

동작지점 투영기법을 이용한 태양광패널 모사장치의 통합 제어기법

웰라와타 투시타¹, 서영태², 최성진[†]

Unified Controller for Solar Array Simulator

Thusitha Wellawatta¹, Young-Tae Seo², and Sung-Jin Choi[†]

Abstract

A solar array simulator is a special power supply that regulates the output voltage and current to simulate the characteristics of a photovoltaic panel. The operating point of the panel is difficult to control with a single controller because of the non-linearity of the output curve, which is determined by the amount of irradiation, temperature, and panel material. In the conventional method, the output curve is divided into sections through the current and the voltage mode controls. It reduces the overall performance of the system due to the interchanging control mode. By using the single mode controller, the noise interference of the measured value and the stability of the control around the maximum power point were demonstrated. To solve these issues, this study proposes a new unified controller. The stability of the controller was analyzed along with operating principles, and performance improvement was experimentally verified.

Key words: Solar array simulator, Unified controller, Feedback control

1. 서 론

실제 태양광패널을 이용한 실험의 경우 일사량이나 온도 등 대기 조건을 조작할 수 없기 때문에 조건이 통제된 실험을 수행하는 것은 어렵다. 이를 대신하여, 태양광패널 모사장치(Solar Array Simulator)는 일사량 및 온도 프로파일 하에 출력을 태양광패널의 I-V 특성곡선과 같은 전압과 전류를 모사해주는 장치이며 변화하는 일사량과 온도에 따라 출력되는 전압과 전류 또한 변경된다. 태양광패널 모사장치는 매우 유연하게 사용할 수 있는 장비로, 미리 프로그램 된 환경 조건 파일을 입력 시킴으로써 다양한 태양광 발전 시스템에 대해 시간과 공간에 제약 없이 반복 실험할 수 있으며 다른 태양광패널 데이터베이스를 사용하면 보다 쉽게 다른 유형의

태양광 패널도 실험해 볼 수 있다^[1].

태양광패널 모사장치의 기본 블록도는 그림 1과 같다. 태양광패널 엔진, 태양광패널 제어기, 전력변환기로 구성된다. 태양광패널 엔진은 태양광 패널 데이터와 대기 조건에 따라 태양광패널의 I-V곡선을 따라 제어 기준치를 생성한다. 태양광패널 제어기의 경우에는 전력 변환기의 출력전압 및 전류를 제어 기준치에 따라 조절하는 역할을 한다.

태양광패널 엔진은 그림 2에 표시된 조건표(Look-up Table, LUT) 형태로 태양광패널 데이터를 포함하고 있다. 예를 들어 조건표는 측정된 출력전류인 I_{sense} 에 기초한 전압 모드 제어기에 대한 전압 지령치 V_{ref} 를 생성할 수 있다. I-V 특성곡선 생성에서는 온도 T와 일사량 U 등의 대기정보 또한 필요하므로 입체적인 3차원 조건표도 고려해야 한다^[2].

결국 전력변환기는 태양광패널 엔진의 설정값에 의하여 제어된다. 태양광패널 물리적 특성에 의하면, 태양광패널의 I-V 특성곡선의 모양은 그림 3과 같이 비선형적이다. 곡선을 모사하기 위해 기존에 사용하던 방법은 전류 모드 제어^{[3],[4]} 또는 전압 모드 제어^[5]가 사용되었다. 전류 모드 제어의 경우, 전류 지령치는 측정된 전압 V_{sense} 에서 전류 지령치인 I_{ref} 로 전환되는 조건표에서 생성

Paper number: TKPE-2020-25-2-7

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: sjchoi@ulsan.ac.kr, School of Electrical Engineering, University of Ulsan
Tel: +82-52-259-2716 Fax: +82-52-259-1686

¹ School of Electrical Engineering, University of Ulsan

² Milimsyscon Co., Ltd. R&D Center

Manuscript received Mar. 25, 2019; revised Apr. 12, 2019; accepted Jan. 13, 2020

— 본 논문은 2018년 전력전자학술대회 태양광논문상 수상논문임

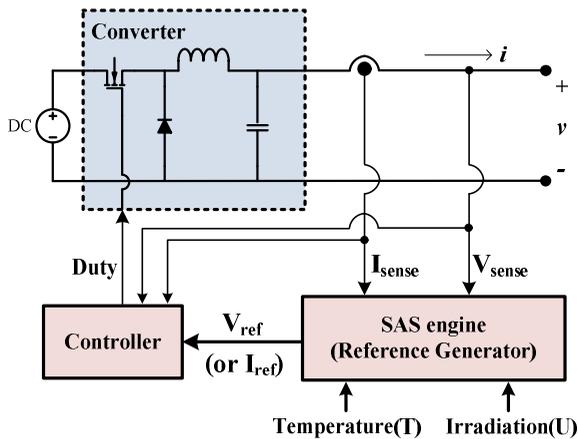


Fig. 1. Solar array simulator.

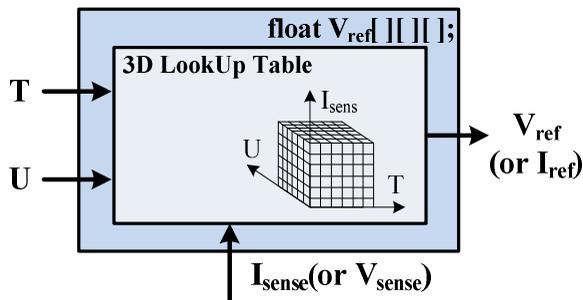


Fig. 2. Look-up table based solar array simulator engine.

