

태양광패널 모사장치를 위한 3-구역 하이브리드 제어기의 설계 및 분석

Design and Analysis of 3-Section Hybrid Control Method for Solar Array Simulator

저자 (Authors)	서영태, 웰라와타 투시타, 최성진 Young-Tae Seo, Thusitha Wellawatta, Sung-Jin Choi
출처 (Source)	전력전자학회논문지 23(1) , 2018.2, 47-58 (12 pages) THE TRANSACTIONS OF KOREAN INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS 23(1) , 2018.2, 47-58 (12 pages)
발행처 (Publisher)	전력전자학회 THE KOREAN INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS
URL	http://www.dbpia.co.kr/Article/NODE07367978
APA Style	서영태, 웰라와타 투시타, 최성진 (2018). 태양광패널 모사장치를 위한 3-구역 하이브리드 제어기의 설계 및 분석. 전력전자학회논문지, 23(1), 47-58.
이용정보 (Accessed)	울산대학교 203.250.64.*** 2018/03/22 07:45 (KST)

저작권 안내

DBpia에서 제공되는 모든 저작물의 저작권은 원저작자에게 있으며, 누리미디어는 각 저작물의 내용을 보증하거나 책임을 지지 않습니다. 그리고 DBpia에서 제공되는 저작물은 DBpia와 구독 계약을 체결한 기관소속 이용자 혹은 해당 저작물의 개별 구매자가 비영리적으로만 이용할 수 있습니다. 그러므로 이에 위반하여 DBpia에서 제공되는 저작물을 복제, 전송 등의 방법으로 무단 이용하는 경우 관련 법령에 따라 민, 형사상의 책임을 질 수 있습니다.

Copyright Information

Copyright of all literary works provided by DBpia belongs to the copyright holder(s) and Nurimedia does not guarantee contents of the literary work or assume responsibility for the same. In addition, the literary works provided by DBpia may only be used by the users affiliated to the institutions which executed a subscription agreement with DBpia or the individual purchasers of the literary work(s) for non-commercial purposes. Therefore, any person who illegally uses the literary works provided by DBpia by means of reproduction or transmission shall assume civil and criminal responsibility according to applicable laws and regulations.

태양광패널 모사장치를 위한 3-구역 하이브리드 제어기의 설계 및 분석

서영태¹, 웰라와타 투시타¹, 최성진[†]

Design and Analysis of 3-Section Hybrid Control Method for Solar Array Simulator

Young-Tae Seo¹, Thusitha Wellawatta¹, and Sung-Jin Choi[†]

Abstract

A solar array simulator (SAS) consists of an engine that generates a setpoint according to panel characteristics, a power stage that provides the actual output, and a controller. Particularly, if the control method is not suitable due to the nonlinearity of the solar panel output curve depending on the irradiation amount and the temperature, and the variation of the curve factor depending on the various panel materials, then the panel simulation function cannot be performed properly. Current and voltage mode controls are usually used for the conventional control method. However, these control methods deteriorate the control performance near the maximum power point; thus, a hybrid control method using two or more controllers has been investigated. In this study, we analyze the hybrid control method using three controllers divided into different areas. The design equation of the controller is derived based on the small signal modeling of each controller, and the simulation performance of the solar array simulator verifies its stability and response speed.

Key words: Solar array simulator, Hybrid controller, 3 section control

1. 서론

화석연료가 가까운 미래에 고갈될 위기와 이것을 사용하여 발생하는 대기오염과 지구온난화가 초래되고 있다. 또한 원자력은 후처리 및 안전성 문제로 현재 많은 국가들이 비핵화 선언을 하고 있는 지금, 지속가능한 신재생에너지가 주목받고 있다. 특히 태양광 발전이 각광받고 있는 이유는 소음이나 오염이 발생하지 않고 비방사성이며, 무궁무진하게 사용할 수 있기 때문이다.

그렇지만 많은 태양광 발전 시스템 엔지니어들이 이 분야에 대해 연구하고 개발하는 데에 있어 제약되는 부분이 있다. 실제 태양광 패널을 이용하여 전체 시스템을

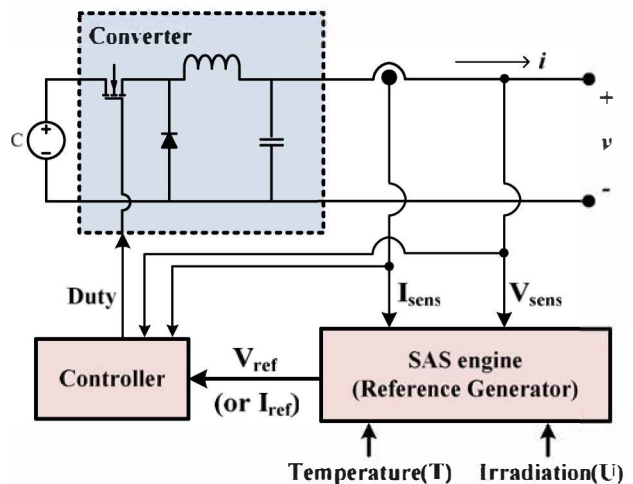


Fig. 1. Scheme for solar array simulator.

검증하기 전에 시스템의 개발단계에서 실험이 필요한데 실제 태양광 패널을 이용하여 실험을 할 경우에는 대기환경 조건을 통제 할 수 없기에 일사량과 온도를 연구자들이 원하는 조건하에 실험을 하기에는 어렵기 때문이다. 따라서 그림 1의 태양광패널 모사장치(Solar

Paper number: TKPE-2018-23-1-7

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

¹ School of Electrical Engineering, University of Ulsan
Manuscript received Sep. 26, 2017; revised Nov. 3, 2017; accepted Jan. 2, 2018

Array Simulator, SAS)를 개발과정에서 사용할 경우 이러한 문제를 극복할 수 있다.

태양광패널 모사장치는 직류 전원 장치, DC/DC 컨버터, PWM 제어기, 그리고 태양광 패널 엔진으로 구성되어 있다. 여기서 SAS 엔진을 기준으로 구성하는 방법으로 조건표(LookUp Table, LUT)를 기반으로 데이터를 표 형태로 저장하여 값을 불러오는 모사장치와 태양광패널 모델(PV Model, PVM)을 기반으로 등가모델 식을 바탕으로 가상의 패널을 만들어 사용하는 모사장치가 있다. 먼저 그림 2(a)의 조건표 기반 태양광 발전 패널 모사 장치는 실제 태양광 패널을 이용하여 많은 실험을 통하여 얻은 I-V 특성곡선의 데이터를 미리 3차원 조건표에 저장하여 사용된다. 조건표 기반 모사장치는 실제 태양광 패널의 I-V 특성곡선을 그대로 반영할 수 있고, 필요한 값을 읽어오기 때문에 응답속도가 빠른 장점이 있다. 그림 2(b)의 태양광 패널 모델을 기반 모사장치는 I-V 특성곡선을 식을 통하여 빠르게 구성하고 데이터시트에 명시된 3개의 포인트 지점(개방, 단락, 최대전력지점)들을 이용하여 태양광 패널 매개변수를 추출하는 많은 알고리즘들을 사용하여 지령치를 추출하게 된다^{[1]-[3]}.

위와 같이 모사장치 엔진을 거쳐 나온 지령치와 전력단의 출력값을 이용하여 제어기를 통해 전력단을 제어하게 된다. 기존의 제어기로는 전류 모드 제어기^{[4]-[6]}와 전압 모드 제어기^[7]가 있다. 이 제어기들은 각각의 장·단점이 있는데, 전류 모드 제어기의 경우에는 전류전원 영역에서, 전압 모드 제어기의 경우에는 전압전원 영역에서 정확한 제어능력을 가진다. 이러한 각각의 제어기들의 장점을 이용한 제어기법으로 3-구역 하이브리드 제어기^[8]가 소개된 바가 있으나, 상세한 모델링 및 제어기 설계 등에 대해서는 다루진 바가 없었다.

본 논문에서는 문헌 [8]에서 제안한 하이브리드 제어기법에 대해 분석하고 각 구역에 대한 블록도와 식을 설계하였다. 이 제어기는 세 가지의 제어를 이용하여, 보다 유연하고 안정적인 제어를 한다. 각 구역에 대해 제어기를 설계하고 타당성을 검증하기 위해 PSIM 시뮬레이션을 이용하였다.

