PESC Record*, pp. 484~491, 1989.
- [6] R.B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 271~280, 1991.
- [7] F.D. Tan and R.D. Middlebrook, "A unified model for current-programmed converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 4, pp. 397~407, July 1995.
- [8] M.R.D. Al-Mothafar, and K.A. Hammad, "Small-signal modeling of peak current-mode controlled buck-derived circuits", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 146, no. 6, pp. 607~619, 1999.
- [9] B.H. Cho and F.C. Lee, "Measurement of Loop Gain with the Digital Modulator", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. PE-1, No. 1, pp. 55~62, Jan 1986.
- [10] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switches-Part I: Continuous conduction mode", *IEEE Trans. Aerosp. Electron Syst.*, vol. 26, no. 3, pp. 490~496, May 1990.

저 자 소 개



정동열(鄭同烈)

1974년 1월 21일생. 1998년 수원대 전자공학과 졸업. 1998년 국민대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정.



홍성수(洪成洙)

1961년 1월 25일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업. 1986년 KAIST 전기전자공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(박사). 1984년~1999년 현대전자 정보통신연구소. 1992년 7월~1993년 6월 VPEC 방문 연구원. 현재 국민대학교 전자정보통신공학부 조교수.



최병조(崔柄朝)

1957년 10월 12일생. 1980년 한양대 전자공학과 졸업. 1992년 Virginia Tech. 전기공학과 졸업(박사). 1993년 1월~1996년 2월 삼성전자 수석연구원. 현재 경북대 전자전기컴퓨터학과 부교수. 당 학회 편집위원



안현식(安鉉植)

1982년 2월 서울대 제어계측공학과. 1984년 2월 동 대학원 제어계측공학과(석사). 1992년 2월 동 대학원 제어계측공학과(박사). 1985년 5월~1993년 2월 KIST 선임연구원. 1993년 3월~현재 국민대 정보통신공학부 부교수.



사공석진(司空石鎭)

1976년 2월 고려대 전자공학과 졸업. 1980년 2월 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전자공학과 졸업(박사). 1990년 1월~1991년 1월 스위스 HTS 연구위원. 1994년~1996년 국립기술품질원 SMPS 실무기술 평가위원. 1993년~현재 파워서플라이 연구조합 전문위원. 1996년~현재 국립기술품질원 EQ 품질 심사위원 1998년~현재 통신학회 이사. 1982년~현재 국민대학교 전자정보통신공학부 교수.