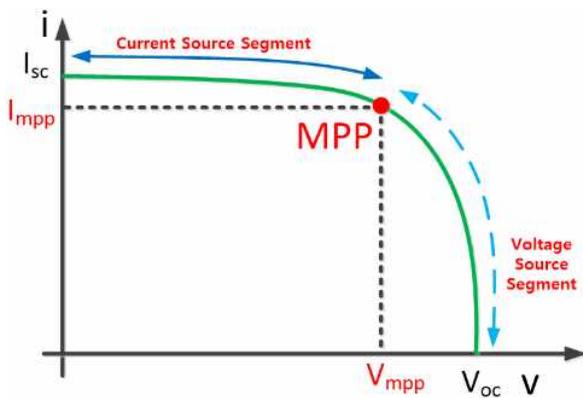


Fig. 3. Photovoltaic I-V characteristic curve.

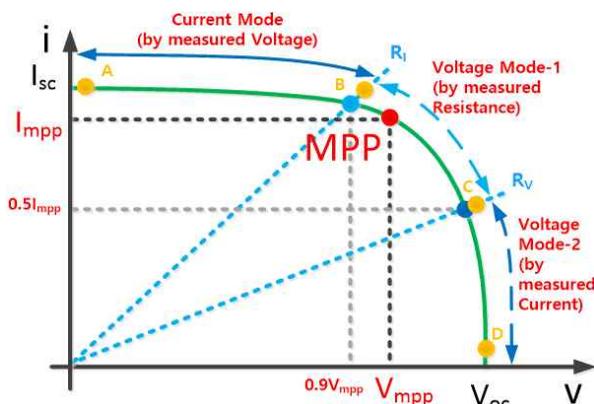


Fig. 4. Three-section hybrid control.

되지만 이러한 경우에는 제어 가능 범위가 그림 3에 표시된 전류 전원 구역(Current Source Segment)으로 제한되며, 이와 유사하게 전압 모드 제어의 경우, 전압 지령치는 측정된 전류 I_{sense} 에서 전압 지령치 V_{ref} 로 전환되는 조건표에서 생성되지만 제어 가능 범위가 전압 전원 구역(Voltage Source Segment)으로 제한된다. 따라서 각각의 전류 모드 또는 전압 모드 제어기로는 태양광패널의 I-V 특성곡선의 전체 범위로 확장하여 동작하는 것이 시스템 안정도 면에서 바람직하지 않다.

이러한 제한적인 구역만 동작 가능한 제어기법을 해결할 방안으로 하이브리드(Hybrid)가 제안된 바 있는데, 제어기의 기본적인 틀은 그림 4에 나타내었다^{[6]-[8]}. 그림 4에서 태양광패널의 I-V 특성곡선은 전류 제어 모드 구간, 제 1의 전압 제어 구간과 제2의 전압 제어 모드의 세 영역으로 분할되어 모드전환이 일어난다. 여기서 새로 추가된 영역은 최대 전력 지점(Maximum Power Point, MPP) 근처에만 활성화되며, 출력은 전압 모드 제어에 의하여 제어되지만 전압 지령치는 식 (1)과 같이 측정된 전압과 전류를 바탕으로 계산된 임피던스를 이용하고 있다.

$$R_f = \frac{V_{sense}}{I_{sense}} \quad (1)$$

여기서, V_{sense} 와 I_{sense} 는 각각 출력전압과 출력전류의 측정값이다. 이와 같은 제어기법은 측정된 임피던스를 기반으로 V-I 조건표를 활용하였다^{[9],[10]}. 그러나 측정된 임피던스의 경우 일반적으로 전체의 I-V 특성곡선을 포함하려면 상대적으로 전압 전원 구역에서는 큰 임피던스를 가지거나 전류 전원 구역에서는 작은 임피던스를 가지기 때문에 제어 경계에서 빈번한 모드 전환에 의한 출력 파형의 변동은 시스템 안정도 문제를 야기할 수 있다. 한편, 기존에 발표된 하이브리드 제어 알고리즘에서는 태양광패널 모델에 의한 I-V 특성곡선의 생성에 대해 논의하였으나 하드웨어 제어 루프에 대해서는 자세히 언급하지 않았다^{[11],[12]}.

2. 제안하는 제어기법의 동작원리

2.1 바깥쪽 루프(지령치 생성루프)의 동작 및 설계

앞서 언급한 연구에 따르면 전류 모드 제어와 전압 모드 제어는 동작점이 각각 전류 전원 구역과 전압 전원 구역에 있을 때만 적합한데, 이러한 제약조건은 바깥쪽 피드백 루프 이득의 변화에서 비롯된다. 이를 다시 설명하면 다음과 같다. 태양광패널 엔진에서 제어 지령치 신호는 태양광패널 엔진에 의해 생성되며, 감지된 신호에서 지령치 신호로 변환되며 외부 피드백 루프 이득을 정의한다. 예를 들어 외부 피드백 이득은 전압 모드 제어에서 I-V 변환 조건표의 기울기 또는 전류 모드 제어