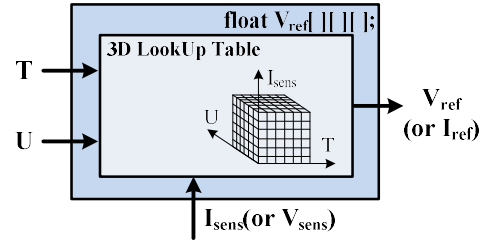
2. 기존 제어기

2.1 곡선인자(Fill Factor)

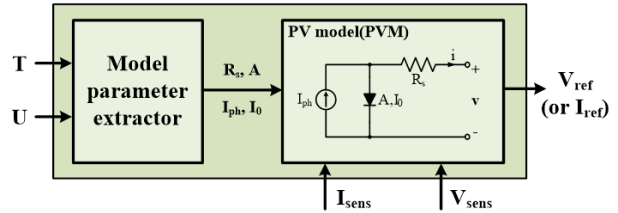
제어기에 대한 설명에 앞서, 패널의 I-V 특성곡선에 대한 언급이 필요한 이유는 패널이 만들어진 재료에 따라 다른 곡선인자를 가지고 제어에 영향을 주기 때문이다. 곡선인자를 구하는 식은 아래와 같다.

$$Fill\ Factor = \frac{P_{mpp}}{P_{max}} = \frac{V_{mpp} I_{mpp}}{V_{oc} I_{sc}} \quad (1)$$

먼저 용어설명으로는 I_{sc} 는 단락전류, V_{oc} 는 개방전



(a) LookUp-Table(LUT) based



(b) PV Model (PVM)-based

Fig. 2. Solar array simulator engine.

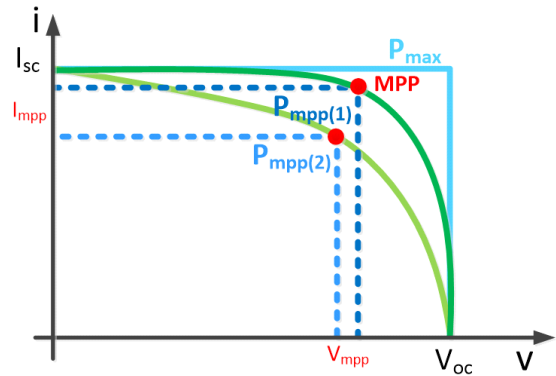


Fig. 3. Fill Factor(FF) and I-V curve.

TABLE I
SPECIFICATION OF TYPICAL PHOTOVOLTAIC PANELS

Material	Panel	Voc (V)	Isc (A)	Vmpp (V)	Impp (A)	FF
Mono Crystalline	Shell Solar SQ160-PC	43.5	4.90	35.0	4.58	0.75
Poly Crystalline	KYOCERA KD315GX-LPB	49.2	8.50	39.8	7.92	0.75
Amorphous Silicon	KANEKA U-EA120	71.0	2.60	55.0	2.18	0.65
CIGS	SoloPower SPI-90	33.6	4.30	24.7	3.60	0.62
CdTe	GE Energy GE-CdTe83	95.0	1.25	75.0	1.10	0.70
Dye-Sensitised	G24 Power G24i Outdoor1	8.00	0.14	4.55	0.10	0.41

압, 이에 대한 최대전력인 P_{max} 를 나타내며, I_{mpp} 와 V_{mpp} 는 P_{mpp} 인 최대전력지점의 전류와 전압을 나타낸다. 곡선인자가 중요한 이유는 그림 3과 같은 곡선을 토대로 이 값에 따라 패널의 I-V 특성곡선의 모양이 모두

다르며, 기존의 제어기로 제어가능의 유무가 판별된다. 따라서 각각의 재료에 따라 패널의 성능과 곡선인자에 대하여 표 1에 정리하였다. 다양한 종류의 패널 중에서도 단결정과 다결정 실리콘 패널을 가장 많이 사용한다. 이러한 패널의 곡선인자는 다른 종류의 패널의 곡선인자 보다 크게 형성되어 있다.

그러므로 태양광패널 모사장치는 큰 곡선인자를 가진 패널에 대해 기본적으로 제어 안정도 면에서 문제가 발생하지 않아야 한다. 기존에 사용되어 오는 제어기는 주로 한가지의 제어기를 이용하여 제어 하였다. 이는 곡선인자가 작은 패널의 경우로, 비선형 전원의 특성이 상대적으로 높은 패널 보다 약하며 동시에 모든 구간에서 전류 변화량이 급변하지 않는다. 이에 대한 낮은 곡선인자를 가진 패널을 바탕으로 한 모사장치의 제어기를 구성하여 사용하는 것은 모사하는데 문제가 발생하지 않았다. 하지만 큰 곡선인자를 가진 패널의 경우, 비선형 전원의 특성이 강하고, 각 구역에 따라 전류 및 전압 변화량이 크게 차이가 나기 때문에 하나의 제어기만 사용하는 것은 모사 시 제어영역에서 이탈하는 현상이 발생하는데 이러한 문제점은 다음 2.2-3절에서 언급한다.

2.2 전류 모드 제어기

기존의 태양광 발전 패널 모사장치의 제어기 중 전류 모드 제어기의 경우 전류값에 대해 제어를 한다. 위의 제어기를 이용한 태양광 패널 모사장치는 그림 4(a)와 같이 구현하며 그림 2(b)의 태양광 패널 등가회로 모델 기반 엔진의 출력전류 식은 아래와 같다^{[4]-[5]}.

$$i = I_{ph} - I_o \left(e^{\frac{v + iR_s}{N_s A V_T}} - 1 \right) \quad (2)$$

등가회로 모델 기반 엔진을 이용한 모사장치는 전력단의 출력전압값을 이용하여 위의 식 (2)을 사용하여 전류 지령치를 생성하고, 그림 2(a)의 조건표 기반 엔진을 이용한 모사장치는 출력전압값을 받아 조건표의 저장된 전류값을 읽어와 전류 지령치를 생성하여 전류 제어를 하게 된다. 전류 제어의 단점으로는, 곡선인자가 큰 패널의 경우 발생하게 된다. 발생하는 구역은 그림 5의 전압전원 구역으로, 전류전원 구역과는 다르게 전압전원 구역은 전압값의 변화폭에 비해 전류값의 변화폭이 크다. 이러한 이유로 전력단의 출력전압값이 흔들려 순간적으로 개방전압값을 넘어가게 되어 제어구역을 벗어나기 쉽고, 이에 따라 전류 지령치가 생성될 때 그에 맞는 전류 지령치를 생성하지 않게 되고 원하는 출력전류값을 얻지 못한다.

2.3 전압 모드 제어기

다음의 태양광 발전 패널 모사장치의 전압 모드 제어기는 그림 4(b)와 같이 구현하고 전류 제어기와는 반대

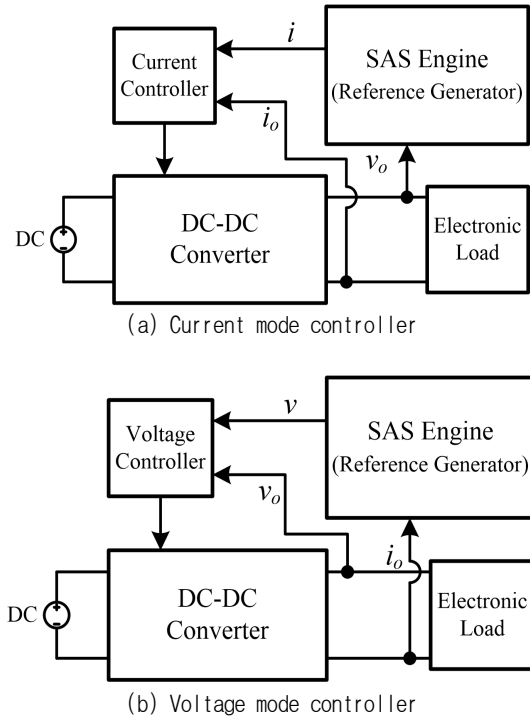


Fig. 4. SAS using current mode and voltage controller.

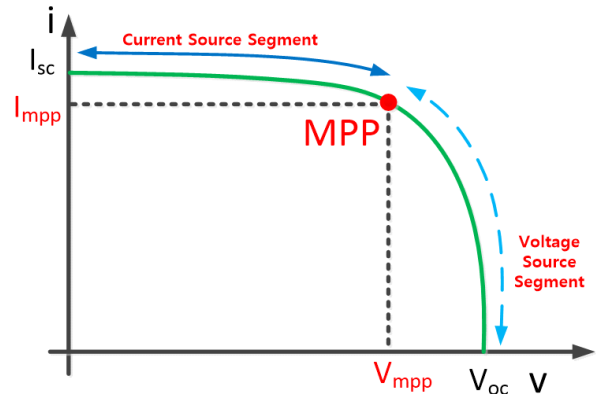


Fig. 5. Photovoltaic I-V characteristic curve.

로 전압값에 대해 제어한다. 태양광 패널 등가회로 모델 기반 엔진은 아래의 식 (3)과 같이 태양광 패널 등가회로 모델의 출력전압 식을 사용한다^[7].

$$v = N_s A V_T \log \left(\frac{I_{ph} + I_o - i}{I_o} \right) - R_s i \quad (3)$$

등가회로 모델 기반 엔진을 이용한 모사장치는 전력단의 출력전류값을 이용하여 위의 식 (3)을 사용하여 전압 지령치를 생성하고 조건표 기반 엔진을 이용한 모사장치는 출력전류값을 받아 조건표에 저장된 전압값을 읽어와 전압 지령치로 생성하여 제어를 하게 된다. 이 방법의 단점 역시 마찬가지로 곡선인자가 큰 패널의 경우 발생하게 된다.

하지만 전류 모드 제어기와 반대로 그림 5의 전류전

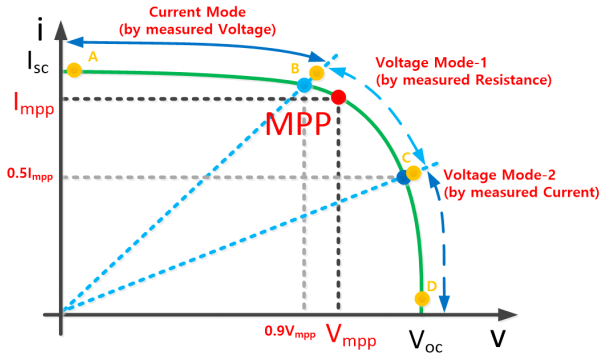
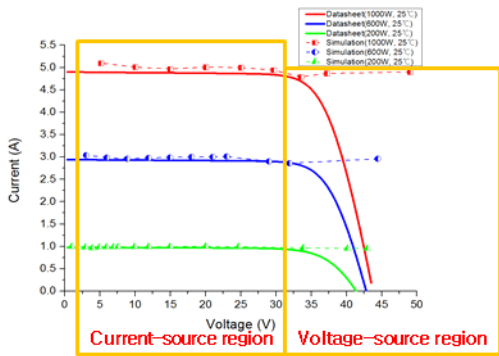
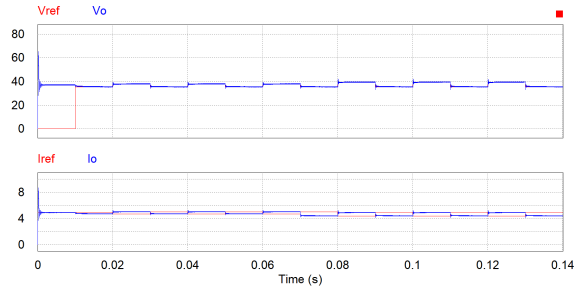


Fig. 6. 3-section hybrid control method.



(a) Current mode controller



(b) Current+voltage mode controller(around MPP)

Fig. 7. Solar array simulator using controller.

원 구역에서 문제가 발생할 수 있다. 전류전원 구역은 전류값의 변화폭이 전압값의 변화폭 보다 매우 작아, 전력단의 출력전류값이 흔들려 순간적으로 단락전류값을 넘어가게 되어 제어구역을 벗어나기 쉽고, 이에 따라 전압 지령치 생성 시 원하는 지령치를 생성하지 않게 되고 원하는 출력전압값을 얻지 못한다.

3. 하이브리드 제어기

3.1 하이브리드 제어기 구성

하이브리드 제어기의 기본적인 틀은 앞서 언급한대로 그림 6에서와 같이 세 가지의 구역으로 나누어 제어하는 방법이다^[8]. 이러한 세 가지의 제어기를 혼합하여 사용하는 이유는 곡선인자가 높은 패널(SQ160-PC)을 전류 모드 제어기만을 사용하여 모사할 경우, 그림 7(a)와 같이 전압전원 영역에서 제어 문제가 발생하여 모사하는 데 이탈하는 것을 확인하였다. 이러한 결과를 통해

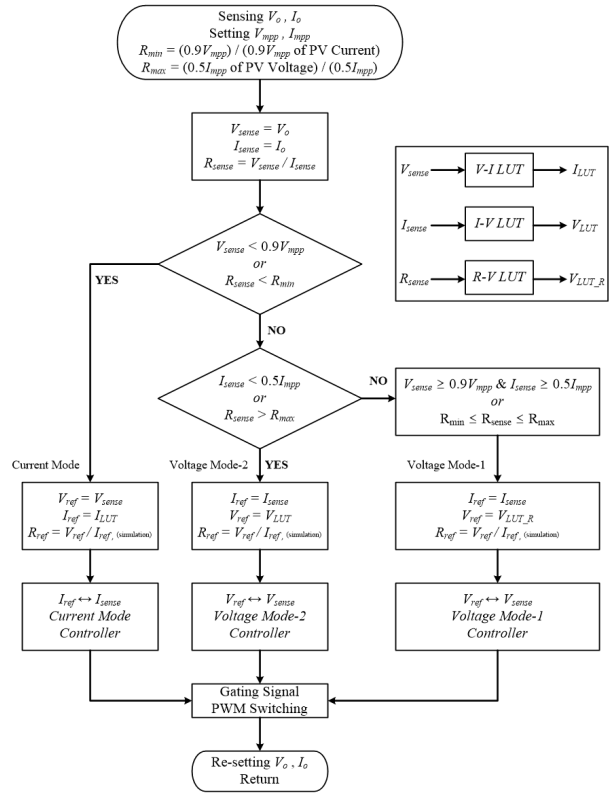


Fig. 8. System block diagram.

모사장치 제어기로는 문제 있는 것을 파악하였다.

위와 같은 전압전원 영역에서의 제어가 되지 않는 문제를 해결하기 위한 방법으로 전류 제어기와 전압 제어기를 합친 2개의 제어기를 사용하는 제어기법이 있다^[7]. 하지만 이 방법을 사용할 경우에는 그림 7(b)에서와 같이, 최대전력점 부근에서 진동이 발생하여 안정도에서 문제가 발생한다.

이처럼 문제 발생 원인은 최대전력점을 기준으로 설정하여 두 가지의 제어기를 합친 하이브리드 제어기를 구성한다. 이러한 경우에는 보편적으로 전류전원 구역과 전압전원 구역에서는 전류나 전압 둘 중 하나만 변화량이 커, 각각의 제어기를 사용할 시 제어에 문제가 발생하지 않는다. 하지만 그림 7(b)와 같이 곡선인자가 높은 패널은 비선형 전원 특성이 강하며, 최대전력점 주변의 전류-전압 모두 변화량이 크기에 조그마한 진동이 있을 시, 각 구역 제어기에 대해 스위칭이 빈번하게 발생하며 제어가 불안해 지는 것을 확인하였다. 이때의 전류-전압 제어기를 사용하였을 때, 설계한 동작조건은 그림 5와 같이 최대전력지점을 기준으로 전류전원 구역은 전류 제어, 전압전원 구역은 전압제어를 사용하였다. 위의 제어기의 설계사양은 식 (4), (5)와 같다.

$$\text{Current Mode Control} : 7868.9 \times \frac{(1+5.4 \times 10^{-5} s)}{s} \quad (4)$$

$$\text{Voltage Mode Control} : 6167.4 \times \frac{(1+7.2 \times 10^{-7} s)(1+7.9 \times 10^{-5} s)}{s} \quad (5)$$

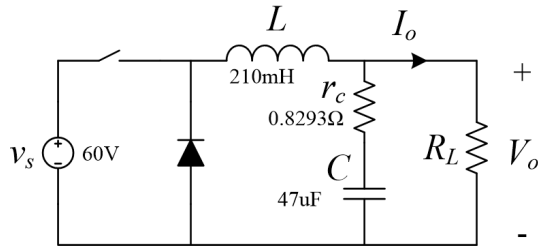


Fig. 9. Power stage using buck converter.