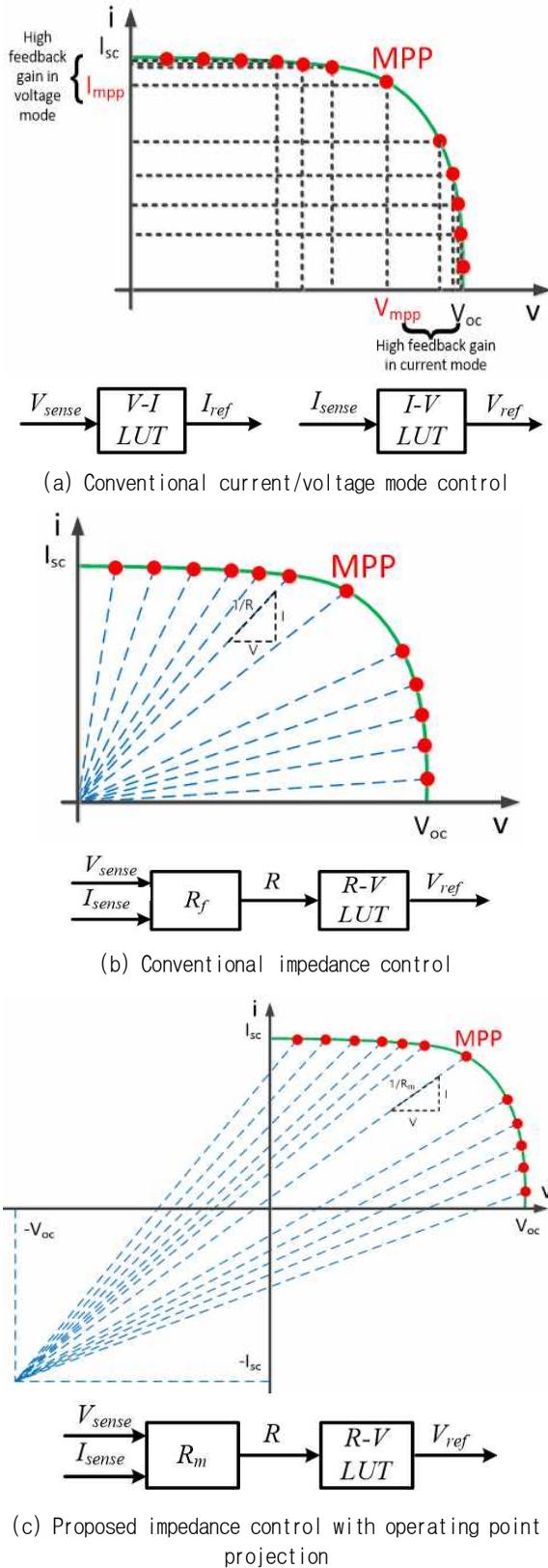


Fig. 5. Reference generation methods.

에서 $V-I$ 변환 조건표의 기울기에 의해 결정된다. 그러나 그림 5(a)와 같이 동작점이 반대쪽 영역으로 넘어가면 바깥 루프의 이득이 동작 구역을 넘어 극단적으로

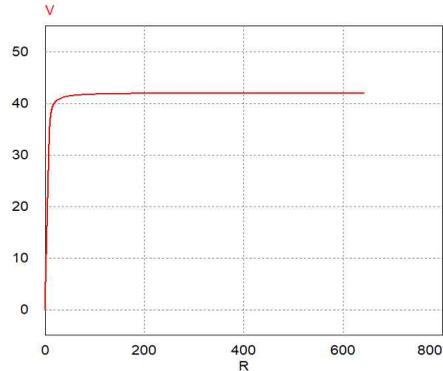


Fig. 6. Conventional R to V reference curve.

증가하여, 시스템이 불안정해지는 것이다^[13].

이런 관점에서 볼 때, 임피던스 기반 제어^{[10],[11]}는 외부 피드백 루프 이득이 커지는 문제점을 완화할 수 있는 실행 가능한 해결책이 될 수 있다. 임피던스는 그림 5(b)와 같이 동작점에 의해 정의된다. 그림 6은 제어 지령치를 생성하는 바깥 루프의 동작 지점에서 계산한 임피던스에 대한 고유 전압 지령치의 전달특성이다. 그러나 그림 6에 의하면, 이 방법은 동작점이 단락 회로 상태 부근에 있을 때 문제가 생긴다. 즉 단락 회로 지점 근처에서 임피던스가 매우 작은 값에 도달하여 임피던스에서 전압 지령치 까지 정의된 바깥쪽 루프 이득이 너무 커서 시스템 안정도가 저하될 수 있다.

본 논문의 목표는, 간단하고 수식적으로 안정된 방식으로 제어 범위를 $I-V$ 특성곡선의 전체 범위로 확장하는 모드 전환 없는 임피던스 기반 통합 제어 방식을 개발하는 것이므로 그림 5(c)와 같이 임피던스의 정의를 변경함으로써 성능개선을 시도하였다. 제안된 수정임피던스 R_m 은 식 (2)와 같이 정의하였다.

$$R_m = \frac{V_{sense} + V_{oc}}{I_{sense} + I_{sc}} \quad (2)$$

여기서 V_{oc} 는 개방 회로 전압이고 I_{sc} 는 단락 전류이며 표준시험조건(Standard Test Condition, STC)에서의 값을 사용한다. 변경된 임피던스정의를 의하면, 바깥쪽 루프의 피드백 이득이 유한한 구역에 한정되어 전체 제어루프를 안정화할 수 있도록 적절한 외부 피드백 이득을 보장한다. 따라서, 제안된 제어방법에서는 수정된 $R-V$ 변환 조건표를 사용하여 전압 지령치를 생성한다. 즉, 새로운 조건표는 그림 7과 같이 R_m 에 따라 전압 지령치를 결정한다.

제안된 방법에 따른 시스템 블록도와 제어 블록도를 그림 8에 나타낸다. 블록의 각 전달함수 정의는 식 (3)과 같은데, 여기서 \hat{i}_o 은 출력전류, \hat{v}_o 은 출력전압, \hat{v}_{ref} 은 지령전압, \hat{r}_m 은 수정임피던스의 소신호 변화량을 나타낸다.