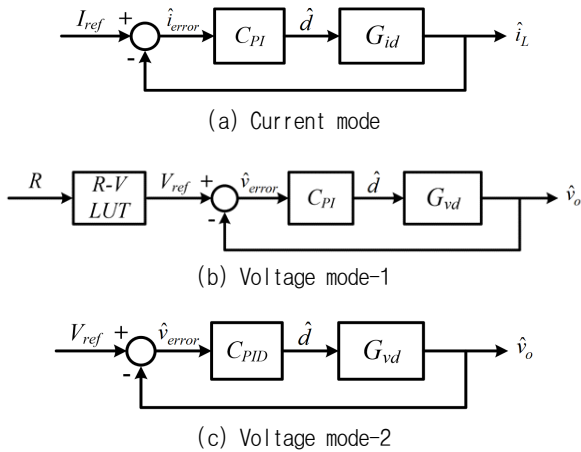


Fig. 10. Hybrid control block diagram.

TABLE II
DESIGN OF BUCK CONVERTER

Buck Converter	Parameter
Input Voltage	60V
Inductor	210mH
Capacitor	47uF
Capacitor ESR	0.8293Ω
Switching Frequency	100kHz

따라서 문헌 [8]에서 제시하는 방법을 토대로 두 지점을 지정하여 총 세 구역으로 하나의 전류 모드 제어기와 두 개의 전압 모드 제어기로 나누어 보다 정밀한 제어하는 방법을 제시하였다. 이러한 방법을 근거로 하여, 보다 제어 안정도를 확보하고 응답속도 향상 시키는 하이브리드 제어를 설계한다.

그림 6과 8을 보면, 세 가지 구역으로 만들어 주기 위해 두개의 기준점 설정을 하는데, 전류 모드는 출력전압 0부터 최대전력지점의 전압 90%까지, 전압 모드-2는 최대전력지점의 전류 50%부터 출력전류 0까지, 전압 모드-1은 나머지 사이의 구역으로 설정한다.

각 구역의 제어 모드를 설명하자면, 전류 모드 구역은 기존의 전류 모드 제어기와 같이 V-I 형식으로 출력전압값을 읽어와 전류 지령치를 생성하여 제어하는 모드이다. 그리고 2개의 전압 모드 구역은 전압 모드 제어를 하는 것은 맞지만 어떠한 값을 기반으로 하는 것인지가 다르다. 먼저 전압 모드-2 구역은 기존의 전압 모드 제어기와 마찬가지로 전류입력-전압출력 형태로, 출력전류값을 읽어와 전압 지령치를 생성하여 제어한다. 하지만

전압 모드-1 구역은 저항입력-전압출력 형태로, 아래의 식 (6)과 같이 측정되는 출력전류와 전압값을 이용하여 측정된 저항값을 읽어와 전압 지령치를 생성하여 제어하는 방식이다.

$$R_{measured} = \frac{V_{measured}}{I_{measured}} \quad (6)$$

3.2 하이브리드 제어기 설계

각 구역에 제어를 설계 시, 그림 9와 표 2와 같이 전력단으로 구성된 벡 컨버터를 기준으로 소신호 모델링을 이용하였다^{[10]-[11]}. PWM제어로 듀티를 이용한 각각의 제어, 전류제어 소신호 전달함수(G_{id}), 전압제어 소신호 전달함수(G_{vd})는 식 (7), (8)과 같다.

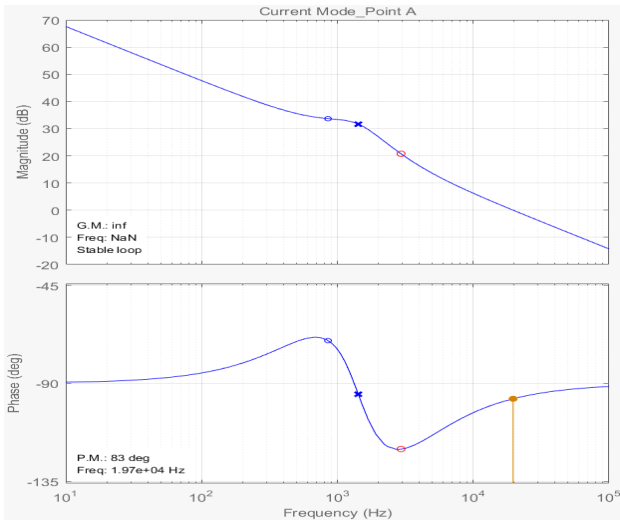
$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{v_s}{R_L} \frac{sC(R_L+r_c)+1}{s^2LC(1+\frac{r_c}{R_L})+s(Cr_c+\frac{L}{R_L})+1} \quad (7)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{v_s}{R_L} \frac{(sCr_c+1)(R_L+r_c)}{s^2LC(1+\frac{r_c}{R_L})+s(Cr_c+\frac{L}{R_L})+1} \quad (8)$$

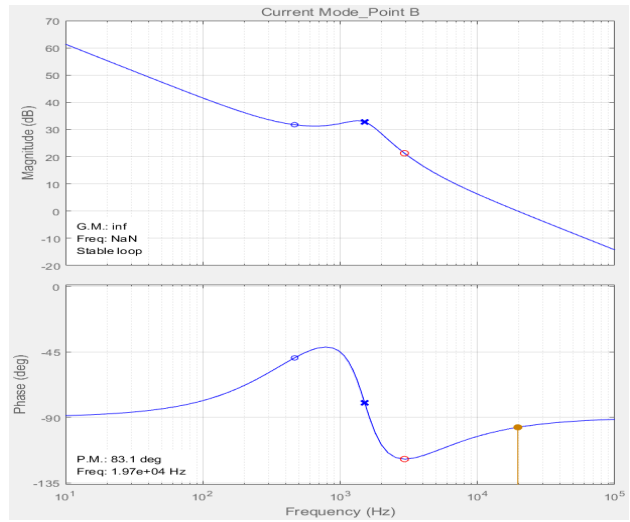
각 구역의 소신호 전달함수 식을 토대로, 전류 모드와 전압 모드-1은 PI 제어기를, 전압 모드-2는 PID 제어를 기반으로 하였다. 전력단의 MOSFET의 스위칭 주파수를 100kHz인 경우 교차주파수는 20%이하로 설계하는 것이 바람직하기에, 최대 20kHz를 선택하는 것이 가장 빠른 제어를 설계할 수 있다.

전류 모드 제어기는 위와 같이 교차주파수 20kHz로 PI 제어기를 설계하여 제어 안정도를 확보하였다. 하지만 전압 모드-1 제어기와 전압 모드-2 제어기는 서로 다른 제어기를 사용하였다. 그리고 전류 제어보다 전압 제어가 어려운 이유는 인덕터 전류 후 출력 캐패시터를 거친 후의 출력전압을 제어하는 것이기에 제어가 어렵다. 따라서 디지털로 구성할 제어기 중 PI 제어기보다 더 다차원인 PID 제어기를 사용해야 위상여유를 확보하기 쉽다. 따라서 전압 모드-1 제어기의 경우에는 PI 제어기나 PID 제어기를 교차주파수 20kHz로 설계하여 사용할 시 위상여유 확보에 어려움이 있어, 교차주파수를 6kHz로 낮추어 사용하여 제어 안정도를 확보하였다. 전압 모드-2 제어기의 경우에는 교차주파수가 20kHz인 PI 제어기를 사용하였을 때 제어 안정도가 불안정하여 PID 제어기를 사용하여 이를 확보하였다.

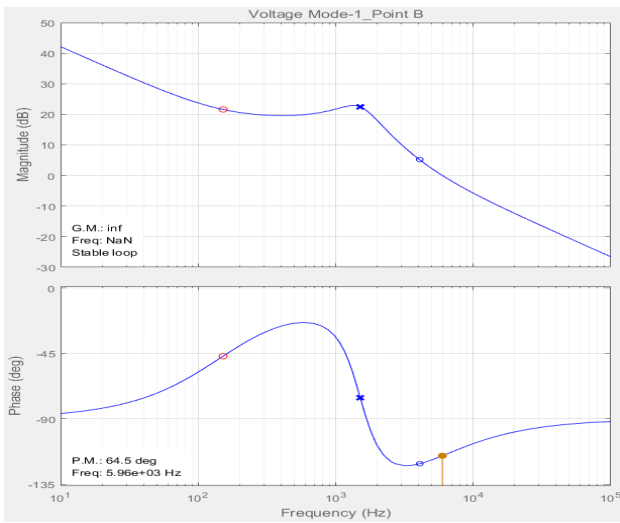
이러한 설계과정은 그림 10에서 각 구역의 제어 블록 다이어그램을 나타내었으며, 그림 11에서는 A부터 D까지의 지점, 즉 각 구역의 양 끝점에 대해 설계한 제어기를 사용하였을 때의 루프 이득의 보데선도를 나타내었고, 표 3은 각 모드별 제어기 설계사양과 각 지점에 대한 위상여유 및 교점 주파수를 나열하였다.