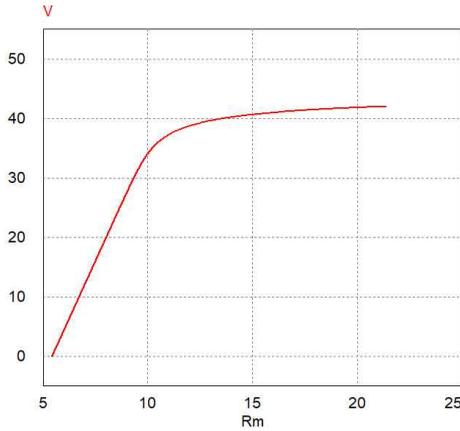


Fig. 7. Proposed R_m to V reference curve.

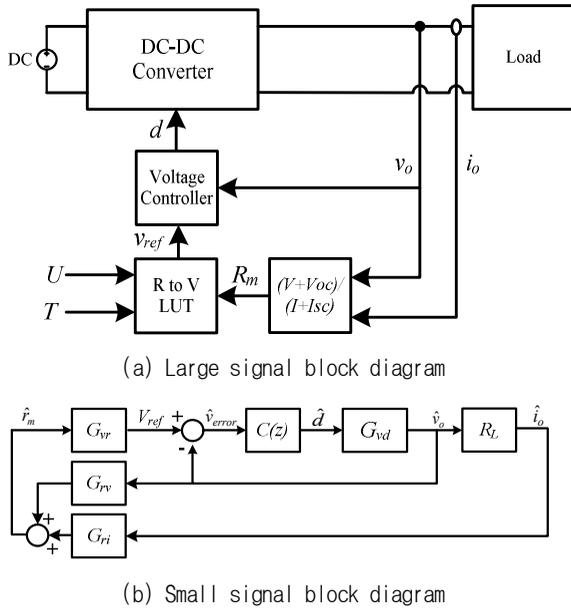


Fig. 8. Block diagrams.

$$G_{rv} = \frac{\hat{r}_m}{\hat{v}_o} \quad G_{ri} = \frac{\hat{r}_m}{\hat{i}_o} \quad G_{vr} = \frac{\hat{v}_{ref}}{\hat{r}_m} \quad (3)$$

2.2 안쪽 루프(출력제어루프)의 동작 및 설계

한편, 전력변환기로 사용한 벅(Buck) 컨버터의 듀티에서 출력전압까지의 전달함수(G_{vd})는 소신호 모델링^{[14],[15]}에 의해 식 (4)로 도출된다. 제어기는 내부 전압 루프를 고려하여 설계할 수 있다. 제어기 $C(z)$ 의 이산 방정식은 식 (5)와 같다.

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{v_s}{R_L} \frac{(sCr_c + 1)(R_L + r_c)}{s^2LC(1 + \frac{r_c}{R_L}) + s(Cr_c + \frac{L}{R_L}) + 1} \quad (4)$$

$$C(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} \quad (5)$$

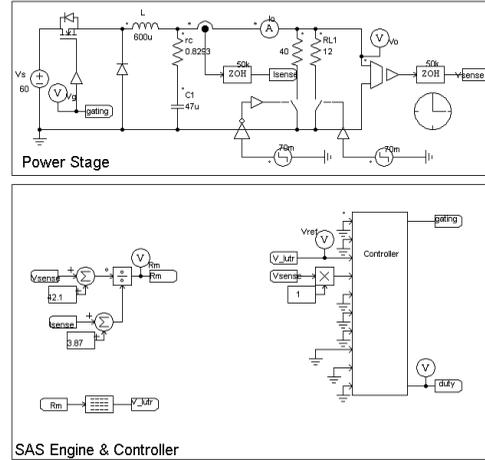
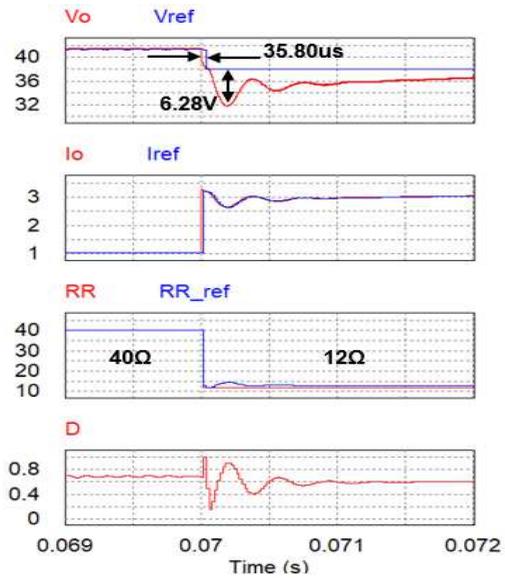
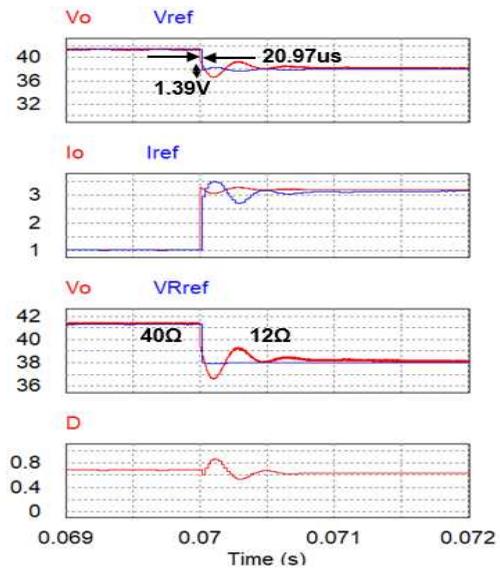


Fig. 9. Solar array simulator using PSIM.