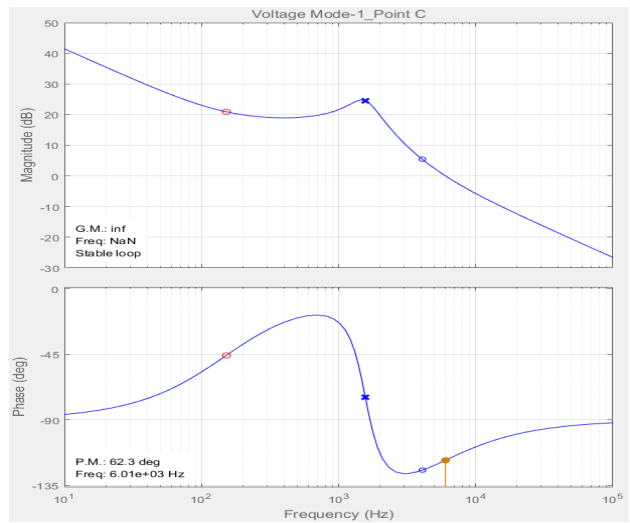
(a) Current mode point A



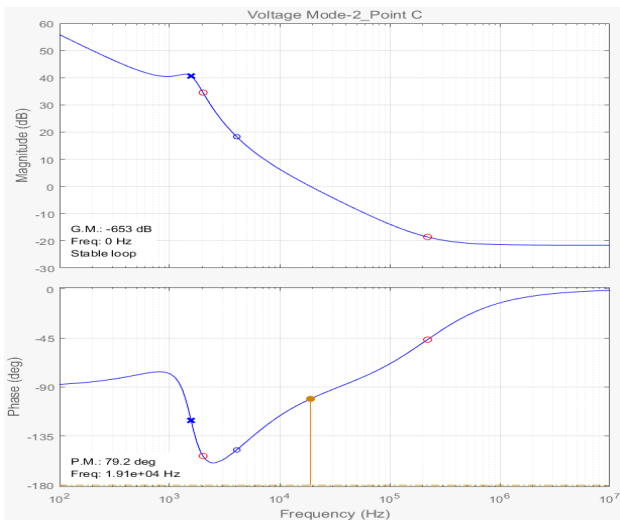
(b) Current mode point B



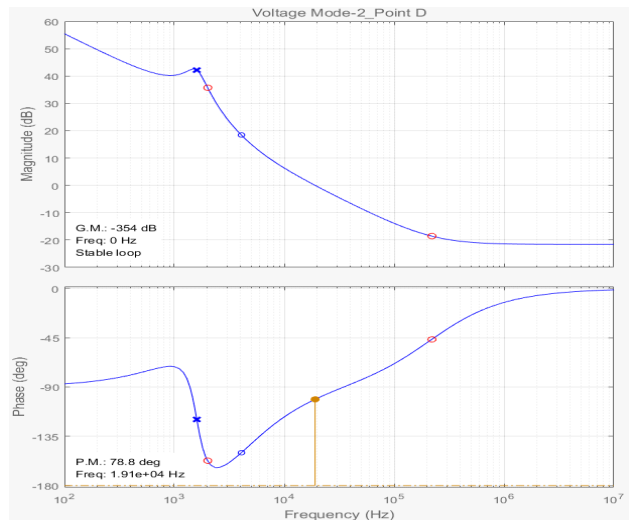
(c) Voltage mode-1 point B



(d) Voltage mode-1 point C



(e) Voltage mode-2 point C



(f) Voltage mode-2 point D

Fig. 11. Loop gain plots.

TABLE III
CONTROL IMPLEMENTATION

Mode	Controller		
Current Mode	$7868.9 \times \frac{(1 + 5.4 \times 10^{-5} s)}{s}$		
Voltage Mode-1	$118.51 \times \frac{(1 + 1 \times 10^{-3} s)}{s}$		
Voltage Mode-2	$6167.4 \times \frac{(1 + 7.2 \times 10^{-7} s)(1 + 7.9 \times 10^{-5} s)}{s}$		
Mode	Point	Phase Margin	Crossover Frequency
Current Mode	A	83°	19.7kHz
	B	83.1°	19.7kHz
Voltage Mode-1	B	64.5°	5.96kHz
	C	62.3°	6.01kHz
Voltage Mode-2	C	79.2°	19.1kHz
	D	78.8°	19.1kHz

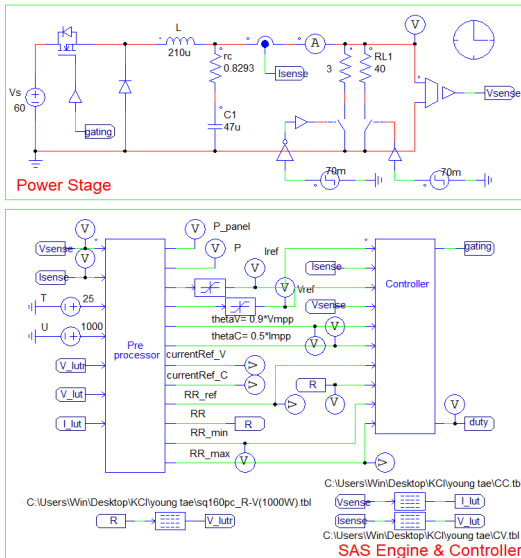
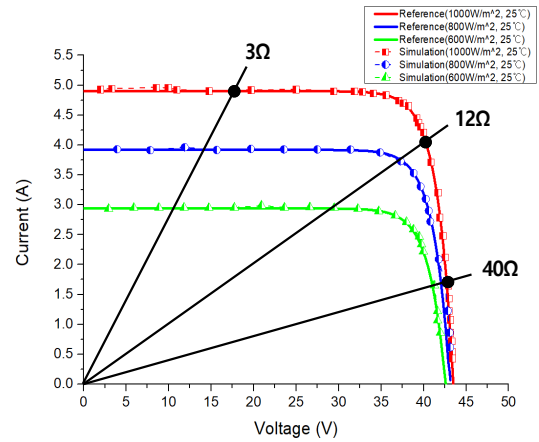


Fig. 12. Solar array simulator using PSIM.

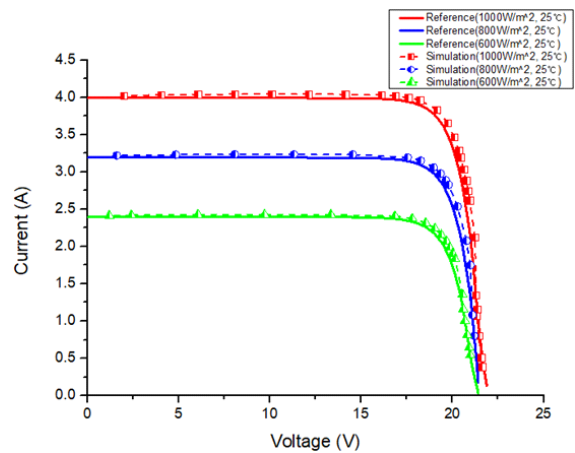
4. 성능 검증

제안한 하이브리드 제어기를 사용한 태양광 발전 패널 모사장치를 성능 검증하기 위하여 표 1에서 높은 곡선인자를 가진 패널인 SQ160-PC와 다른 패널인 KC65GT, BP-MSX120을 기반으로 한 지령치와 시뮬레이션 결과값을 비교검증 하였다. 테스트 조건은 온도는 25°C이고 일사량은 각 1000W/m², 800W/m², 600W/m²로 총 세 가지의 I-V 곡선을 기준으로 시뮬레이션 하였다.

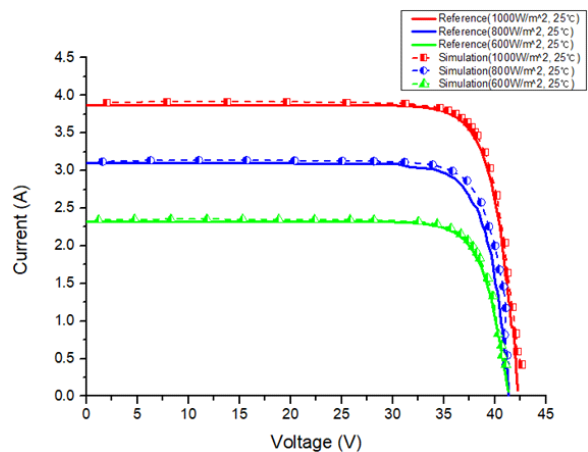
모사장치는 그림 1에서 제시한 것과 동일하게 PSIM을 이용하여 그림 12과 같이 구현하였다. 전력단은 벡컨버터를 사용하였고 SAS엔진은 조건표를 이용하였고, PSIM에서 제공하는 C Block(Preprocessor)으로 세 가지 구역을 지정해주었다. 제안하는 하이브리드 제어기 경우 DLL(Controller)을 이용하여 구성하였다. 최종적으로 제



(a) SQ160PC



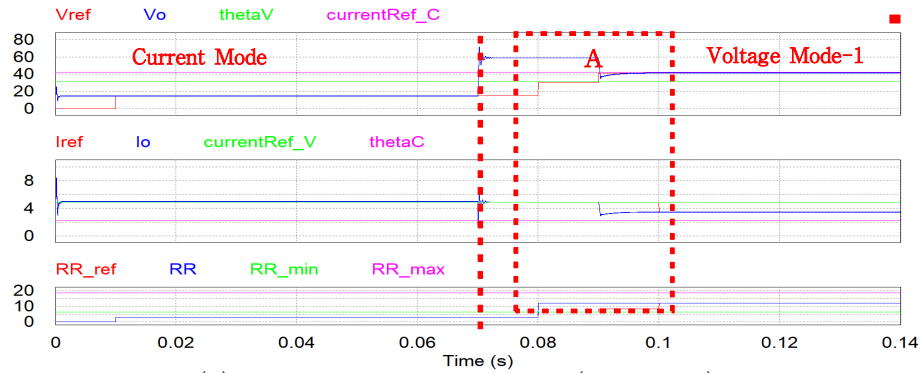
(b) KC65GT



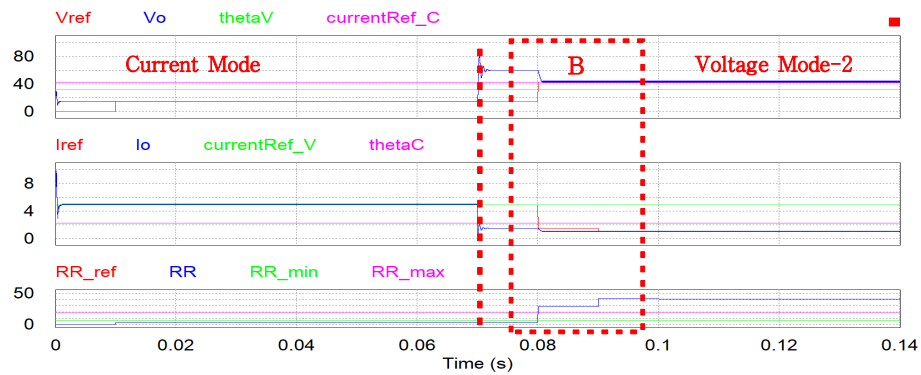
(c) BP-MSX120

Fig. 13. SAS output curve using hybrid control.

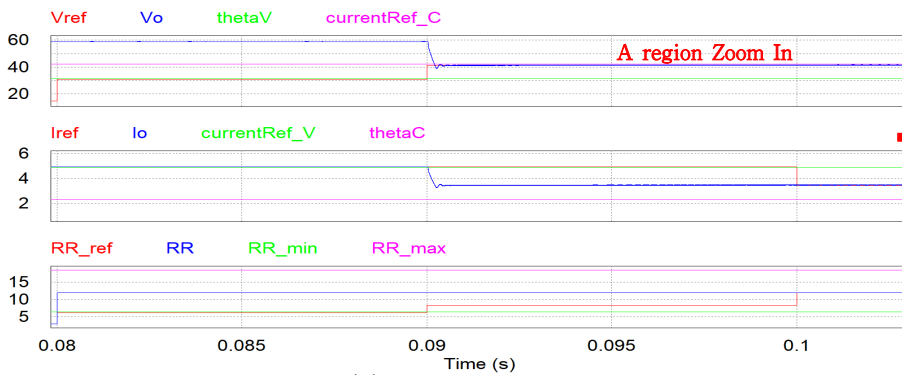
안하는 SAS의 원리는 부하저항의 값에 따라 출력전압-전류값이 추출되고 그 값이 모사하는 패널 I-V 곡선값을 나타낸다. 시뮬레이션 결과로는 그림 13과 같이, 세 가지의 일사량 변화에 따른 I-V 곡선을 나타낸 것으로, 실선의 I-V 곡선은 실제 패널의 데이터를 저장한 조건표를 통해 만들어진 패널의 지령치를 나타내고, 점과 점선으로 표시된 것은 패널의 지령치를 토대로 제어한 전력단의 시뮬레이션 출력값이다.



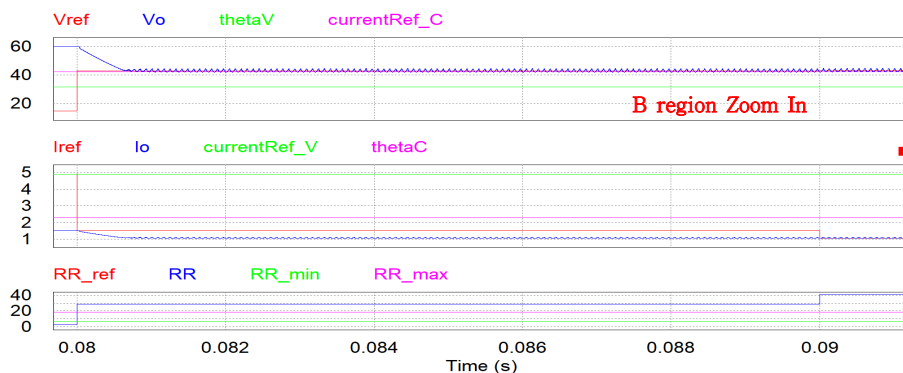
(a) Current mode \rightarrow Voltage mode-1 ($3\Omega \rightarrow 12\Omega$)



(b) Current mode \rightarrow Voltage mode-2 ($3\Omega \rightarrow 40\Omega$)