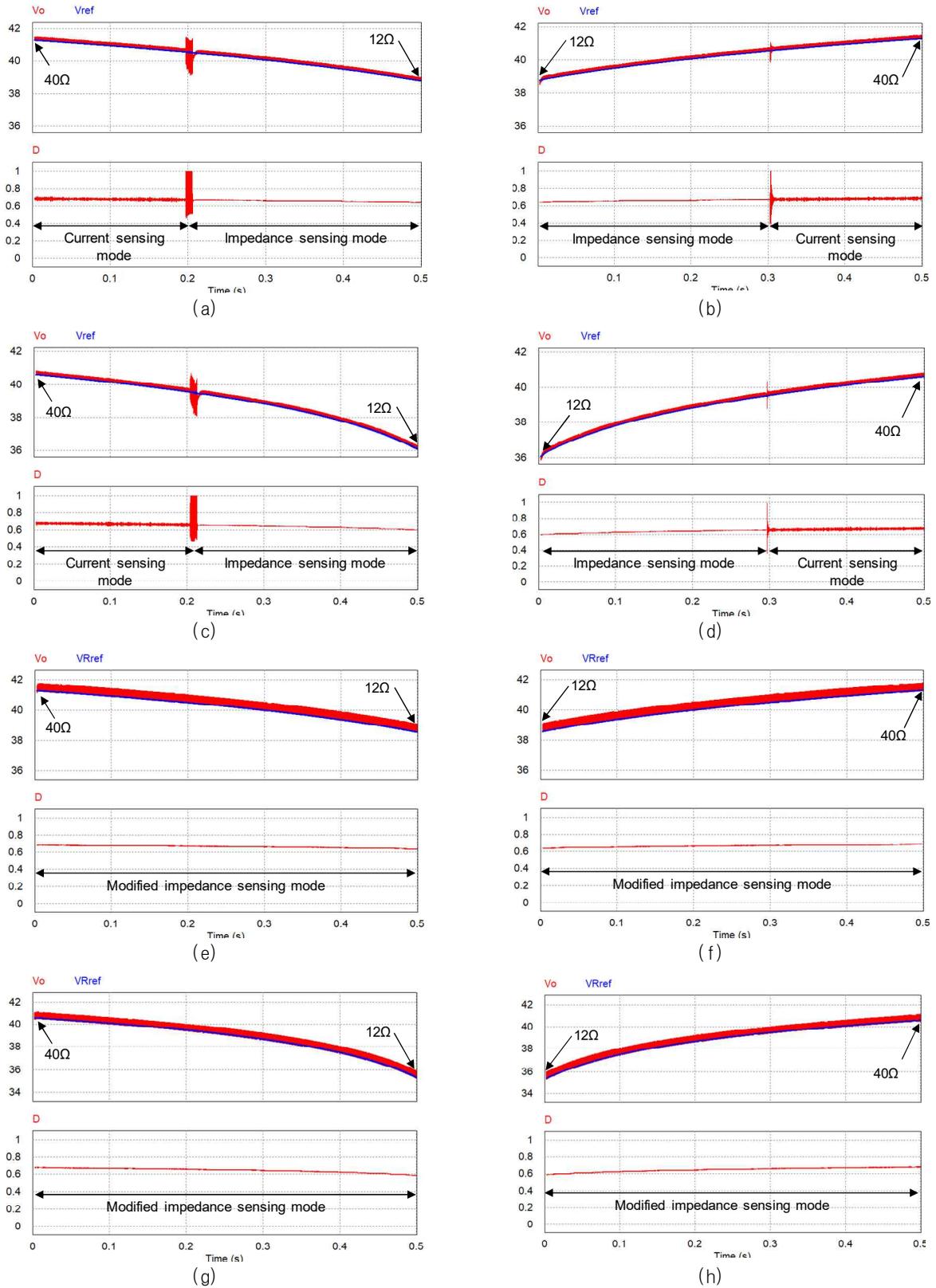


(a) Conventional system



(b) Proposed system

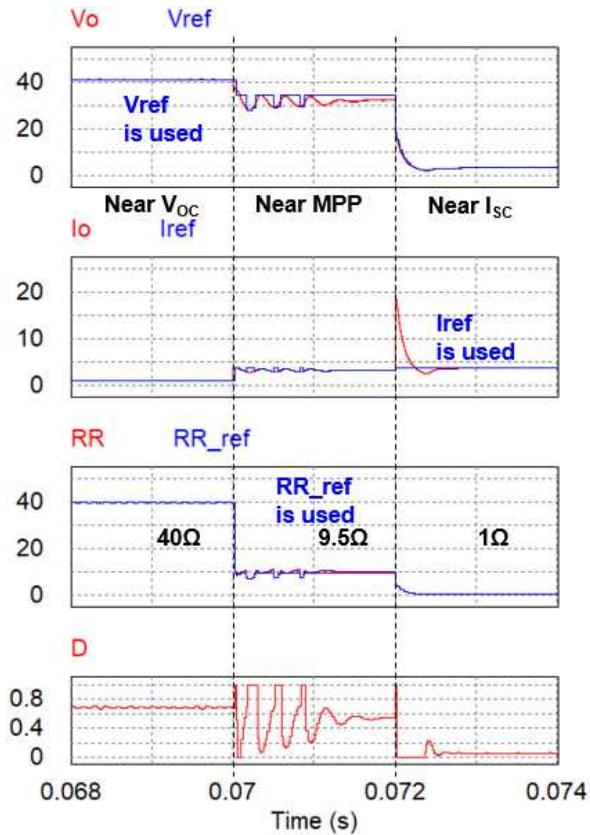
Fig. 10. Simulation results ($1000W/m^2, 25^\circ C, R_L=40\Omega \rightarrow 12\Omega$).



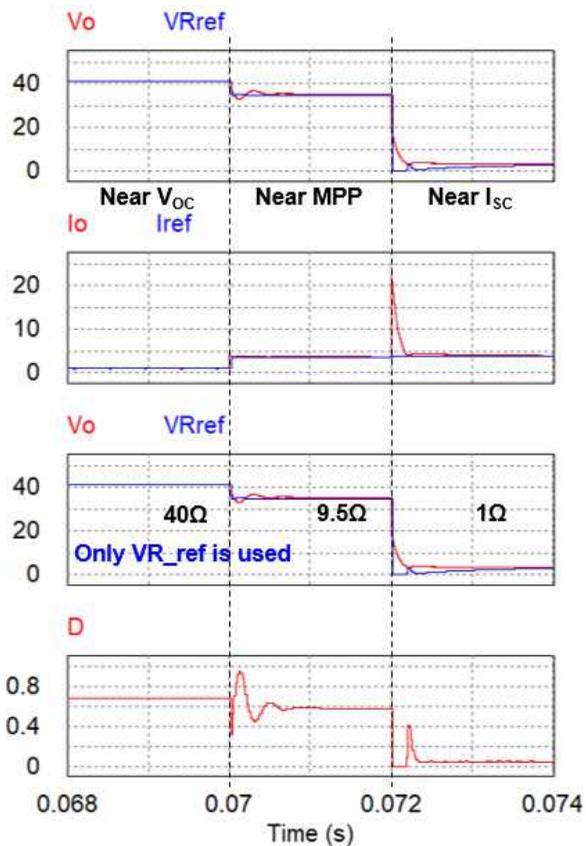
(a) 1000W/m², 25°C - Continuous decrement of load
 (c) 800W/m², 25°C - Continuous decrement of load
 (e) 1000W/m², 25°C - Continuous decrement of load
 (g) 800W/m², 25°C - Continuous decrement of load

(b) 1000W/m², 25°C - Continuous increment of load
 (d) 800W/m², 25°C - Continuous increment of load
 (f) 1000W/m², 25°C - Continuous increment of load
 (h) 800W/m², 25°C - Continuous increment of load

Fig. 11. Simulation result: (a)-(d) Conventional method, (e)-(h) Proposed method.



(a) Conventional method



(b) Proposed method

Fig. 12. Simulation of point (V_{oc} , I_{sc} , MPP).

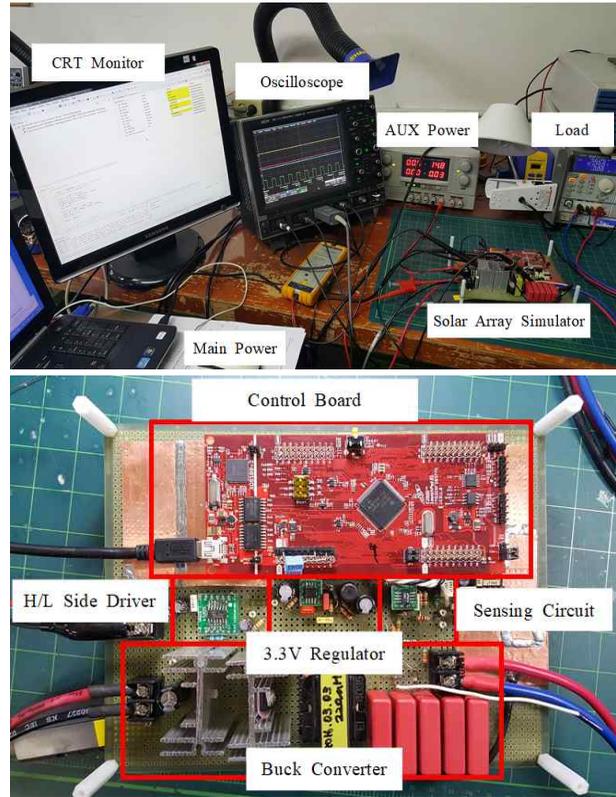


Fig. 13. Experimental setup.

3. 모의 실험을 통한 검증

제안하는 임피던스 기반 통합 제어기법은 부하 과도 상태에서 불필요한 모드 전환 없이 보다 빠르게 안정적인 동작을 보여준다. 이를 검증하기 위해 먼저 PSIM을 이용하여 시뮬레이션 검증으로 기존의 제어기법^[9]과 제안하는 제어기법에 대해 비교 검증을 하였다. 기존 제어기법을 사용한 제어기 설계치는 표 1과 같고 제안하는 임피던스 기반 제어기법을 사용한 제어기 설계치는 표 2와 같으며 시스템 사양에 대한 내용은 표 3에 나열하였다. 또한 대기조건의 경우 일사량과 온도를 $1000W/m^2$, $25^{\circ}C$ 인 표준 시험 조건으로 진행하였다. 시뮬레이션 설정으로는 그림 9와 같이 부하가 시간축 70ms 지점에서 40Ω 로부터 12Ω 로 변동이 발생하는 것으로 설정하였다. 부하 40Ω 인 경우에는 전압전원 구역 중 한 지점을 나타낸 것이며, 12Ω 인 경우에는 최대전력지점 주변 지점을 나타낸 것으로 두 동작점간 모드전환특성을 살펴보기 위한 것이다. 또한 40Ω 에서 12Ω 로 선형적으로 부하가 변동될 경우에 대하여 기존 제어기법과 제안하는 제어기법에 대하여 그림 11과 같이 비교하였다. 그림 10과 11을 비교하면 모드전환이 제거된 제안하는 제어기법이 더 안정적인 동작점 트래킹이 가능한 것을 확인할 수 있다. 또한, 그림 12와 같이 V_{oc} , I_{sc} 그리고 MPP 근처 지점에 대해 비교 시뮬레이션을 하여 제안하는 제어기법이 더 안정적인 것을 확인하였다.