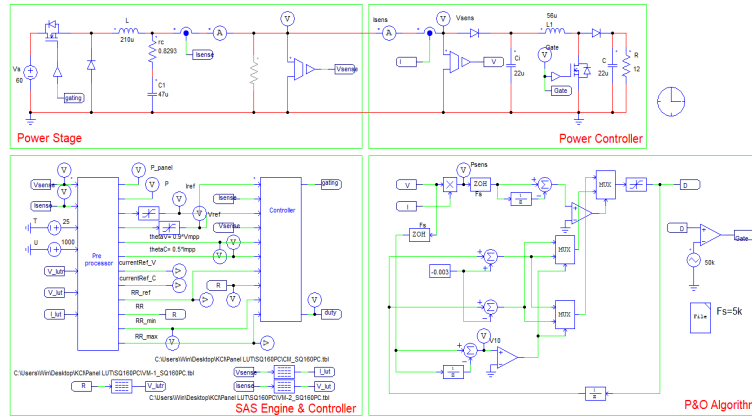


(c) A region zoom in

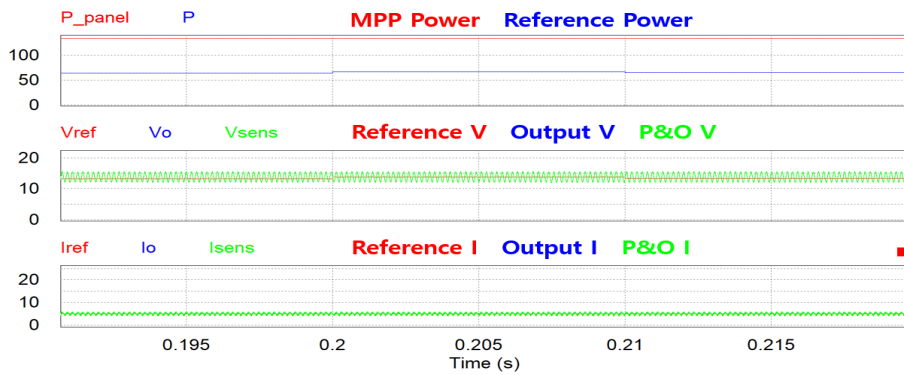


(d) B region zoom in

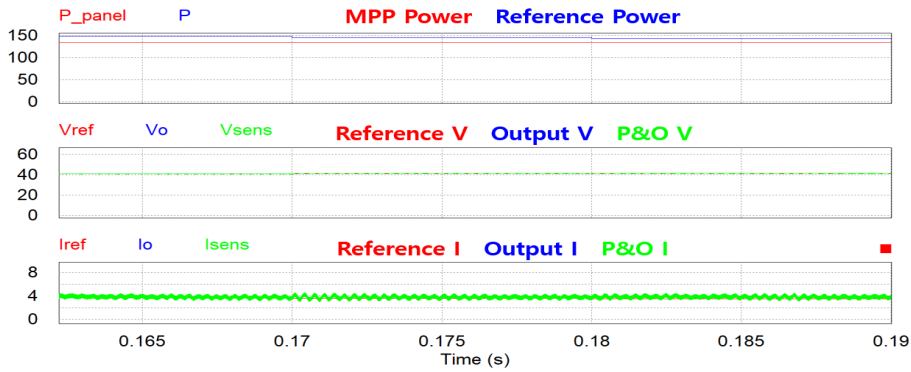
Fig. 14. Mode change. ($1000W/m^2$, $25^\circ C$)



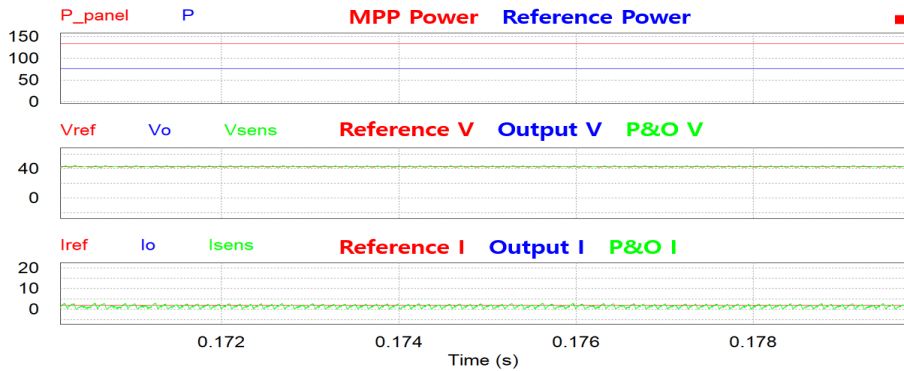
(a) Power controller using P&O algorithm



(b) Current mode (3Ω)

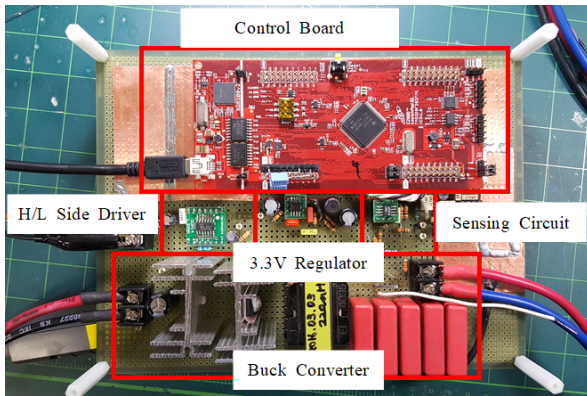


(c) Voltage mode-1 (12Ω)

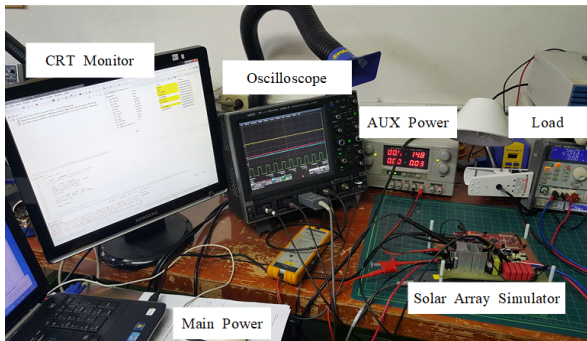


(d) Voltage mode-2 (40Ω)

Fig. 15. Solar array simulator with power controller.



(a) Solar array simulator using TMS320F28377S

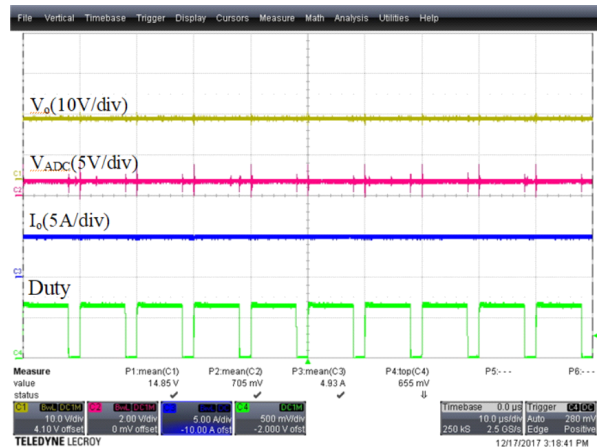


(b) Experiment of setup

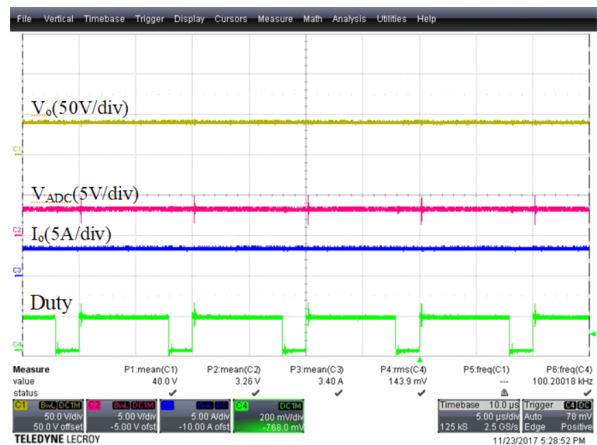
Fig. 16. Solar array simulator.

그림 14(a), (b)의 경우에는 그림 13(a)에서 표시한 세 가지의 부하저항값의 변화에 따라 다른 제어기로 전환될 때의 상태를 확인한 실험이다. 이 실험은 지령치 생성 및 모사장치의 출력전압-전류값, 저항값의 변화를 나타낸 것으로, 빨강선은 지령치, 파랑선은 출력값이며 초록선과 분홍선은 그림 6의 B지점과 C지점의 전압, 전류 그리고 저항값을 나타낸 것이다. 전류 모드에서 전압 모드-1으로 변환 될 때, 측정되는 저항값을 기반으로 패널에 속하는 전압과 전류를 추출되는 것을 확인 할 수 있고 전압 모드-2에서도 설정한 값에 대해 맞추어 따라가는 것을 확인 할 수 있다. 그리고 그림 14(c), (d)는 위의 그림 14(a), (b)에서 점선으로 표시한 A와 B 부분에 대해 확대한 것으로, 모드가 변환하는 과정에 대한 응답 속도를 확인한 결과로 전압-전류 모두 오버슈트가 작으며 제어에 대한 안정도를 확인하였다. 이러한 그림 13, 14를 통해 태양광패널 모사장치에 대하여 세 가지의 제어기를 이용한 하이브리드 제어기에 대한 검증으로 높은 곡선인자를 가진 상용화된 패널을 모사할 수 있는 것을 검증하였다.