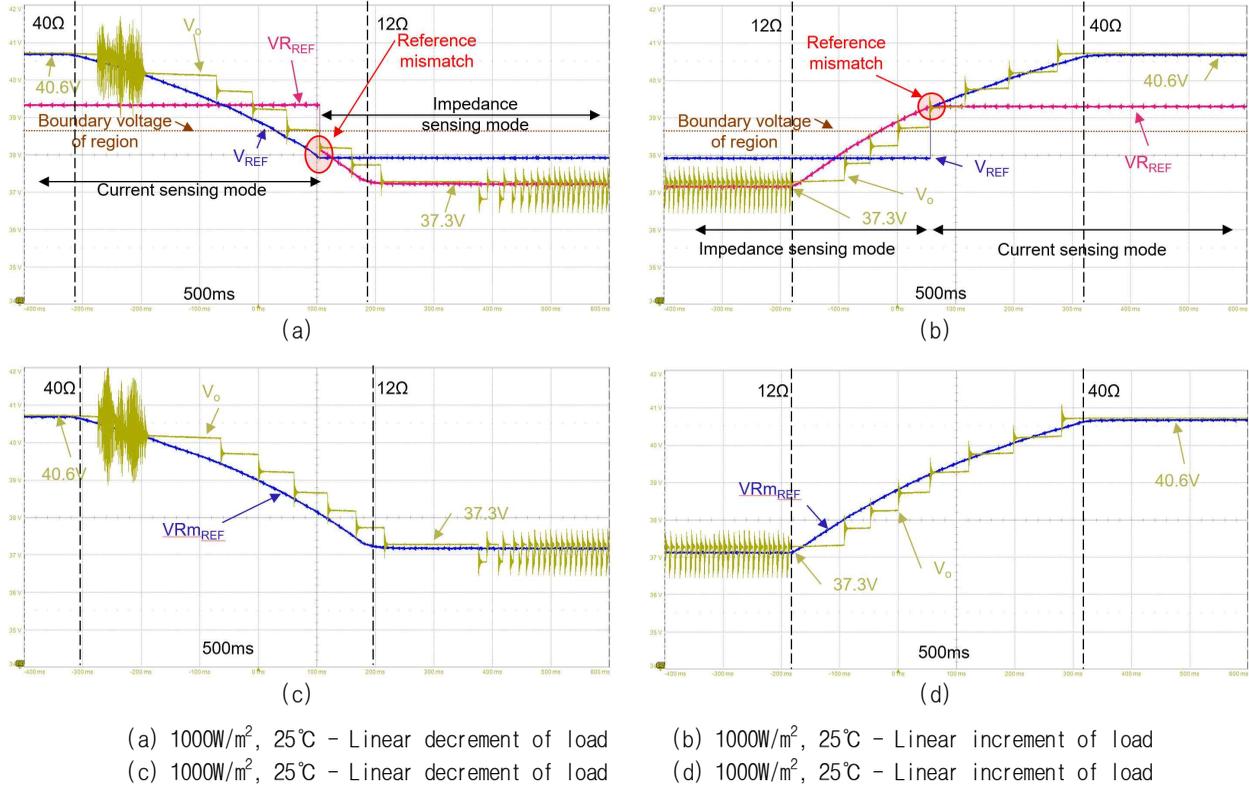


Fig. 14. Experiment result (Sequence mode): (a)-(b) Conventional method, (c)-(d) Proposed method.

TABLE I
CONVENTIONAL CONTROLLER

Controller	Parameter	
Sampling frequency	50kHz	
Current Mode	kp	0.17271
	ki	2302.8
	Cutoff freq	19.7kHz
Voltage Mode-1	kp	0.1259642
	ki	292.94
	Cutoff freq	6kHz
Voltage Mode-2	b0	0.303345
	b1	-0.087633
	b2	0.161784
	a1	0
	a2	-1
Cutoff freq	19.1kHz	

TABLE II
PROPOSED CONTROLLER

Controller	Parameter	
Sampling frequency	50kHz	
Phase margin	64.6°	
Gain margin	-343dB	
Cutoff frequency	3.98kHz	
Settling time	759μs	
Coefficients of controller	b0	0.31369728
	b1	-0.49367104
	b2	0.18500096
	a1	-1
	a2	0

TABLE III
SPECIFICATION OF HARDWARE

Buck Converter	Parameter	
Input Voltage	60V	
Inductor	600μH	
Capacitor	47μF	
Capacitor ESR	0.8293Ω	
Switching Frequency	100kHz	
Referred PV panel (MSX120)	Voc	42.1V
	Isc	3.87A
	Vmpp	33.7V
	Impp	3.56A
	Pmax	120W

4. 하드웨어 실험을 통한 성능검증

하드웨어 실험은 그림 13과 같이 벡 컨버터와 부하저항기로 수행되었다. 태양광패널 제거와 태양광패널 인진은 F28377S DSP보드에 함께 구현하였다. 제안한 제어기법을 기반으로 연속적인 부하변화에 따라 실험하였다. 이러한 램프(Ramp) 패턴의 경우 두가지 방법을 테스트하였는데, 첫번째로는 부하저항이 40Ω에서 시작하

여 500ms의 시간동안 12Ω까지 변경되는 경우와, 두번째로는 부하저항이 12Ω에서 시작으로 500ms의 시간동안 40Ω으로 변경되는 경우로 실험하였다. 이때 부하 패턴은 전자부하(Kikusui PLZ164W)로 임피던스 시퀀스 모드로 생성하였으며 내부 변수인 지령치들은 외부 DA컨버터를 이용하여 간접적으로 측정하였다. 그림 14(a), (b)의 경우 기존 제어기법을 사용한 실험 파형이며, 그림 14(c), (d)의 경우 제안하는 제어기법을 사용한 실험

파형이다. 기존의 제어기법을 사용하였을 때 전압 모드 제어 2 구간에서 사용되는 지령치 V_{REF} 와 임피던스를 통해서 생성된 전압 모드 제어 1구간에서 사용하는 전압 지령치 $V_{R_{REF}}$ 간 모드 전환 시 차이가 발생하여 제어 안정성이 떨어지는 반면에, 제안하는 제어기법을 사용하였을 때에는 하나의 통합 임피던스제어를 통해 생성된 전압 지령치 $V_{R_{mREF}}$ 를 사용하여 제어하기 때문에 제어 안정성이 기존의 제어기법 보다 더 우수한 것을 확인할 수 있다.

이러한 실험 결과를 통해 제안한 방법이 빠른 속도와 충분한 안정도 마진을 가지고 태양광패널의 I-V 특성곡선을 효과적으로 모사한다는 것을 입증하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 태양광패널 모사장치를 위한 새로운 제어 방식을 제안하고 검증하였다. 제안 방법은 동작지점 투영 기법을 이용한 임피던스 피드백을 가진 단일 제어를 채택하여, 동작점 변화에 따른 외부 피드백 루프 이득의 지나친 변화를 억제하여 전체 시스템의 안정도를 향상시킨다. 따라서, 모드전환이 통합제어기로 구현이 가능한 장점이 있다. 제안된 제어기는 소신호 모델링을 사용하여 설계되어 시스템의 안정도를 확보하였다. 이러한 내용을 토대로 120W 패널에 대한 시뮬레이션과 하드웨어 실험 결과로써 태양광패널 모사장치의 제어 안정성 및 응답 속도 개선을 검증하였다.

이 논문은 2017년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초 연구사업임 (No. 2017R1A2B4005488)

References

- [1] O. Nzimako and R. Wierckx, "Modeling and simulation of a grid-integrated photovoltaic system using a real-time digital simulator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, No. 2, pp. 1326-1336, Nov. 2017.
- [2] S. Jin, D. Zhang, and C. Wang, "UI-RI hybrid lookup table method with high linearity and high-speed convergence performance for FPGA-based space solar array simulator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 8, pp. 7178-7192, Sep. 2018.
- [3] W. Zhang and J. W. Kimball, "DC-DC converter based photovoltaic simulator with a double current mode controller," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 7, pp. 5860-5868, Aug. 2018.
- [4] B. H. Cho, H. S. Bae, and J. H. Lee, "Review of current mode control schemes and introduction of a new digital current mode control method for the parallel module DC-DC converters," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan*, pp. 202-210, Oct. 2009.
- [5] S. Gadelovits, M. Sitbon, and A. Kuperman, "Rapid prototyping of a low-cost solar array simulator using an off-the-shelf DC power supply," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 10, pp. 5278-5284, Nov. 2014.
- [6] Z. G. Piao, S. J. Gong, Y. H. An, and G. B. Cho, "A study on the PV simulator using equivalent circuit model and look-up table hybrid method," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 2128-2131, Jan. 2013.
- [7] U. K. Shinde, S. G. Kadwane, R. K. Keshri, and S. P. Gawande, "Dual mode controller-based solar photovoltaic simulator for true PV characteristics," *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 40, No. 3, pp. 237-245, Sep. 2017.
- [8] Y. T. Seo, T. Wellawatta, and S. J. Choi, "Design and analysis of 3-section hybrid control method for solar array simulator," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 23, No. 1, Feb. 2018.
- [9] I. D. G. Jayawardana, C. N. M. Ho, M. Pokharel, and G. Escobar, "A fast dynamic photovoltaic simulator with instantaneous output impedance matching controller," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5126-5132, Nov. 2017.
- [10] D. M. K. Schofield, M. P. Foster, and D. A. Stone, "Low-cost solar emulator for evaluation of maximum power point tracking methods," *Electronics Letters*, Vol. 47, No. 3, pp. 208-209, Feb. 2011.
- [11] A. Koran, T. LaBella, and J. Lai, "High efficiency photovoltaic source simulator with fast response time for solar power conditioning systems evaluation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 3, pp. 1285-1297, May 2014.
- [12] M. H. Mahmud and Y. Zhao, "Sliding mode duty cycle control with current balancing algorithm for an interleaved buck converter-based PV source simulator," *IET Power Electronics*, Vol. 11, No. 13, pp. 2117-2124, Nov. 2018.
- [13] Y. Li, T. Lee, F. Z. Peng, and D. Liu, "A hybrid control strategy for photovoltaic simulator," in *2009 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Washington, DC*, pp. 899-903, Mar. 2009.
- [14] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cleveland, OH*, pp. 18-34, Apr. 1976.
- [15] B. C. Choi, *Pulsewidth modulated DC-to-DC power conversion circuit, dynamics, and control designs*, WILEY, 2013.



웰라와타 투시타(Wellawatta Thusitha)

1985년 4월 21일생. 2012년 Engineering Council, U.K. 전기공학부 졸업. 2014년~현재 울산대 전기공학부 석·박통합과정.



최성진(崔城振)

1973년 2월 4일생. 1996년 서울대 전기공학부 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학부(석사). 2006년 동 대학원 전기컴퓨터공학부(공학박). 2008년~2011년 삼성전자 영상디스플레이 사업부 책임 및 수석연구원. 2011년~현재 울산대 전기공학부 부교수. 당 학회 편집이사.



서영태(徐榮兌)

1991년 11월 24일생. 2016년 울산대 전기공학부 졸업. 2018년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2018년~현재 (주)미림씨스콘 기업부설연구소 연구원.