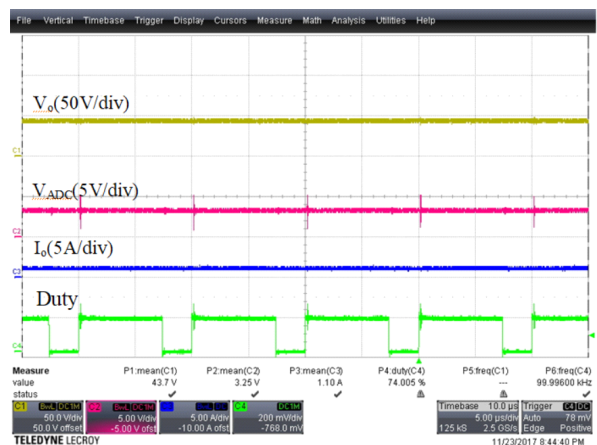
다른 검증방법으로, 그림 15(a)와 같이 태양광패널 모사장치 뒷단에 전력조절기를 연결하여 확인하였다. 전력조절기 제어 방법으로는 P&O 방법을 사용한 것으로, 그림 13(a)에서 표기한대로, 3Ω, 12Ω, 40Ω 즉, 전류 모드, 전압 모드-1 그리고 전압 모드-2의 지점에 대해 전력조절기의 제어를 확인하였다. 빨강선은 지령치를,



(a) Current mode operation when $R_L=3\Omega$



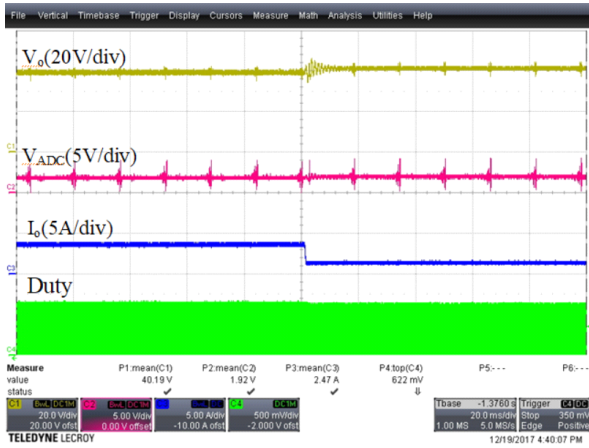
(b) Voltage mode-1 operation when $R_L=12\Omega$



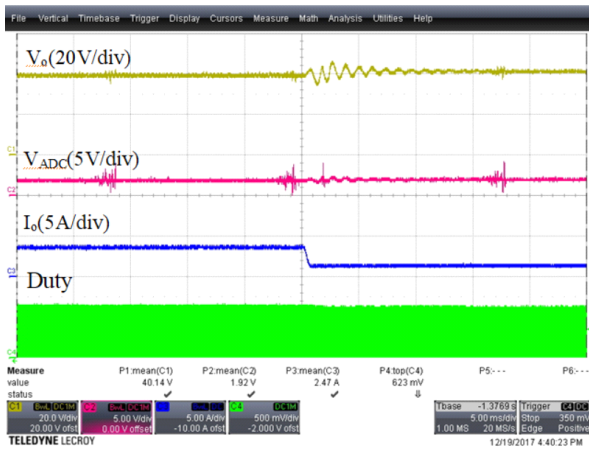
(c) Voltage mode-2 operation when $R_L=40\Omega$

Fig. 17. Experiment result for operation modes when $1000W/m^2$, $25^\circ C$.

파랑선은 출력값을, 초록선은 전력조절기를 나타낸다. 모사장치는 기존에 설계하였던 대로 스위칭 주파수를 100kHz, 샘플링 주파수는 50kHz로 설정하였으며, 전력조절기의 경우는 스위칭 주파수를 20kHz, 샘플링 주파수는 5kHz로 설정하였다. 이러한 시뮬레이션 결과로 그림 15(b), (c), (d)의 연두색이 전력조절기 제어를 나



(a) Operation mode change from voltage mode-1 to voltage mode-2, $R_L=12\Omega \rightarrow 40\Omega$



(b) Operation mode change from voltage mode-1 to voltage mode-2, $R_L=12\Omega \rightarrow 40\Omega$ when transient time zoom in

Fig. 18. Experiment result for operation modes change when $1000W/m^2$, $25^\circ C$.

타낸다. 제어에 영향이 크지 않은 이유는 모사장치의 제어는 출력값에 대한 직접적인 제어를 하는 반면, 전력조절기는 출력값에 대해 트래킹 하는 것으로 간접적인 제어를 하기 때문이다. 따라서 그림 12를 그림 16(a)와 같이 실제 하드웨어로 구현하였다. 전력단은 벽컨버터를 사용하였으며, 모사장치 엔진과 제어기는 TMS320F28377S를 사용하였고 이러한 하드웨어로 그림 16(b)와 같이 실험을 구성하였다. 그림 17은 앞서 시뮬레이션 하였던 방식과 같이 실제 하드웨어로 실험하였을 경우의 파형이다. 또한 모드 변경 시 제어 안정도와 응답속도에 대해 그림 18과 같은 결과를 확인하였다.

6. 결 론

본 논문에서는 태양광패널 모사장치의 하이브리드 제어를 분석 및 설계하여, 기존의 하나의 제어를 사용하는 제어기법에서 제어가 되지 않아 모사가 불가능했던 높은 곡선인자를 가진 패널에 대해서도 모사가 가능

한 것을 확인하였다. 이 하이브리드 제어기법은 총 세 가지의 제어를 이용하며, 각 구역의 소신호 모델링을 통해 전달함수를 구하고 이를 이용하여 각 구역의 제어를 설계하고 각 경계점 중심으로 제어의 안정성과 응답속도를 검증하기 위해 각 제어구역에 대한 위상여유와 교점 주파수를 확인하였고, PSIM을 이용하여 태양광패널 모사장치를 구현하고 현재 상용화된 각각 다른 태양광패널(SQ160-PC, KC65GT, BP-MSX120)의 지령치와 시뮬레이션 출력값을 비교 검증하여 제어 안정도 및 응답속도를 확인하였다. 이러한 태양광패널 모사장치를 구성할 시 높은 곡선인자의 패널도 모사할 수 있어, 다양한 패널에 대해 대응이 가능하다. 또한 모사장치 뒷단에 전력조절기를 설치하여 사용하였을 경우에 대해서도 검증하였다. 이러한 모사장치에 대하여 실제 하드웨어로 구현하여 실험한 결과를 통해 제어 안정성과 응답속도에 대해 확인하였다.

이 논문은 2017년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2017R1A2B4005488)

References

- [1] D. Sera, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "PV panel model based on datasheet values," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2392-2396, Jun. 2007.
- [2] J. J. Soon and K. S. Low, "Photovoltaic model identification using particle swarm optimization with inverse barrier constraint," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 9, pp. 3975-3983, Sep. 2012.
- [3] J. Y. Park and S. J. Choi, "A new PSIM model for PV panels employing datasheet-based parameter tuning," *The Transactions of Korea Institute of Power Electronics (KIPE)*, Vol. 20, No. 6, pp. 498-508, Dec. 2015.
- [4] 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, Oct. 2014.
- [5] B. C. Babu and S. Gurjar, "A novel simplified two-diode model of photovoltaic(PV) module," *IEEE Journal of Photovoltaics*, Vol. 4, No. 4, pp. 1156-1161, Jul. 2014.
- [6] A. Koran, K. Sano, R. Y. Kim, and J. S. Lai, "Design of a photovoltaic simulator with a novel reference signal generator and two-stage LC output filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 5, pp. 1331-1338, May 2010.
- [7] A. Vijayakumari, A. T. Devarajan, and N. Devarajan,

“Design and development of a model-based hardware simulator for photovoltaic array,” *Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 43, No. 1, pp. 40-46, 2012.

- [8] Y. Li, T. Lee, F. Z. Peng, and D. Liu, “A hybrid control strategy for photovoltaic simulator,” *2009 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Washington DC, pp. 899-903, Feb. 2009.
- [9] P. Venkataraman, “Applied optimization with MATLAB programming,” 2nd ed., WILEY, 2009.
- [10] R. D. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modelling switching-converter power stages,” *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cleveland, OH, pp. 18-34. 1976.
- [11] B. C. Choi and P. Modulated, “DC-to-DC power conversion circuit, dynamics, and control designs,” WILEY, 2013.



서영태 (徐榮兌)

1991년 11월 24일생. 2016년 울산대 전기공학부 졸업. 2016년~2018년 2월 졸업. 동 대학원 전기공학부 석사과정.



웰라와타 투시타(Wellawatta Thusitha)

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



최성진 (崔城振)

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

전기공학부 부교수.